

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ «ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

ЄЛІСЄЄВА ГАННА СЕРГІЇВНА

УДК 681.5.034.7:(621.36:621.395.66)(043.5)

ДИСЕРТАЦІЯ
РЕКУРЕНТНІ ЛОГАРИФМІЧНІ АНАЛОГО-ЦИФРОВІ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

123 – «Комп'ютерна інженерія»

12 – «Інформаційні технології»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело.
Єлісєєва Г.С.

Науковий керівник:

Мичуда Зиновій Романович

доктор технічних наук, професор

Львів – 2023

АНОТАЦІЯ

Слісєєва Г.С. Рекурентні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 123 «Комп'ютерна інженерія» (12 «Інформаційні технології»). – Національний університет «Львівська політехніка», Львів, 2023.

Зміст анотації

Дисертація присвячена вирішенню актуальної науково-технічної задачі розроблення та дослідження принципів побудови та створення рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів для підвищення метрологічних характеристик. Перетворення у сучасних ЛАЦП на комутованих конденсаторах здійснюються зі сталою або змінною основою логарифму. Серед множини таких ЛАЦП, - зокрема, послідовних, порозрядних, паралельних, з імпульсними зворотними зв'язками та рекурентних, - на даний момент найменш вивченими є рекурентні.

У вступі обґрунтовано актуальність теми дисертаційних досліджень, сформульовано мету дослідження та науково-технічні завдання, необхідні для її досягнення, показано зв'язок дослідження з науковими програмами та темами, наведено наукову новизну отриманих результатів, їх практичну цінність та особистий внесок здобувача. Подано відомості про апробацію результатів роботи та особистий внесок автора та його публікації.

У першому розділі проведено аналіз сучасного стану логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП) на комутованих конденсаторах мають переваги у технічних характеристиках порівняно з іншими типами логарифмічних перетворювачів. Ці ЛАЦП поділяються на два типи: ЛАЦП з перерозподілом та ЛАЦП з накопиченням заряду в конденсаторних комірках. На даний час

достатньо повно вивчені такі класи ЛАЦП як послідовні, порозрядні та з імпульсним зворотним зв'язком. Проте клас рекурентних ЛАЦП досліджений недостатньо і це ускладнює практичну реалізацію та оптимізацію таких перетворювачів. Зроблено класифікацію логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, здійснено аналіз властивостей інтегральних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, при розробці інтегральних ЛАЦП надають перевагу використанню однакових структурних блоків в їх перетворювачах. Тому більшість інтегральних ЛАЦП є конвеєрними, забезпечуючи середню точність, еквівалентну 8 двійковим розрядам. Розглянуто перспективи розвитку інтегральних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів. Відмінними перспективами з точки зору інтегрального виконання є ЛАЦП з імпульсним зворотним зв'язком. Для їх практичної реалізації потрібен всього лише один навісний конденсатор. Також перспективними є паралельні ЛАЦП, які складаються з однакових резисторних блоків $R-R''$ та використовують додатковий резистор R' .

У другому розділі розроблено загальні принципи побудови рекурентних ЛАЦП, розглянуто реалізацію рекурентних ЛАЦП зі сталою та змінною в процесі перетворення основою логарифму і створено їх узагальнені структурні схеми, дано оцінку точності та швидкодії в залежності від основи логарифму для спрощення проектування і практичної реалізації перетворювачів із заданими параметрами. Реалізація рекурентних ЛАЦП суттєво залежить від способу створення потрібної кількості еталонних величин, де значення визначаються основою логарифма. При цьому основа логарифму може бути сталою або змінною під час процесу перетворення. Рекурентні ЛАЦП потребують меншу кількість еталонних величин порівняно з іншими ЛАЦП, рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифму порівняно з рекурентними ЛАЦП зі сталою основою мають значно більшу швидкодію. За рахунок збільшення кількості циклів перетворення у рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму можна отримати результат перетворення точніший від точності, що відповідає

кількості розрядів ЛАЦП. Наприклад, у 8-ми розрядному рекурентному ЛАЦП досягається точність 10 двійкових розрядів за 4 цикли перетворення. Підвищення точності рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму більш ніж на 2 – 4 двійкові розряди порівняно з кількістю розрядів ЛАЦП недоцільне через суттєве збільшення часу перетворення.

У третьому розділі розроблено фізичні моделі рекурентних ЛАЦП, встановлено джерела похибок, створено математичні моделі похибок рекурентних ЛАЦП, дано оцінку похибок з урахуванням параметрів сучасних компонентів і показано, що домінуючою похибкою є похибка від впливу паразитних міжелектродних ємностей.

На процес перетворення в рекурентних ЛАЦП вплив паразитних факторів компонентів проявляється в основному через проникнення напруги керування ключами та передачі паразитного заряду затворів ключів конденсаторних комірок, а також – через струми витікання.

Запропоновано математичні моделі похибок рекурентних ЛАЦП, які дають змогу аналітично оцінити точність ЛАЦП.

Похибки від впливу паразитних ємностей ЛАЦП збільшуються за абсолютними значеннями разом із збільшенням кількості тактів перетворення. Найбільший приріст похибок є на перших 2-3 тактах перетворення, а після 10-и тактів прирости мізерно малі. Похибки від впливу паразитних ємностей ЛАЦП зменшуються за абсолютними значеннями зі збільшенням ємності накопичуючих конденсаторів ($C1$ і $C2$) конденсаторної комірки та зменшенням кількості бітів ЛАЦП. Похибки від перенесення паразитного заряду є додатними, а похибки від передачі керуючої напруги є від'ємні, внаслідок чого має місце їх часткова взаємна компенсація у результуючій похибці, яка стає додатною.

Для досягнення задовільної точності у 12-розрядному ЛАЦП ємності конденсаторів ($C1$ і $C2$) конденсаторної комірки мають бути не менші 1нФ при

використанні сучасних високоякісних аналогових ключів таких виробників як Maxim або Analog Devices з паразитною ємністю менше 1 пФ.

Похибка перетворення рекурентних ЛАЦП від впливу струмів витікання при вхідних напругах 0,001 – 10 В і $C1 = C2 = 10$ нФ є додатною, не залежить від паразитних ємностей компонентів і:

- для 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 10- і 12-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,45$ і $1,37) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 28 мкс і 78 мкс (14 і 39 тактів перетворення);

- для 10-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12- і 14-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,61$ і $1,44) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 36 мкс і 82 мкс (18 і 41 тактів перетворення);

- для 12-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 14- і 16-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,76$ і $1,52) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 44 мкс і 86 мкс (22 і 43 тактів перетворення).

Інструментальна похибка рекурентних ЛАЦП практично дорівнює похибці від впливу струмів витікання при вхідних напругах 0,001 – 10 В і $C1 = C2 = 10$ нФ.

Результуюча зведена похибка перетворення рекурентних ЛАЦП практично повністю визначається їх похибкою квантування. За цим показником логарифмічні АЦП поступаються лінійним АЦП лише на початку діапазону перетворення (від 10 В до 1 В), а в подальшому ЛАЦП за точністю переважають лінійні АЦП, оскільки їх відносна похибка квантування зберігає сталі значення у всьому діапазоні вхідних сигналів тоді як відносна похибка лінійних АЦП зростає із зменшенням вхідних сигналів.

Збільшення точності вихідного коду рекурентних ЛАЦП на 2 і 4 розряди (порівняно з його номінальною точністю N_n) призводить до збільшення часу перетворення відповідно у 1,5 і 3 рази порівняно з часом перетворення класичних порозрядних ЛАЦП номінальною розрядністю N_n+2 і N_n+4 .

У четвертому розділі проведено фізичне моделювання розроблених рекурентних ЛАЦП зі сталою та зі змінною основою логарифма. Наведено принципові схеми рекурентних ЛАЦП, при розробці яких особливу увагу звернуто на перспективність їх для виготовлення за технологією інтегральних схем. Запропоновано нові технічні рішення рекурентних ЛАЦП як зі сталою, так і зі змінною основою логарифма. Новим є виконання дільника опорної напруги з однакових Г-подібних блоків з двох резисторів. Дільник опорної напруги для рекурентних ЛАЦП послідовного перетворення зі сталою основою є простішим і містить лише 8 блоків. Для реалізації дільника опорної напруги для рекурентних ЛАЦП порозрядного перетворення зі змінною основою кількість блоків значно зростає і для 8-розрядного ЛАЦП їх потрібно 64. Проведені дослідження підтвердили, що для забезпечення збільшення точності рекурентних ЛАЦП вище їх номінальної розрядності, необхідно вибирати основу логарифму як для ЛАЦП цієї вищої розрядності. Наприклад, для 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 10- і 12-розрядною точністю вихідного коду основа логарифму повинна бути рівна відповідно $\zeta = 0,9910459$ і $\zeta = 0,9977539$.

Ключові слова: логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі, комутовані конденсатори, рекурентні методи, засоби, аналіз, моделювання.

ABSTRACT

Yelisieieva.H.S. Recurrent logarithmic analog-to-digital converters. – Qualification scientific work on the rights of a manuscript.

The thesis for the Philosophy Doctor (Ph.D.) degree in specialty 123 «Computer Engineering» (12 «Information Technology»). – Lviv Polytechnic National University, Lviv, Ukraine, 2023.

Abstract content The Ph.D. thesis is devoted to solving the current scientific and technical problem of developing and researching the principles of construction and creation of recurrent logarithmic analog-to-digital converters to enhance metrological characteristics. In modern LADCs, conversions are performed with either a fixed or variable logarithmic base. Among various types of such LADCs, including successive approximation, flash, parallel, feedback pulse, and recurrent ones, recurrent LADCs are currently the least explored.

The introduction substantiates the relevance of the topic of dissertation research, formulates the purpose of the study and the scientific and technical tasks necessary to achieve it, shows the connection of the study with scientific programs and topics, provides the scientific novelty of the results obtained, their practical value and the personal contribution of the applicant. Information about the work results' testing and the author's personal contribution and publication are presented.

The first section an analysis of the current state of logarithmic analog-to-digital converters has been conducted. Logarithmic analog-to-digital converters (LADCs) based on switched capacitors offer advantages in technical characteristics compared to other types of logarithmic converters. These LADCs are divided into two types: those with redistribution and those with charge accumulation in capacitor cells. Currently, such classes of LADCs as sequential, parallel, and feedback pulse LADCs are well

researched. However, the class of recurrent LADCs is insufficiently studied, which complicates their practical implementation and optimization.

A classification of logarithmic analog-to-digital converters has been performed, and an analysis of the properties of integrated logarithmic analog-to-digital converters has been carried out. In the development of integrated LADCs, preference is given to the use of identical structural blocks in their converters. Therefore, most integrated LADCs are pipelined, providing an average accuracy equivalent to 8 binary bits. The prospects for the development of integrated logarithmic analog-to-digital converters have been discussed. LADCs with feedback pulse techniques offer excellent prospects for integration. Practical implementation of these LADCs requires just a single external capacitor. Parallel LADCs are also promising, as they consist of identical resistor blocks $R - R''$ and utilize an additional resistor R' .

In the second section outlines the general principles of constructing recurrent Logarithmic Analog-to-Digital Converters (LADCs). The implementation of recurrent LADCs with both constant and variable bases of logarithms during the conversion process is examined. Their generalized structural schemes are developed. Accuracy and performance assessments are provided, considering the logarithmic base variations. These evaluations aim to simplify the design and practical implementation of converters with predetermined parameters. The implementation of recurrent LADCs significantly depends on how to create the required number of reference values determined by the logarithmic base. The logarithmic base can be either fixed or variable during the conversion process. Recurrent LADCs require fewer reference values compared to other LADCs, and recurrent LADCs with a variable logarithmic base have significantly higher speed than recurrent LADCs with a fixed base. By increasing the number of conversion cycles in recurrent LADCs with a variable logarithmic base, you can achieve conversion results more accurate than the precision corresponding to the number of bits in the LADC. For example, in an 8-bit recurrent LADC, a precision equivalent to 10 binary bits is achieved in 4 conversion cycles. Increasing the precision of recurrent LADCs with a variable logarithmic base by more

than 2-4 binary bits compared to the number of LADC bits is impractical due to a significant increase in conversion time.

In the third chapter, physical models of recurrent Logarithmic Analog-to-Digital Converters (LADCs) have been developed. Error sources have been identified, and mathematical error models for recurrent LADCs have been established. Error assessments have been provided, taking into account contemporary component parameters, demonstrating that the predominant error is attributed to the influence of parasitic inter-electrode capacitance. In the process of conversion in recurrent LADCs, the influence of parasitic factors in components mainly occurs through the leakage of control voltage at the switches and the transmission of parasitic charge from the gates of the capacitor cell switches. This effect is also seen through leakage currents.

Mathematical error models for recurrent LADCs have been proposed, allowing for an analytical assessment of the LADC's accuracy.

Errors from parasitic capacitance in recurrent LADCs increase in absolute values with the increasing number of conversion cycles. The largest error increase occurs during the first 2-3 conversion cycles, and after 10 cycles, the increases become negligible. Errors from parasitic capacitance decrease in absolute values with an increase in the capacitance of the accumulating capacitors (C_1 and C_2) of the capacitor cell and a decrease in the number of LADC bits. Errors due to parasitic charge transfer are positive, while errors due to the control voltage transmission are negative, resulting in their partial mutual compensation in the resulting error, which becomes positive.

To achieve satisfactory accuracy in a 12-bit LADC, the capacitance of the capacitors (C_1 and C_2) of the capacitor cell should be at least 1 nF when using modern high-quality analog switches from manufacturers such as Maxim or Analog Devices with a parasitic capacitance of less than 1 pF.

The conversion error in recurrent LADCs due to leakage currents at input voltages of 0.001 - 10 V and $C_1 = C_2 = 10$ nF is positive and does not depend on the parasitic capacitance of the components.

It does not exceed $(0.45 \text{ and } 1.37) \cdot 10^{-3}\%$ for an 8-bit recurrent LADC operating with 10- and 12-bit output code precision, respectively, with a conversion time not exceeding $28 \mu\text{s}$ and $78 \mu\text{s}$ (14 and 39 conversion cycles).

For a 10-bit recurrent LADC operating with 12- and 14-bit output code precision, the error does not exceed $(0.61 \text{ and } 1.44) \cdot 10^{-3}\%$ for conversion times not exceeding $36 \mu\text{s}$ and $82 \mu\text{s}$ (18 and 41 conversion cycles).

For a 12-bit recurrent LADC operating with 14- and 16-bit output code precision, the error does not exceed $(0.76 \text{ and } 1.52) \cdot 10^{-3}\%$ for conversion times not exceeding $44 \mu\text{s}$ and $86 \mu\text{s}$ (22 and 43 conversion cycles).

The instrumental error of recurrent LADCs is practically equivalent to the error from the influence of leakage currents at input voltages of $0.001 - 10 \text{ V}$ and $C_1 = C_2 = 10 \text{ nF}$.

The resulting integrated conversion error of recurrent LADCs is largely determined by their quantization error. In this regard, logarithmic ADCs are inferior to linear ADCs only at the beginning of the conversion range (from 10 V to 1 V). In the subsequent range, logarithmic ADCs surpass linear ADCs in terms of precision since their relative quantization error remains constant throughout the entire range of input signals, while the relative error of linear ADCs increases with decreasing input signals.

Increasing the output code accuracy of recurrent LADCs by 2 and 4 bits (compared to their nominal accuracy N_n) leads to an increase in conversion time by 1.5 and 3 times, respectively, compared to the conversion time of classical serial ADCs with nominal bit widths of N_{n+2} and N_{n+4} .

The fourth chapter, physical modeling of developed recurrent LADCs with both a constant and variable logarithmic base was conducted. Schematic diagrams of recurrent LADCs were provided, emphasizing their potential for manufacturing using integrated circuit technology. New technical solutions for recurrent LADCs with both constant and variable logarithmic bases were proposed. A novel approach involves constructing the reference voltage divider from identical G-shaped blocks with two resistors. The reference voltage divider for sequential recurrent LADCs with a constant

base is simpler and consists of only 8 blocks. To implement the reference voltage divider for recurrent LADCs with parallel conversion and a variable base, the number of blocks significantly increases, requiring 64 blocks for an 8-bit LADC. Research confirmed that to achieve higher accuracy in recurrent LADCs beyond their nominal bit width, the logarithmic base should be selected to match the intended LADC precision. For example, in the case of an 8-bit recurrent LADC operating with 10- and 12-bit output code precision, the logarithmic base should be respectively $\zeta = 0,9910459$ i $\zeta = 0,9977539$.

Keywords: analog-to-digital converters, switched capacitors, recurrent methods, tools, analysis, modeling.

Список публікацій здобувача за темою дисертації

Статті у періодичних виданнях України, які входять до переліку фахових:

- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Спрощення реалізації та підвищення точності рекурентних логарифмічних АЦП // Комп'ютерні технології друкарства. 2021. № 1 (45). С. 33–43.
- Mychuda Z., Yelisieieva H. Features of implementation of recurrent logarithmic ADCs // Вимірювальна техніка та метрологія : міжвідомчий науково-технічний збірник. 2022. Вип. 83, № 4. С. 5–10.
- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі. Основа логарифма // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Автоматика, вимірювання та керування". 2019. № 907. С. 19–27.
- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Автоматика, вимірювання та керування". 2017. № 880. С. 31–40.

Статті у наукових періодичних виданнях інших держав, які входять до міжнародних наукометричних баз:

- Mathematical modelling of the influence of parasitic capacitances of the components of the logarithmic analogue-to-digital converter (LADC) with a successive approximation on switched capacitors for increasing accuracy of conversion / Z. Mychuda, L. Mychuda, I. Zhuravel, Z. Szcześniak, A. Szcześniak, H. Yelisieieva // Electronics (Switzerland). 2022. Vol. 11, iss. 9. P. 1485-1–1485-16.

Матеріали міжнародних наукових та науково-практичних конференцій:

- Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд / Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. // Матеріали XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика/Automatics-2018». – Львів, вересень 18-19, 2018.- с. 120-121.
- Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з імпульсним зворотним зв'язком / Єлісеєва Г.С., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. // *ISACIT'2019*. Тези доповідей 5-ї міжнародної конференції з автоматичного управління та інформаційних технологій. – Л.: Видавництво НУЛП, 2019. - 1 електр. опт. диск (DVD), ISBN 978-966-941-360-4, с.21-22.
- Рекурентні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі зі змінною основою / Єлісеєва Г.С., Мичуда З.Р., Журавель І.М., Мичуда Л.З. // Збірник праць IX Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2021».- Черкаси-Херсон-Лазурне, вересень 20-24, 2021.- с. 73-75.
- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Спрощення реалізації рекурентних логарифмічних АЦП // Матеріали Міжнародна НПК «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання ІТКМ-2022», Івано-Франківськ-Микуличин, 10-14 грудня 2022 р.

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С., Юськів Б.О. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі із змінною основою логарифму. Вибір основи// Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2019, т.1, № 1, с. 7-18.

- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Визначення параметрів рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів // Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2020, т.2, № 1, с. 9-18.

З М І С Т

	Стор.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	17
ВСТУП.....	18
РОЗДІЛ 1. ОГЛЯД І АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЛОГАРИФМІЧНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ (ЛАЦП)	23
1.1. Сучасний стан ЛАЦП	23
1.2. Класифікація ЛАЦП	33
1.3. Аналіз властивостей інтегральних логарифмічних АЦП	34
1.4. Перспективи розвитку інтегральних логарифмічних АЦП.....	41
1.5. Висновки до розділу 1.....	46
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАГАЛЬНИХ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦП	47
2.1. Рекурентні ЛАЦП із сталою основою логарифму	47
2.2. Рекурентні ЛАЦП із змінною основою логарифму	53
2.3. Рекурентні ЛАЦП із багатократним використанням ваги старшого розряду	60
2.4. Покращення метрологічних характеристик рекурентних ЛАЦП...	65
2.5. Висновки до розділу 2	77

РОЗДІЛ 3. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦП І	
ОЦІНКА ЇХ ПОХИБОК	78
3.1. Математичне моделювання рекурентних ЛАЦП.....	78
3.1.1.Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей	
рекурентного ЛАЦП.....	81
3.1.2. Моделювання впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП.....	97
3.2. Оцінка точності рекурентних ЛАЦП	105
3.3. Висновки до розділу 3	109
РОЗДІЛ 4. ФІЗИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦП І	
ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	112
4.1. Особливості реалізації рекурентних ЛАЦП.....	112
4.2. Фізичне моделювання рекурентних ЛАЦП зі сталою основою	
логіарифму	116
4.3. Фізичне моделювання рекурентних ЛАЦП зі змінною основою	
логіарифму	126
4.3.1. ЛАЦП зі змінною основою логарифма.....	126
4.3.2. Покращений рекурентний ЛАЦП зі змінною основою	
логіарифму.....	134
4.4. Висновки до розділу 4	137
ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	138
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	140
ДОДАТКИ	156

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АЛП – аналоговий логарифмічний перетворювач

АЦП – аналого-цифровий перетворювач

БК – блок керування

БФПФ – блок формування показникової функції

ГТІ - генератор тактових імпульсів

ДОН - джерело опорної напруги

ЕЗ – елемент затримки

К – ключ аналоговий

КК – конденсаторна комірка

КЛАЦП – квазілогаримічний аналого-цифровий перетворювач

Км – компаратор

ЛАЦП – логарифмічний аналого-цифровий перетворювач

Л - лічильник

МП – масштабуючий підсилювач

ОВ – одновібратор

ОП – операційний підсилювач

ПН – повторювач напруги

РП – регістр пам'яті

С_Н – конденсатор накопичуючий

Т – тригер

ФП - формувач імпульсних послідовностей

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

N – вихідний код

α - основа логарифму для ЛАЦП на активних конденсаторних комірках

ζ - основа логарифму для ЛАЦП на пасивних конденсаторних комірках

U_{вх} - вхідна напруга

U_о - опорна напруга

ВСТУП

Актуальність роботи.

На даний час розроблено величезну кількість аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), що слугують проміжною ланкою, що зв'язує найрізноманітніші комп'ютеризовані системи з об'єктами контролю та управління. Бурхливий розвиток АЦП був зумовлений цифровим обробленням інформації і аналоговою формою вихідних сигналів переважної більшості сенсорів. АЦП поділяють на лінійні та нелінійні. Практично всі нелінійні АЦП є логарифмічними. Донедавна логарифмічні АЦП (ЛАЦП) поступалися лінійним АЦП як за кількістю реалізованих класів (послідовних, порозрядних, паралельних), так і за метрологічними характеристиками (точністю, швидкодією). З розробленням ЛАЦП на комутованих конденсаторах, які вперше у світі були запатентовані кафедрою комп'ютеризованих систем автоматики Національного університету «Львівська політехніка», ситуація змінилася: ЛАЦП повністю досягли всіх властивостей лінійних АЦП. Зауважимо, що ЛАЦП мають низку відомих переваг над лінійними АЦП, зокрема, набагато ширший динамічний діапазон вхідних сигналів, сталі значення відносної похибки в діапазоні перетворення. Проте чи не найбільшою їх перевагою є забезпечення оброблення інформації у логарифмічній арифметиці, що дає змогу значно підвищити швидкодію систем за рахунок зведення довготривалих операцій лінійної арифметики (множення, ділення) до швидких операцій у логарифмічній (додавання, віднімання). Це особливо важливе для систем реального часу, де час оброблення інформації має бути зведений до мінімуму.

Перетворення у сучасних ЛАЦП на комутованих конденсаторах здійснюють зі сталою або змінною основою логарифму. Серед множини таких ЛАЦП, - зокрема, послідовних, порозрядних, паралельних, з імпульсними зворотними зв'язками та рекурентних, - на даний момент найменш вивченими є рекурентні. Недостатньо повно розроблено теорію побудови рекурентних

ЛАЦП і цілком відсутні відомості про їх математичне моделювання, внаслідок чого ускладнюється їх проектування в плані практичної реалізації та оптимізації.

Дана дисертаційна робота присвячена розробленню та дослідженню рекурентних ЛАЦП.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота виконана в рамках наукового напрямку кафедри КСА "Компоненти комп'ютеризованих систем автоматики та управління: принципи побудови, методи синтезу та аналізу, математичне та фізичне моделювання".

Мета і задачі досліджень. Метою роботи є розроблення та дослідження принципів побудови та створення рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів для підвищення метрологічних характеристик.

Для досягнення цієї мети в роботі вирішити такі завдання:

1. Провести огляд сучасного стану ЛАЦП, аналіз методів і засобів перетворення.
2. Виконати класифікацію логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів.
3. Проробити подальший розвиток принципів побудови рекурентних ЛАЦП.
4. Дослідити джерела похибок, встановити їх вплив на процес перетворення, розробити математичні моделі похибок і методи їх компенсації.
5. Розробити програми моделювання похибок і характеристик рекурентних ЛАЦП.
6. Розробити структурні, функціональні та принципіві схеми рекурентних ЛАЦП з покращеними метрологічними характеристиками.
7. Розробити практичні рекомендації для проектування рекурентних ЛАЦП.

Об'єкт дослідження – процес логарифмічного аналого-цифрового перетворення неперервних сигналів.

Предмет дослідження – методи та засоби рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення.

Методи досліджень. У дисертаційній роботі використано методи теорії лінійних електричних кіл, методи систем керування, математичного моделювання на ЕОМ, методи інформаційно-виміральної техніки та теорії похибок.

Наукова новизна одержаних результатів.

1. Вперше розроблено метод рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення зі сталою основою логарифму, в якому запропоновано формувати еталонні напруги за допомогою дільника опорної напруги, складеного з однакових Г-подібних ланок і додаткового резистора, що дає змогу значно спростити схемне рішення логарифмічних АЦП.
2. Отримав подальший розвиток метод рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифма, в якому запропоновано формувати еталонні напруги за допомогою дільника опорної напруги, складеного з однакових Г-подібних ланок і додаткового резистора, а виходи дільника відповідно з'єднані з його вузлами, номери яких відповідають значенням показникової функції X^i ($i=0, 1, 2, 3, \dots, n$), причому зручною є основа $X=2$, що дає змогу отримати перетворення без регулювання масштабного перетворювача і спростити реалізацію логарифмічних АЦП.
3. Встановлено, що неідеальність компонентів впливає на процеси перетворення в рекурентних ЛАЦП в основному через такі ефекти:
 - проникнення напруги управління ключами;
 - передавання паразитного заряду затворів ключів;
 - струми витікання в конденсаторних комірках.
4. Вперше запропоновано математичні моделі похибок рекурентних ЛАЦП, що дозволяють аналітично оцінити точність рекурентних ЛАЦП під час їх проектування.

Практичне значення одержаних результатів:

- розроблені структурні схемми рекурентних ЛАЦП, які є новими та можуть бути використані у найрізноманітніших системах керування, телекомунікації, інформаційно-вимірювальної техніки тощо;
- розроблено математичні моделі, які дають змогу визначити властивості рекурентних ЛАЦП під час їх проектування;
- розроблені алгоритми та пакет прикладних програм дає змогу на стадії проектування чисельно оцінити похибки та характеристики перетворення рекурентних ЛАЦП на ЕОМ з урахуванням реальних параметрів компонентів;
- розроблено методику оцінки похибок рекурентних ЛАЦП;
- розроблено методику розрахунку параметрів схем рекурентних ЛАЦП;
- дано рекомендації щодо реалізації рекурентних ЛАЦП.

Особистий внесок здобувача. Всі основні наукові результати дисертант отримано самостійно. У роботах, що опубліковано у співавторстві, автору належать:

- класифікація рекурентних ЛАЦП та аналіз їх характеристик [95, 96];
- розроблення математичних моделей похибок рекурентних ЛАЦП [146], [147];
- рекомендації щодо комп'ютерного моделювання рекурентних ЛАЦП [147];
- розроблення нових структур рекурентних ЛАЦП [97, 146].

Апробація результатів дисертації. Основні ідеї, результати та досягнення, які були отримані під час досліджень, були представлені і обговорені на чотирьох міжнародних НТК.

1. Міжнародна науково-технічна конференція “Датчики, прилади та системи – 2021”, Черкаси-Херсон-Лазурне, вересень 20-24, 2021.
2. XXV Міжнародна конференція з автоматичного управління «Автоматика/Automatics-2018». – Львів, вересень 18-19, 2018.

3. 5-а міжнародна конференція з автоматичного управління та інформаційних технологій ICASIT'19. – Львів, червень 20-22, 2019.
4. Міжнародна науково-практична конференція «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання ІТКМ-2022», Івано-Франківськ-Микуличин, 10-14 грудня 2022 р.

Результати роботи над дисертацією також були представлені на науково-технічних семінарах кафедри "Комп'ютеризовані системи автоматики" та конференціях Національного університету "Львівська політехніка".

Публікації результатів досліджень. Основний зміст роботи опубліковано в 9 наукових працях, включаючи 5 статей, що входять до переліку наукових фахових видань, з яких 1 стаття у зарубіжному виданні (Scopus, Q2), 3 в матеріалах і 1 в тезах міжнародних науково-технічних конференцій.

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота за структурою складається із переліку умовних позначень, вступу, 4-х розділів, що містять рисунки, висновки по роботі, перелік використаних джерел із 154 найменувань і 4 додатків. Загальний обсяг дисертації 190 сторінки, з яких основний зміст викладено на 115 сторінках друкованого тексту, що вміщає 36 рисунків та 2 таблиці.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД І АНАЛІЗ СУЧАСНОГО СТАНУ ЛОГАРИФМІЧНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

1.1. Сучасний стан логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів

Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі мають більші технічні можливості, ніж лінійні АЦП, що привертає увагу розробників різноманітної апаратури.

Наразі більшість АЦП, виготовлених у вигляді інтегральних схем, є лінійними, тоді як кількість інтегральних логарифмічних АЦП є обмеженою, і їх властивості та характеристики досліджені недостатньо, що ускладнює їх практичне використання.

На сьогоднішній день існує кілька логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП), які розроблені у вигляді інтегральних схем [128-140]. Більшість з них є конвеєрними ЛАЦП, за винятком описаних у роботах [131,134] перетворювачів.

У роботі [128] описується конвеєрний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач на базі комутованих конденсаторів, який не потребує піднесення в квадрат або застосування складних функцій у аналоговому вигляді. Цей підхід є привабливим для ситуацій, коли необхідний великий діапазон вхідних сигналів, змінних у часі. Однак, важливо врахувати, що відношення сигнал-шум в даному підході має невелике пікове значення. В роботі наведена архітектура розробленого конвеєрного ЛАЦП, а також функціональні схеми його основних компонентів. Незважаючи на те, що основні компоненти використовують комутовані конденсатори, блок задання опорних напруг реалізований за допомогою резисторів.

Також був розроблений і виготовлений конвеєрний ЛАЦП на технології КМОП 0,18 мкм [132]. Цей перетворювач видає 8-бітний сигнал (вихідний) із

діапазоном вхідних сигналів 80 дБ (абсолютні значення від 0,4 мВ до 1 В). Він має співвідношення сигнал-шум 36 дБ, займає площу 0,56 мм² і використовує 2,54 мВт електроенергії. Мікрофотографія цього ЛАЦП наведена на рисунку 1.1.

У публікації [133] була представлена нова архітектура АЦП з логарифмічним конвеєрним підходом. Цей пристрій обробляє вхідний сигнал аналогічно звичайному лінійному АЦП, але з використанням логарифмічного масштабування. У згаданій статті [133] детально описано структуру логарифмічного конвеєрного АЦП, що реалізований як інтегральна мікросхема з використанням технології КМОП 0,25 мкм (див. рисунок 1.2).

Цей перетворювач має 9-бітний вихідний код, динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ, співвідношення сигнал-шум 44,3 дБ і використовує 478 мВт потужності.

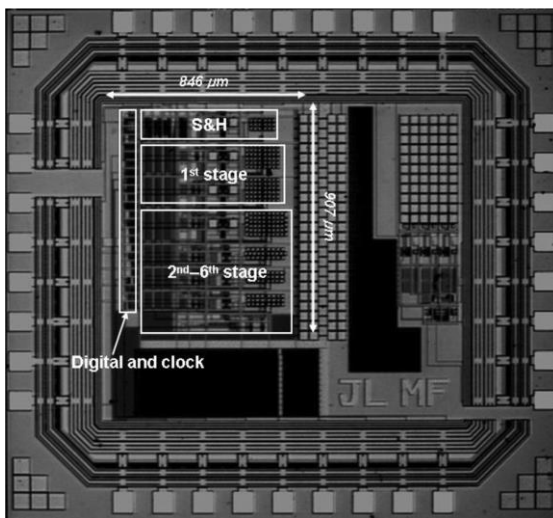


Рис.1.1. Фотографія чіпа

конвеєрного ЛАЦП

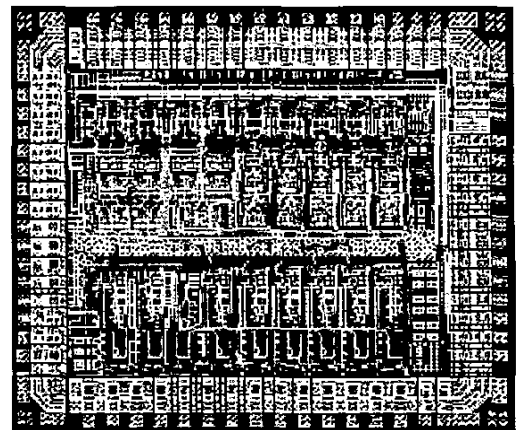


Рис.1.2. Фотографія чіпа

конвеєрного ЛАЦП

У статті [143] описано розробку та втілення низькопотужного конвеєрного логарифмічного аналого-цифрового перетворювача струму у вигляді інтегральної схеми за технологією КМОП 0,35 мкм. Цей логарифмічний АЦП спеціально розроблений для конвертації низькоамперних аналогових вихідних

струмів від рН-датчиків. Він досягає простоти конструкції та низького споживання енергії за рахунок використання високого опору МОН-транзисторів та принципу транслінійного перетворення. Досліджений ЛАЦП моделювався з використанням живлення 1В. При тактовій частоті 1 кГц він споживає статичну потужність 3,3 мкВт. Вихідний код ЛАЦП має роздільність 8 біт, а діапазон вхідних сигналів-струмів становить від 0,7 нА до 100 нА.

У статті [131] розглядається логарифмічний аналого-цифровий перетворювач зі струмовим входом, який має компенсацію температури та автоматичне калібрування зміщення. У цьому логарифмічному АЦП застосовується метод діодного обчислення логарифму, включаючи використання широкого лінійного діапазону трансдіода для перетворення напруги на струм, а також топологія автоматичного обнулення подвійного нахилу з динамічним діапазоном 60 дБ для відбору мовних сигналів.

Температурна залежність логарифму, яка є характерною для діодної реалізації, автоматично компенсується в даній схемній топології. Експериментальні результати дослідження ЛАЦП, виготовленого за технологією КМОП 1,5 мкм, показують, що перетворювач досягає температурної стабільності не гірше 150 ppm/°C в діапазоні температур від 12 °C до 42 °C, і споживає всього 3 мкВт електроенергії при відборі проб близько 300 Гц. Виявлено, що при цьому рівні споживання енергії точність ЛАЦП обмежується тепловим шумом до 8 біт. Така точність більш ніж достатня для глухих людей з біонічними вухами і для процесу розпізнавання мови. Застосування топології локального зворотного зв'язку сприяє підвищенню точності даного процесу на 2,5 біта у порівнянні зі звичайними пристроями подвійного нахилу. Мікрофотографія цього ЛАЦП наведена на рисунку 1.3.

У статті [129] розглядається 64-канальний програмований нейростимулятор замкнутого циклу, виготовлений у вигляді інтегральної схеми (див. рис. 1.4). Цей нейростимулятор використовується в медицині для лікування та дослідження неврологічних розладів, зокрема хвороби Паркінсона.

Він включає систему сенсорів та фільтрів нервової активності з восьмима попередніми підсилювачами, 8-розрядний конверсний ЛАЦП та 64-канальний цифро-аналоговий перетворювач. Цей пристрій виготовлений за технологією КМОП 0,18 мкм, займає площу 2.7 мм² і споживає 89 мкВт в нормальному робочому режимі та 271 мкВт при живленні 1.8 В.

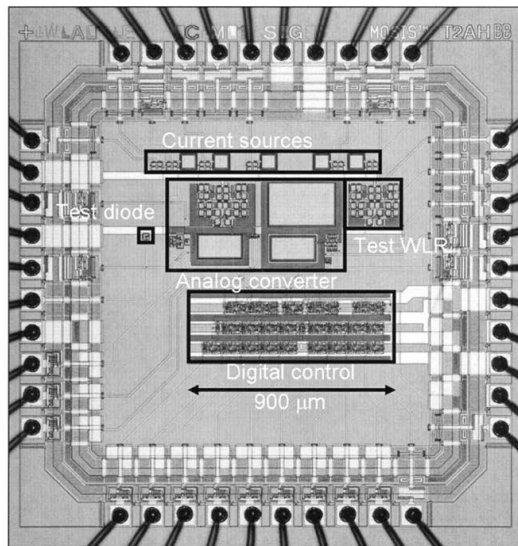


Рис.1.3. Фотографія чіпа ЛАЦП з подвійним нахилом

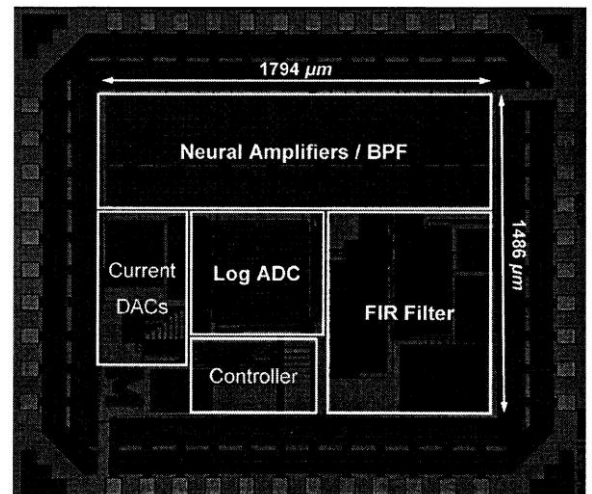


Рис.1.4. Загальний вид протопиту нейростимуляторної системи

У статті [134] представлено новий підхід до розробки порозрядних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП), в якому використовується матриця конденсаторів та ланцюг резисторів. Конденсаторна матриця має дві однакові частини; з них кожна частина має набір конденсаторів з ємністю, що збільшується вдвічі, кратні 2^i (де $i = 0, 1, 2, \dots, 7$).

Було проведено комп'ютерне моделювання в середовищі Matlab, в результаті якого було встановлено, що при частоті вибірок - 16 кГц у динамічному діапазоні вхідних сигналів - 45 дБ і співвідношенні сигнал-шум - 44 дБ логарифмічний АЦП мав вихідний код - 6 біт.

Запропонований ЛАЦП призначений для використання у високоякісній аудіотехніці. Прототип був виготовлений за технологією КМОП 1.6 мкм (див.

рис. 1.5) і придатний для перетворення низьковольтних та низькопотужних сигналів.

В науковій статті [140] було розглянуто 9-бітовий інтегральний конвеєрний логарифмічний АЦП, який представлений на рисунку 1.6. Проаналізувавши пристрій, було встановлено наступні технічні характеристики: динамічний діапазон вхідних сигналів становить 79.28 дБ (з номінальним значенням 2 В), співвідношення сигнал-шум складає 45.67 дБ, частота вибірок становить 106 1/с. Зазначений ЛАЦП виготовлений за технологією КМОП 0.25 мкм, його площа становить 2.6 мм x 3.1 мм, а енергоспоживання при роботі від живлення від 2.2 В до 2.7 В складає 345 мВт.

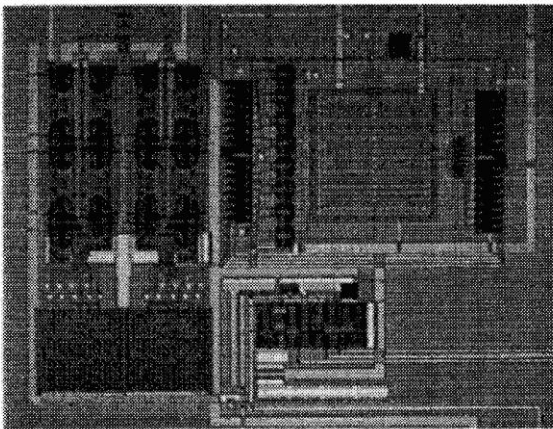


Рис.1.5. Фотографія чіпа порозрядного ЛАЦП

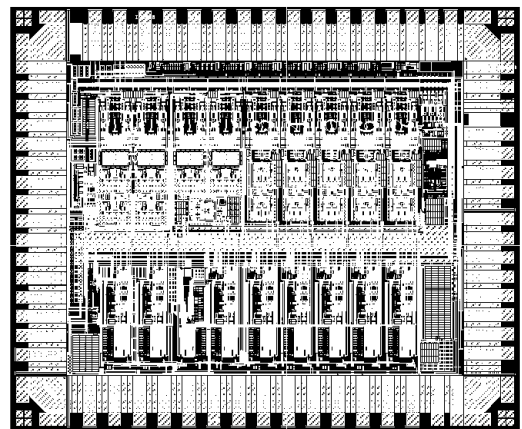


Рис.1.6. Фотографія чіпа ЛАЦП конвеєрного типу

У роботі [138] пропонується повністю аналогова архітектура логарифмічного АЦП. Запропонована архітектура представляє логарифмічну версію АЦП на основі правила каліпера, яке було запропоноване недавно для лінійних АЦП. Головною особливістю цієї архітектури є невелика кількість потрібних опорних резисторів, а саме $3 \cdot 2^{n/2}$ замість $2n$, де n - кількість бітів бінарного перетвореного вибірки. Логарифмічні процедури широко використовуються в засобах зв'язку, вимірювальних приладах та слухових апаратах, серед інших областей застосування, де потрібно збільшити динаміку

вхідних сигналів. Вхідне логарифмічне перетворення було оновлено останнім часом, оскільки класичний вхідний аналоговий логарифмічний підсилювач був замінений підсилювачем з транскондуктивним зворотним зв'язком. Це рішення повністю усуває зазначену проблему і пропонує постійну пропускну здатність на всьому діапазоні сигналу. Також у сфері вимірювань, коли виявлення та вимірювання стосуються сигналів низької амплітуди і відношення сигнал-шум повинно бути оптимізоване, такий вид процедури стає дуже корисним.

Ці логарифмічні процедури до цього часу головним чином використовуються в аналоговому перетворенні, а логарифмічне аналого-цифрове перетворення вперше було введено у галузі зв'язку. Однак, останні покращення у логарифмічному аналого-цифровому перетворенні відкривають можливість використання цих перетворювачів також у сфері цифрових вимірювань, особливо для спектральних аналізаторів. Ці прилади традиційно вказують значення вимірювань в логарифмічному домені, вказуючи логарифмічне відношення до вихідного рівня в Непер або дБ.

Представлено нову архітектуру логарифмічного аналого-цифрового перетворення [136], що включає часово-цифровий перетворювач та елементи перетворення напруги в час на основі перехресно-зв'язаних інверторів.

Блок-схема запропонованої архітектури показана на рис. 1.7. Ця архітектура працює наступним чином: вхідна напруга дискретизується одним з зафіксованих компараторів, тоді як опорна напруга дискретизується іншим зафіксованим компаратором. Обидва компаратори одночасно починають фазу регенерації, виконуючи паралельно два перетворення напруги в час. Компаратор, який дискретизує опорну напругу, досягне кінця фази регенерації першим, оскільки вхідна напруга завжди повинна бути меншою або не більшою за опорну напругу. У цей момент він спрацює і почнеться перетворення напруги в час. Часове-цифрове перетворення зупиниться, коли компаратор, що дискретизує вхідну напругу, досягне кінця фази регенерації. Сигнал аналого-

цифрового перетворення буде визначений полярністю, виявленою компаратором, що дискретизує вхідну напругу.

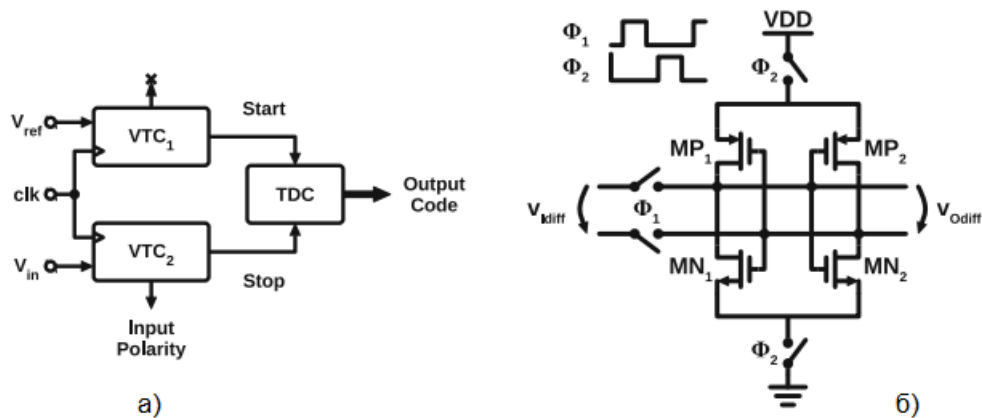


Рис.1.7. ЛАЦП з часо-цифровим перетворювачем:

а) спрощена структурна схема; б) інвертор з перехресним переключенням

Розглядався 3-бітний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач [142] для біомедичних застосувань. На основі структури зворотного зв'язку запропонована схема реалізована за допомогою логарифмічних цифро-аналогових перетворювачів зі шкалою заряду. Схема розроблена та просимульована з параметрами процесу з технології CMOS 0,35 мкм та напругою живлення 1,5 В. Результати симуляції відповідних куточків процесу показали, що похибки INL і DNL знаходяться в межах +0,14/-0,09 LSB і +0,14/-0,21 LSB відповідно.

Аналого-цифровий перетворювач з перетином рівнів (LC-ADC) недавно привернув багато уваги через свої переваги для низькопотужних біомедичних застосувань. Багато біомедичних сигналів є розрідженими в часовому домені і не змінюються часто, тому використання звичайного АЦП, який дискретизує вхідний сигнал і генерує цифровий вихід зі сталою частотою, може бути зайвим і приводить до непотрібного споживання енергії. Навпаки, LC-ADC може споживати менше енергії, оскільки він створює цифровий вихід лише в той

момент, коли аналоговий вхідний сигнал перетинає пороги квантування, а частота дискретизації залежить від активності вхідного сигналу. LC-ADC є перевагою для перетворення розріджених біомедичних сигналів з низьким або середнім розрішенням амплітуди. В LC-ADC період часу між двома послідовними перетинами рівнів, як правило, квантується високочастотним годинником або часово-цифровим перетворювачем. Таким чином, співвідношення сигнал-шум (SNR) LC-ADC визначається співвідношенням передискретизації (тобто співвідношенням частоти годинника до частоти вхідного сигналу) і може перевищувати значення звичайного АЦП з таким самим розрішенням амплітуди. Були описані LC-ADC зі зрівноваженими та незрівноваженими рівнями квантування. У деяких застосуваннях незрівноважене квантування, таке як логарифмічне, може бути вигідним. Однак 4-бітний LC-ADC в був реалізований за допомогою флеш-архітектури і споживав велику енергію. У цій роботі пропонується проектування потужнішого 3-бітного логарифмічного LC-ADC на основі архітектури зворотного зв'язку.

У роботі [119] описується проектування та реалізація потужного струмового логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (АЦП) для цифрової системи вимірювання рН на основі ISFET. Система включає першу каскадну схему для вимірювання рН на основі ISFET та наступний логарифмічний АЦП, щоб отримати цифровий вихідний сигнал, який лінійно залежить від зміни вхідного значення рН. Передній каскад для вимірювання рН реалізований за допомогою диференційної пари ISFET/REFET в режимі підпорогової роботи з використанням мультиплікатора/дільника струму в режимі підпорогової роботи. Логарифмічний АЦП реалізований з використанням циклічної архітектури та струмових технік для досягнення низького споживання енергії. Пропонується точна струмова схема відбору та утримання зразків на основі комірки пам'яті зі змінним струмом із регульованим каскадом і низькопотужний високорозрядний струмовий компаратор для

реалізації АЦП. Всі схеми розроблені для роботи з однією напругою живлення 1 В і були просимульовані з параметрами процесу з технології CMOS 0,18 мкм. Споживання енергії переднього каскаду для вимірювання рН та логарифмічного АЦП складає відповідно 20 та 330 нВт. Передній каскад для вимірювання рН може виробляти діапазон вихідного струму від 0,1 до 300 нА, що логарифмічно відповідає діапазону вхідних значень рН від 4 до 10. Логарифмічний АЦП працює з частотою дискретизації 1 кС/с і досягає похибки інтегральної нелінійності $\pm 0,8$ LSB, ефективної кількості бітів 5,95 і співвідношення сигнал-шум-скаженість 37,6 дБ з вхідним діапазоном від 100 нА до повного масштабу.

Іон-чутливий польовий транзистор (ISFET) в останні часи став одним з найважливіших хімічних датчиків для багатьох майбутніх біомедичних та медичних застосувань, включаючи нейронне зондування, виявлення глюкози та секвенування ДНК. Хімічні датчики на основі ISFET стали дуже популярними, оскільки їх можна виготовляти за допомогою типової незміненої технології CMOS, що дозволяє отримати переваги фізичного зменшення розмірів, великомасштабної інтеграції, а також низької вартості та масового виробництва. Крім того, сумісні з CMOS хімічні датчики на основі ISFET можуть бути інтегровані з електронними схемами обробки сигналів CMOS, що дозволяє реалізувати повністю інтегровану систему-на-кристалі для біохімічних датчиків. Було реалізовано одночиповий датчик рН на основі ISFET за допомогою комерційного процесу CMOS. Мільйони датчиків ISFET були інтегровані з електронними схемами зчитування в стандартній технології CMOS для реалізації недорогої системи на кристалі для масового паралельного секвенування геномів ДНК. Робота ISFET та супровідних схем обробки сигналів у підпороговому режимі дозволяє реалізувати систему надзвичайно низького споживання енергії для вимірювання та моніторингу глюкози, що є дуже привабливим для імплантабельних застосувань.

У цій статті описано проектування та реалізацію низькопотужного аналого-цифрового перетворювача (АЦП) в режимі струму з логарифмічним

характером для системи цифрового вимірювання рН на основі ISFET в технології CMOS з розміром елементів 0,18 мкм. Система цифрового вимірювання рН, яка призначена для системи моніторингу глюкози, включає передній струмовий датчик рН на основі ISFET та наступний логарифмічний циклічний АЦП. Сенсор рН виробляє вихідний струм, який експоненційно залежить від зміни вхідного рН. Логарифмічний АЦП генерує цифрову вихідну послідовність, яка логарифмічно залежить від вхідного струму. Таким чином, загальна схема вимірювання досягає лінійного зв'язку між зміною вхідного рН та цифровою вихідною послідовністю.

На рисунку 1.8 зображено концептуальну блок-схему запропонованої цифрової схеми вимірювання рН, яка включає передній струмовий датчик рН на основі ISFET та наступний струмовий логарифмічний АЦП. Датчик ISFET може визначати кількість глюкози шляхом вимірювання зміни рН, яка виникає внаслідок дисоціації глюконової кислоти, утвореної реакцією ферменту, та електролізу перекису водню (H_2O_2). Для виявлення рівня глюкози в організмі людини використовується сумісний з CMOS датчик рН на основі ISFET у підпороговому режимі, а також струмовий транслінійний датчик рН на основі ISFET/REFET, який надає вихідний струм, що експоненційно залежить від виявлених змін рН.

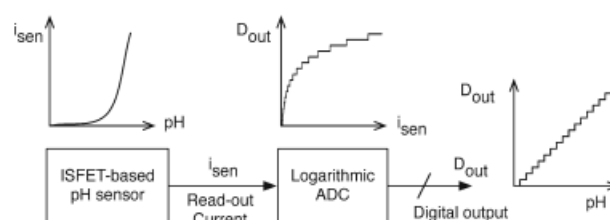


Рис.1.8. Блок-схема запропонованої рН системи з цифровим зчитуванням

Фізична концентрація глюкози зазвичай коливається в межах 0-25 мМ, а максимальний вихідний струм датчика складає кілька сотень наноампер. Рівень концентрації глюкози в організмі людини зазвичай змінюється з максимальною частотою у кілька герців. Тому для цільового застосування буде достатнім АЦП низької швидкості і середньої роздільної здатності, пріоритет у проектуванні надається мінімізації споживаної потужності. У цій роботі 6-розрядний логарифмічний циклічний АЦП реалізований використанням циклічної архітектури та вдосконалені блокові схеми для досягнення реалізації з низькою напругою та низьким споживанням енергії.

1.2. Класифікація логарифмічних АЦП

Класифікацію логарифмічних АЦП здійснюють за відносною похибкою перетворення, структурною схемою, принципом перетворення, базовим елементом, зразковою мірою, алгоритмом роботи. Проведену автором дисертації класифікацію ЛАЦП наведено на рис. 1.9, де потовщеними лініями виділено нові, запропоновані нами класи рекурентних ЛАЦП. Зручним для опису роботи ЛАЦП є поділ їх за алгоритмом роботи.

Послідовні ЛАЦП є найбільш поширеними і складають переважну більшість у наведеному в даній дисертації списку використаних джерел, виняток з якого становлять лише вказані нижче перетворювачі інших класів.

Порозрядні ЛАЦП досліджено в [70, 74, 92, 93, 125, 144, 147, 150, 152].

Рекурентні ЛАЦП запропоновано в роботах [54, 154] і розвинуто далі в проведених у рамках даної дисертації дослідженнях [87, 97, 98, 101, 146].

Паралельні ЛАЦП започатковано в роботах [70, 109].

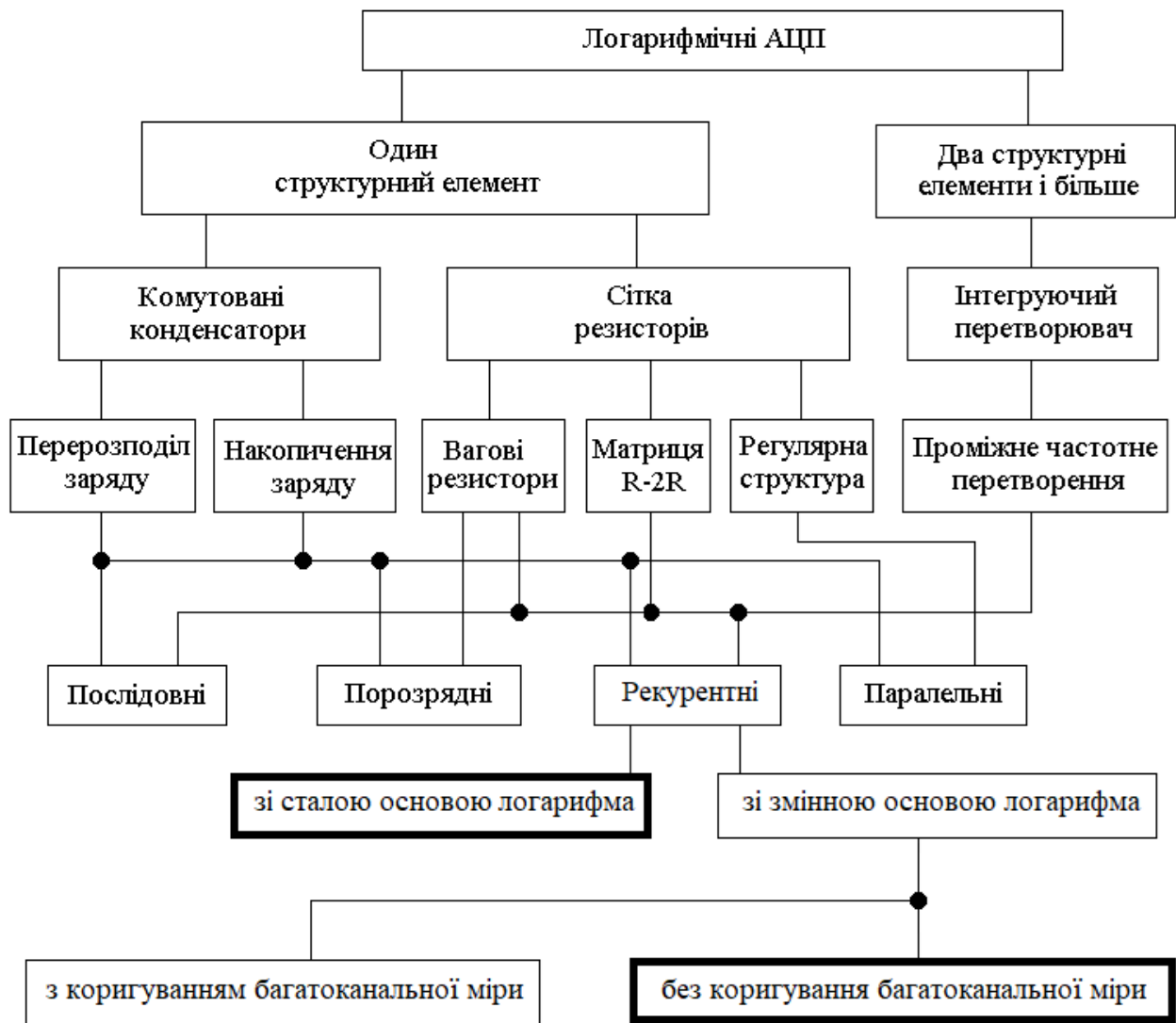


Рис.1.9. Класифікація логарифмічних АЦП

1.3. Аналіз властивостей інтегральних логарифмічних АЦП.

На сьогоднішній день існує кілька класів інтегральних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП), включаючи конвеєрні [128, 129, 130, 140, 132, 133, 143], перетворювачі з порозрядним кодуванням [134] та перетворювачі з напівпровідниковим р-n переходом [131].

У перших двох класах логарифмічних АЦП фактично використовується логарифмічний принцип роботи, оскільки їх структурна схема не може бути розділена на два окремі блоки: логарифмічний перетворювач та лінійний АЦП.

Третій клас відноситься до квазілогарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (КЛАЦП), тому що його структурна схема вміщає два окремі блоки - логарифмічний перетворювач і лінійний АЦП.

У цих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачах відносна похибка перетворення залишається сталою на всьому динамічному діапазоні вхідних сигналів

$$\delta = const,$$

тоді як у КЛАЦП вона змінна і є обернено пропорційна значенню вхідного сигналу

$$\delta = var.$$

Варто підкреслити, що вираз $\delta = const$ свідчить про те, що ЛАЦП забезпечують однаковою точністю перетворюють як великі, так малі сигнали. А у квазілогарифмічних аналого-цифрових перетворювачах (КЛАЦП) та лінійних аналого-цифрових перетворювачах точність зменшується відповідно до зниження амплітуди вхідного сигналу. Найбільш важливою перевагою ЛАЦП перед КЛАЦП і лінійними АЦП є постійне значення відносної похибки перетворення на всьому динамічному діапазоні вхідних сигналів. Ця перевага особливо важлива при обробці результатів з багатьох джерел сигналів, оскільки при зміні відносної похибки якогось з джерел збільшується похибка обчислень і, іноді, втрачається точність.

Конвеєрні ЛАЦП. Більшість інтегральних ЛАЦП, розроблених на сьогоднішній день, відносяться до класу конвеєрних перетворювачів. Цей метод є вигідним для інтегральної реалізації, оскільки ЛАЦП містить ідентичні каскади, кількість яких відповідає розрядності вихідного коду, яка в інтегральних конвеєрних ЛАЦП не більша 8-9 біт.

У роботі [132] представлено нові технології для реалізації CMOS логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, використовуючи конвеєрну та алгоритмічну архітектуру. Цей ефект досягається методом заміни операцій віднімання/додавання і множення, які використовуються в лінійних конвеєрних аналого-цифрових перетворювачах, на операції масштабування в логарифмічних конвеєрних аналого-цифрових перетворювачах. Логарифмічні конвеєрні АЦП підходять для високочастотних застосувань, тоді як логарифмічні алгоритмічні АЦП особливо підходять для компактних і економічних конструкцій. Приведені приклади для ілюстрації запропонованого методу.

В логарифмічних конвеєрних аналого-цифрових перетворювачах (ЛАЦП) операції ділення (на корінь квадратний з двох) зводяться до віднімання, а операції піднесення до степеня (до квадрату) зводяться до множення (на два). На рисунку 1.10 показана структурна схема конвеєрного аналого-цифрового перетворювача, в якого коефіцієнт ділення рівний 0,7071, а показник степеня - 2. У схемі позначено такі компоненти: ДН - дільник напруги з коефіцієнтом $K = 0,7071$, Км - компаратор, Кв+ПВЗ - квадратор і пристрій вибірки та зберігання, І - логічний інвертор, К - аналоговий ключ і N - вихідний код.

У формі експоненційної функції може бути представлена вхідна напруга, пов'язана з динамічним діапазоном ЛАЦП,

$$U_{ex} = e^{N_i \frac{\ln D}{N_n}}$$

де $N_n = 2^n$ - номінальне значення вихідного коду, N_i - вага i -го розряду ЛАЦП;

n - кількість розрядів вихідного коду; D - динамічний діапазон ЛАЦП, який

$$\text{визначається як } D = \frac{U_{ex \max}}{U_{ex \min}}.$$

При найбільшому та найменшому значеннях вхідного сигналу, які дорівнюють 2 В і 1 В відповідно, для семи розрядів вихідного коду ($n = 7$), опорна напруга повинна мати таке значення

$$U_o = e^{\frac{2^{n-1} \cdot \ln D}{2^n}} = \sqrt{2} = 1,4142.$$

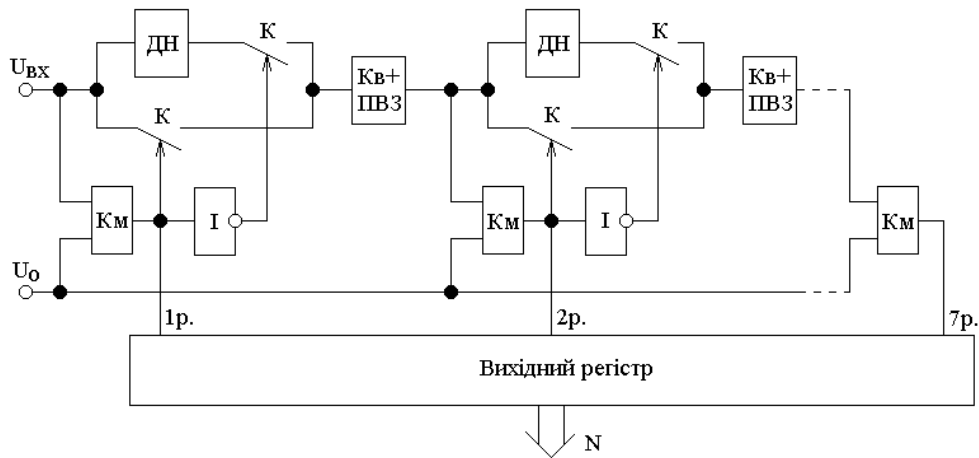


Рис.1.10. Структурна схема конвеєрного логарифмічного АЦП

Коли порівнюється вхідний сигнал з опорним компаратором Км і його стан залишається нульовим, значення вхідної напруги наступного каскаду відповідає вихідній напрузі попереднього каскаду. Але якщо компаратор Км переходить у стан логічної одиниці, значення вхідної напруги наступного каскаду стає рівним

$$U_{i+1} = U_i \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = U_i \cdot 0,7071.$$

Після отримання n тактових імпульсів, напруга на виході n -го каскаду має вигляд

$$U_n = U_0 \cdot \prod_{i=1}^{i=n} \zeta_i \cdot \frac{A_i \cdot N_H}{2^i},$$

де A_i - коефіцієнт, який в кожному такті визначається станом компаратора (1 або 0), відповідно до якого стану перетворюється значення компаратора 1 або 0.

Після n тактових імпульсів зрівнюються напруги $U_n = U_{ex}$ і у вихідному регістрі буде збережене двійкове число (N), яке буде пропорційне логарифму відношення U_{ex} до U_0 :

$$N = \sum_{i=1}^n A_i \cdot \frac{N_H}{2^i} .$$

Для розширення динамічного діапазону вхідних сигналів ЛАЦП до 85 дБ при $n = 7$ бітах (рис.1.11), базова схема стає більш складною через необхідність введення ділників опорної напруги (DN_i) між окремими вузлами-каскадами перетворювача з коефіцієнтами ділення напруги (K_i), при чому

$$K_i = e^{\frac{-\ln D \cdot 2^{n-i}}{2^n}} ,$$

де $i=1, 2, \dots, n$, а опорна напруга приймає значення, відповідне формулі

$$U_{o_i} = e^{\frac{\ln D \cdot 2^{n-i}}{2^n}} .$$

З останнього та передостаннього виразів витікає

$$K_i = \frac{1}{U_{o_i}} \quad \text{і} \quad U_{o_{i+1}} = U_{o_i} \cdot K_{i+1} .$$

Цікавою особливістю цього ЛАЦП є те, що ділник напруги і джерело опорної напруги реалізовані в одній схемі на комутованих конденсаторах.

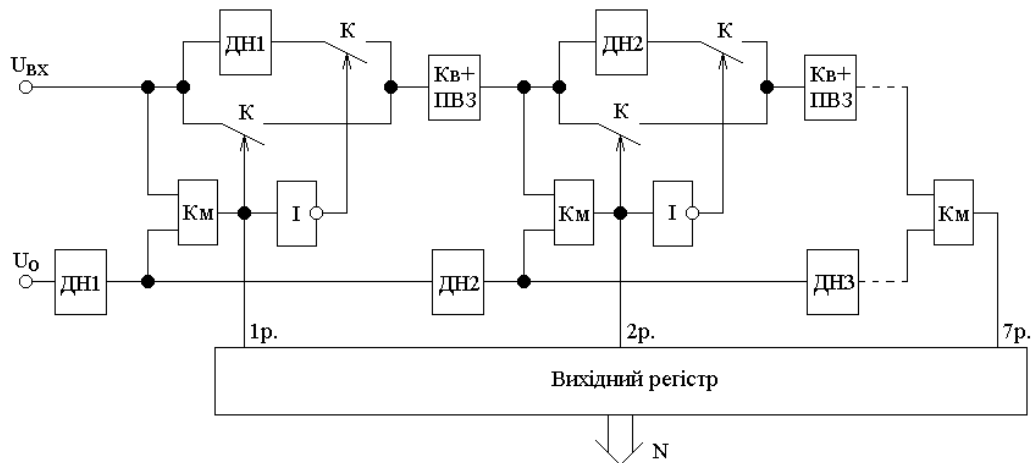


Рис.1.11. Структурна схема конвеєрного логарифмічного аналого-цифрового перетворювача для розширення динамічного діапазону вхідних сигналів

Інтегральні порозрядні ЛАЦП, як описано в роботі [134], використовують традиційне представлення результату перетворення за допомогою характеристики та мантиси.

Характеристика формується за допомогою послідовно з'єднаних резисторів, а мантиса формується за допомогою матриці конденсаторів.

Використання конденсаторів для значної частини ЛАЦП є технологічним в інтегральних реалізаціях, оскільки це сприяє зменшенню енергоспоживання та нагріву підкладки. Крім того, реалізація матриці на конденсаторах зі значеннями ємностей, кратними 2^i , спрощує виготовлення ЛАЦП.

Недоліком такого ЛАЦП є погіршення точності зі збільшенням значення характеристики (k). Одним з недоліків такого логарифмічного АЦП є зниження точності при збільшенні значення характеристики (k). Це стається через різні номінальні значення резисторів у послідовному дільнику напруги, які визначаються степеневою функцією основи логарифму. Похибка зростає пропорційно до показника степеню, як показано у формулі

$$\delta = \delta_R \cdot k,$$

де δ_R - похибка, що залежить від першого резистора дільника напруги.

Крім того, представлення результату за допомогою характеристики та мантиси, хоча звичайне представлення логарифму зручне для людей, технічним системам більш підходить абсолютне представлення логарифмів.

У статті [131] представлено інтегральний квазілогарифмічний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач (КЛАЦП) з використанням напівпровідникового р-п переходу, який складається з аналогового логарифмічного перетворювача та лінійного аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Аналоговий логарифмічний перетворювач включає логарифмуючий напівпровідниковий діод та перетворювач напруга-струм. В перетворювачі здійснюється перетворення струму на напругу та зворотно на струм. Напруга на діоді має логарифмічну залежність від вхідного струму, яка виражається формулою

$$U_{\partial} = \varphi_m \ln \frac{I_{ex}}{I_3},$$

звідси I_{ex} та I_3 - вхідний та зворотний струми діода; $\varphi_m = \frac{kT}{q}$ - тепловий потенціал; T - температура р-n переходу в Кельвінах; k - стала Больцмана; q - заряд електрона.

За допомогою різницевого методу суттєво зменшено температурну залежність напруги діода від температурних змін I_3 (відомо, що зворотний струм збільшується удвічі з кожним підвищенням температури переходу на 10 градусів). Цей метод полягає у вимірюванні різниці напруг, які відповідають вхідному струму та зразковому струму:

$$U_p = \varphi_m \ln \frac{I_{ex}}{I_3} - \varphi_m \ln \frac{I_0}{I_3} = \varphi_m \ln \frac{I_{ex}}{I_0}.$$

Тут I_0 - зразковий струм.

Різницева напруга перетворюється на вихідний струм за допомогою перетворювача напруга-струм. Цей вихідний струм подається на лінійний АЦП подвійного інтегрування, а його вихідний код пропорційний логарифму вхідного струму.

Використання струмових сигналів допомагає зменшити похибки, які можуть виникати під час комутацій аналогових ключів.

1.4. Перспективи розвитку інтегральних логарифмічних АЦП

Цікаві нові принципи побудови логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах, їх дослідження та розробки були на кафедрі КСА Національного університету «Львівська політехніка», зокрема, ЛАЦП з імпульсними зворотними зв'язками та ЛАЦП на однакових резисторних блоках.

Логарифмічний АЦП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком використовує один комутований конденсатор для реалізації конденсаторної комірки завдяки введенню імпульсного від'ємного зворотного зв'язку. На рисунку 1.12 показано спрощену схему такого ЛАЦП [145], яка містить перетворювач напруга-струм (ПНС) з використанням від'ємного зворотного зв'язку у колі.

Принцип роботи ЛАЦП з від'ємним зворотним зв'язком полягає в наступному.

Спершу

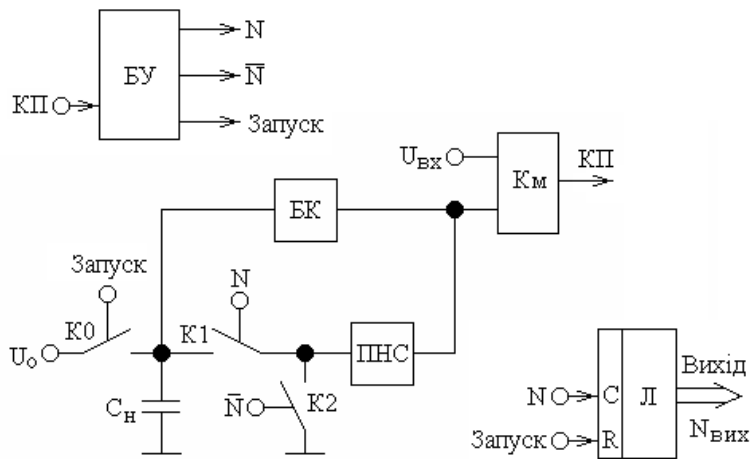


Рис.1.12. ЛАЦП з накопиченням заряду та від'ємним зворотним зв'язком

накопичуючий конденсатор C_n заряджається до рівня опорної напруги U_o . Потім, він розряджається струмом перетворювача напруга-струм (ПНС) у кожному такті перетворення. У свою чергу, ПНС перетворює напругу з конденсатора

C_n на струм і подає цей струм на цей же накопичуючий конденсатор C_n . При цьому тривалість розряду на кожному такті є постійною.

Результатом перетворення є кількість тактових імпульсів N , які надійшли на ключ $K1$ протягом часу від початку розряду накопичуючого конденсатора C_n до спрацювання компаратора. Цей результат відповідає формулі

$$N = \frac{1}{\ln \xi} \ln \frac{U_{вх}}{U_o}$$

де ξ - основа логарифму; причому $\xi = \frac{1 - Yt/2C_n}{1 + Yt/2C_n}$;

Y - коефіцієнт перетворення АЦП напруга-струм ПНС; t - тривалість часу розряду, під час якого ключ $K1$ замкнений і C_n - ємність накопичуючого конденсатора.

Відносна похибка квантування на кожному (i -ому) такті перетворення може бути визначена за формулою

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

При основі логарифму $\xi = \text{const}$ відносна похибка квантування також буде $\delta = \text{const}$ і не залежатиме від значення вхідної величини.

Однак, фактори, які впливають на основу логарифму, включають:

- коефіцієнт перетворення ПНС;
- час розряду;
- ємності накопичуючого конденсатора. Відносна похибка основи логарифму визначається за формулою

$$\delta_\xi = 2(\delta_y + \delta_t + \delta_{Cн}).$$

У роботі [145] було показано, що відносна похибка основи логарифму не перевищує 0,02% і вона так само впливає на відносну похибку квантування ЛАЦП з імпульсним зворотним зв'язком і її можна компенсувати аналогічно до компенсації адитивних похибок у лінійних аналого-цифрових перетворювачах (АЦП).

ЛАЦП з імпульсним зворотним зв'язком дозволяють реалізувати як послідовні, так і паралельні перетворювачі. Їх перевагою над іншими ЛАЦП при інтегральному виготовленні є потреба лише в одному зразковому конденсаторі, який може бути навішений на інтегральну схему.

Проблеми створення лінійних паралельних АЦП, що містять дільник напруги та багато компараторів в одній мікросхемі, вирішені завдяки розвитку інтегральної мікроелектроніки. На сьогоднішній день реалізовані інтегральні паралельні АЦП з 6-8 двійковими розрядами.

Дільник напруги у лінійних АЦП складається з послідовно з'єднаних резисторів однакового номіналу, що спрощує інтегральне виготовлення. Завдяки тому, що всі резистори дільника виготовлені на одній підкладці і мають

однакові відхилення від номінального значення, похибки еталонних напруг не виникає.

Для побудови паралельних логарифмічних АЦП дільник напруги, описаний раніше, не є придатним. Це пояснюється тим, що виникає змінний крок квантування в логарифмічних АЦП, і різниця між двома сусідніми рівнями (еталонними напругами) складає ζ рази (де ζ - основа логарифму).

Це означає, що значення опору двох сусідніх резисторів дільника мають відрізнятись у ζ разів. Але дільник з різними значеннями опорів є нетехнологічним, оскільки виникають значні похибки еталонних напруг через відхилення опорів резисторів дільника від номінального значення під час інтегрального виготовлення перетворювача.

Цю проблему можна вирішити, будуючи дільник напруги з однакових резисторних блоків. Спрощена функціональна схема паралельного ЛАЦП, запропонованого у патенті [109], показана на рис.1.13.

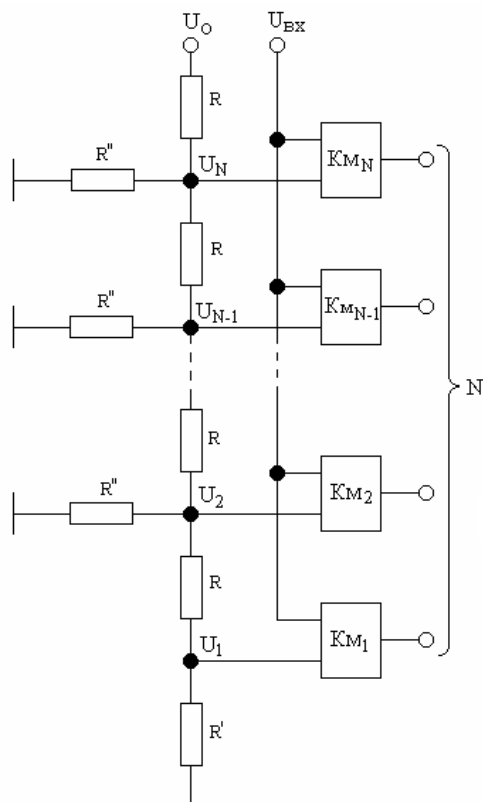


Рис.1.13. Спрощена функціональна схема паралельного ЛАЦП

Цей ЛАЦП включає джерело опорної напруги, дільник напруги, набір компараторів (N штук), дешифратор вихідного коду перетворювача (не показаний на рисунку), входи якого об'єднані з виходами компараторів, перші входи яких під'єднані до входу ЛАЦП, а другі входи компараторів підключені до відповідних виводів дільника напруги. Вхід дільника напруги під'єднаний до виходу джерела опорної напруги U_0 .

За допомогою дільника напруги з однакових Г-подібних ланок резисторів

R - R'' та додаткового резистора R' , можна забезпечити необхідну кількість еталонних напруг всього лише трьома значеннями опорів

$$R, R' = \frac{\zeta}{1-\zeta} R \text{ і } R'' = \frac{\zeta}{(1-\zeta)^2} R.$$

Таким чином, еталонні напруги U_1 - U_n створюються у вузлах дільника, а кількість цих напруг відповідає числу розрядів (n) ЛАЦП. При цьому виконується умова:

$$U_1 = \zeta^n U_0; U_2 = \zeta^{n-1} U_0; U_3 = \zeta^{n-2} U_0; U_{n-1} = \zeta^2 U_0 \text{ і } U_n = \zeta U_0.$$

Варто зауважити, що згідно з вимогами сучасних інтегральних технологій, мінімальне значення опору в резисторних матрицях не може бути менше 1 Ом.

1.5.Висновки до розділу 1

Із проведеного нами дослідження сучасного стану ЛАЦП витікає наступне:

1. При розробці інтегральних ЛАЦП надають перевагу використанню однакових структурних блоків в їх перетворювачах. Тому більшість інтегральних ЛАЦП є конвеєрними, забезпечуючи середню точність, еквівалентну 8 двійковим розрядам.
2. Відмінними перспективами з точки зору інтегрального виконання є ЛАЦП з імпульсним зворотним зв'язком, розроблені на кафедрі КСА Національного університету "Львівська політехніка". Для їх практичної реалізації потрібен всього лише один навісний конденсатор. Також перспективними є паралельні ЛАЦП, які складаються з однакових резисторних блоків $R - R''$ та використовують додатковий резистор R' .
3. Недостатньо дослідженими залишаються питання розроблення принципів дії, методів моделювання та створення нових структур рекурентних ЛАЦП.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАГАЛЬНИХ ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ РЕКУРЕНТНИХ ЛОГАРИФМІЧНИХ АНАЛОГО- ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

У данім підрозділі розроблено загальні принципи побудови рекурентних ЛАЦП, розглянуто реалізацію рекурентних ЛАЦП зі сталою та змінною в процесі перетворення основою логарифму і створено їх узагальнені структурні схеми, дано оцінку точності та швидкодії в залежності від основи логарифму для спрощення проектування і практичної реалізації перетворювачів із заданими параметрами.

Реалізація рекурентних ЛАЦП суттєво залежить від способу створення потрібної кількості еталонних величин, де значення визначаються основою логарифма. При цьому основа логарифму може бути сталою або змінною під час процесу перетворення.

2.1. Загальні принципи побудови рекурентних логарифмічних АЦП

Сутність рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення полягає в наступному: шляхом ділення опорної напруги (U_o) відтворюють низку еталонних напруг $U_1 \div U_n$:

$$U_1 = b^{en}U_o; U_2 = b^{e(n-1)}U_o; U_3 = b^{e(n-2)}U_o; \dots U_{n-1} = b^2U_o \text{ і } U_n = bU_o, \quad (2.1)$$

де b - основа логарифму, b^{e_i} - коефіцієнт ділення по виходах дільника напруги $1 - n$, що змінюється відповідно $i = n, n-1, n-2, \dots, 2, 1$.

Перетворення проводяться циклічному порядку. У першому циклі перетворення в порядку черги порівнюють із вхідною напругою $U_{вх}$ еталонні напруги, починаючи з першої (U_1). Якщо під час порівняння спрацював компаратор, то відкидають значення еталонної напруги і в наступному такті перетворення з вхідною напругою порівнюють наступну еталонну напругу (U_2) і т.д. Якщо під час порівняння U_1 не спрацював компаратор, то запам'ятовують цей рівень еталонної напруги U_1 і у другому такті підводять U_1 до входу дільника напруги як нову опорну напругу і т.д. Таким чином після закінчення перетворення на першому циклі на вході дільника напруги буде сформована компенсаційна напруга U_{k_1} , яка буде слугувати новою опорною напругою для другого циклу перетворення. У наступних циклах процеси перетворення протікають аналогічно.

Закінчується процес перетворення циклом, на якому компенсаційна напруга стає меншою або рівною вхідній напрузі ($U_k \leq U_{вх}$). Остаточна компенсаційна напруга U_k стає рівною добутковій опорної напруги U_o і коефіцієнтів ділення тих тактів перетворення, в яких на виході компаратора Км була логічна "1", а вихідний код рекурентного ЛАЦП рівний сумі показників степеня цих коефіцієнтів ділення.

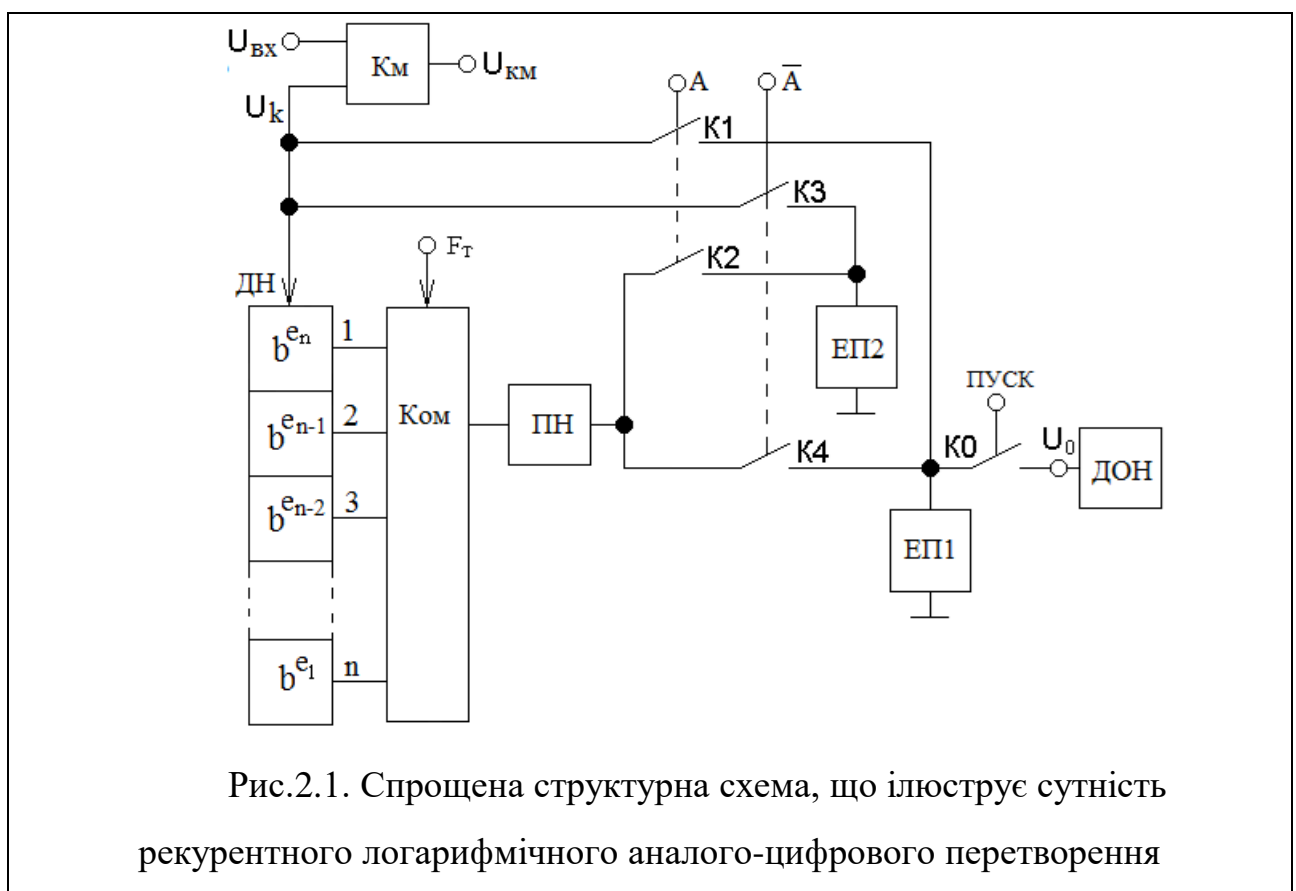
Спрощена структурна схема, що ілюструє сутність рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення наведена на рис.2.1. Вона містить Км - компаратор, ДОН – джерело опорної напруги, ДН – дільник напруги, Ком – комутатор, ПН – повторювач напруги, ЕП1 і ЕП2 – перший та другий елементи пам'яті відповідно, К0 – К4 - аналогові ключі. На рисунку позначено: $U_{вх}$ – вхідна напруга, U_k - компенсаційна напруга, $U_{км}$ - вихідний

сигнал компаратора; ПУСК, А, \bar{A} – керуючі сигнали; $b^{e_n} \div b^{e_1}$ – коефіцієнти передачі ДН по виходах $1 \div n$.

Сигналом «ПУСК» рекурентний ЛАЦП установлюється у початкове положення, зокрема, вмикаються ключі К0, К1, К2. Зауважимо, що коли ключі К1 і К2 увімкнені, то К3 і К4 вимкнені, і навпаки. Через увімкнений ключ К0 у ЕП1 записується значення опорної напруги U_0 , яке з виходу ЕП1 через увімкнений ключ К1 підводиться до входу дільника напруги ДН і другого входу компаратора Км. Напруга на першому виході ДН приймає значення

$$U_{k_1} = U_0 b^{e_n} \quad (2.2)$$

і через увімкнений ключ К2 записується у ЕП2.



Після закінчення сигналу «ПУСК» розпочинається перетворення цикл за циклом. Кожен цикл перетворення має кількість тактів, що рівна кількості розрядів рекурентного ЛАЦП (n). З кожним тактовим імпульсом входи комутатора Ком підключаються по чергово до виходів ДН, починаючи з першого виходу.

Компенсаційна напруга (U_k) відтворюється на вході дільника напруги ДН, що об'єднаний з другим входом компаратора Км, і порівнюється компаратором Км із вхідною напругою $U_{вх}$. Коли $U_k > U_{вх}$ на виході Км встановлюється рівень логічної "1", а коли $U_k \leq U_{вх}$ - на виході Км є "0". При логічній "1" на виході компаратора Км блоком керування (що на схемі рис. 2.1 умовно не показаний) дозволяється перемикання пари ключів К1 і К2, а також - К3 і К4. При логічному "0" на виході Км перемикання пар ключів не дозволяється і вони залишаються у попередньому стані.

У результаті перемикань пар ключів напруга на вході ДН (вона є компенсаційною напругою) після закінчення перетворення на будь якому с-циклі матиме значення

$$U_{k_c} = U_{k_{c-1}} b^{e_1} b^{e_2} b^{e_3} \dots b^{e_{n-1}} b^{e_n} = U_{k_{c-1}} \cdot \prod_{i=e_1}^{i=e_n} b^i, \quad (2.3)$$

де b - основа логарифму, $e_1 - e_n$ - показники степеня.

Початкове значення компенсаційної напруги на першому циклі перетворення рівне опорній напрузі $U_k = U_0$.

В останньому неповному m -циклі перетворення, коли компенсаційна напруга рівна вхідній ($U_k \leq U_{вх}$), перетворення закінчується. При цьому:

- компенсаційна напруга устанавлюється рівною

$$U_k = U_o \cdot \prod_{i=e_1}^{i=e_n} b^{(m-1) \cdot i} \cdot \prod_{i=e_1}^{i=e_n} a_k b^i; \quad (2.4)$$

- вихідний код ЛАЦП залежить від результатів порівняння у кожному циклі та набуває значення що пропорційне логарифму відношення вхідного сигналу до опорного, яке позначається як

-

$$N = (m-1) \cdot \sum_{i=1}^n e^i + \sum_{i=1}^n a_k \cdot e^i; \quad (2.5)$$

- похибка перетворення не перевищує значення

$$\delta = \frac{1-b}{b} \cdot 100\%, \quad (2.6)$$

де $a_k = 1$ коли результат порівняння компаратора на i -такті в m -циклі рівний логічній „1”;

$a_k = 0$ коли результат порівняння компаратора на i -такті у m -циклі рівний логічному „0”.

Час перетворення рекурентних ЛАЦП залежить від періоду повторення тактових імпульсів, кількості циклів перетворення і тактів у циклі

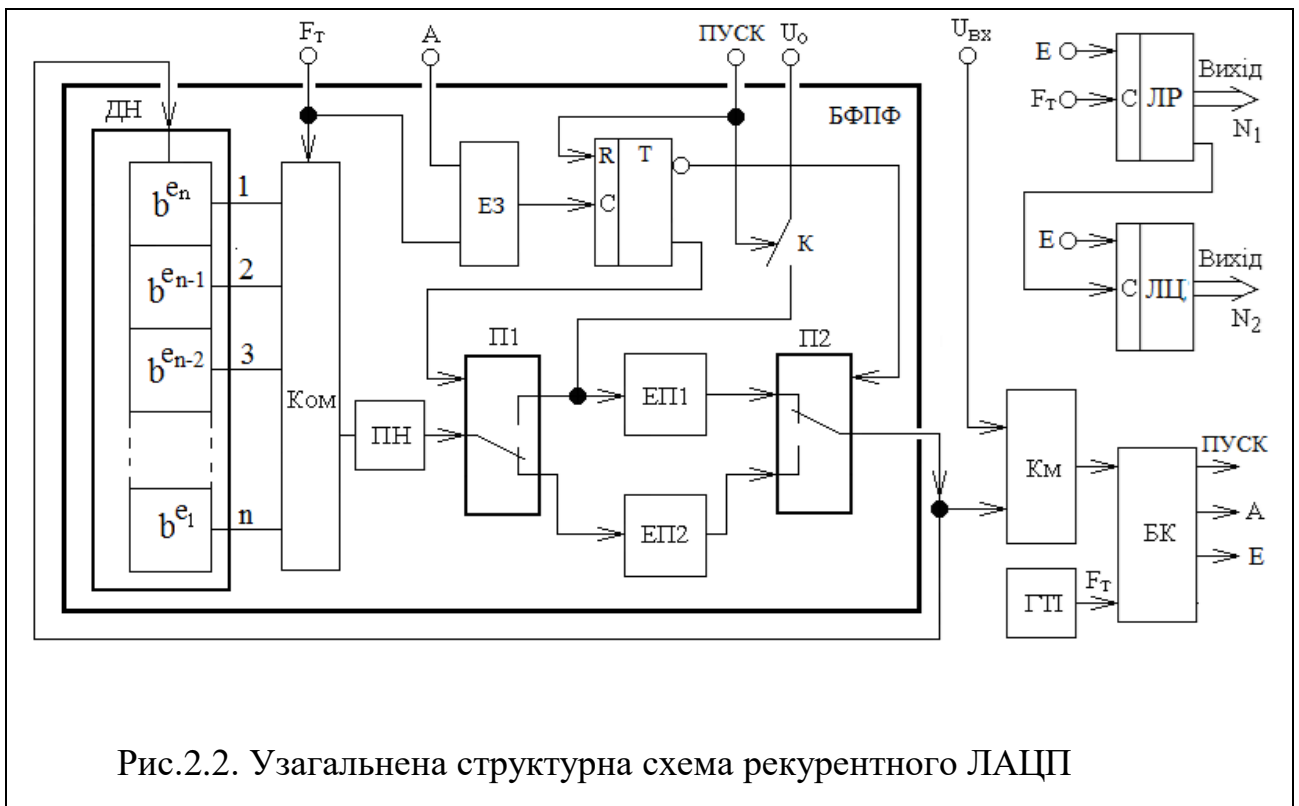
$$t_c \leq [(m-1) \cdot n + k] \cdot T_i, \quad (2.7)$$

де T_m - період повторення тактових імпульсів, k - кількість тактів у останньому (неповному) циклі перетворення.

Узагальнена структурна схема рекурентного ЛАЦП наведена на рис.2.2, де позначено: БК – блок керування, БФПФ - блок формування показникової функції, ЛР – лічильник решти, ЛЦ – лічильник циклів, ЕЗ –

елемент збігу, Т – тригер, ГТІ - генератор тактових імпульсів. На зображенні виділено наступні позначення: U_0 представляє опорну напругу, $U_{вх}$ – вхідну напругу, F_T - тактову частоту, N_1 і N_2 – відповідають молодшим і старшим розрядам вихідного коду; А, Е та ПУСК – керуючі сигнали.

Звернемо увагу на практичну реалізацію деяких основних функціональних вузлів рекурентних ЛАЦП: 1) в якості лічильника решти ЛР доцільно використати стандартний регістр послідовних наближень (SAR); 2) дільник напруги ДН можна зручно реалізувати за допомогою регульованого масштабного перетворювача з цифровим перемиканням коефіцієнтів передачі; 3) як елементи аналогової пам'яті ЕП1 і ЕП2 достатньо використати прецизійні конденсатори. Компенсаційна напруга відтворюється на виході БФПФ, який з'єднаний з входом дільника напруги ДН у БФПФ та другим входом компаратора Км. Блок керування БК виробляє керуючі сигнали А, Е та ПУСК.



Робота узагальненої структурної схеми рекурентного ЛАЦП рис. 2.2 зрозуміла з описаного вище. Зауважимо лише наступне. У разі, коли на виході

компаратора Км фіксується логічна "1", блок керування БК випускає сигнал А, який відкриває елемент збігу ЕЗ. Це дозволяє тактовому імпульсу пройти через ЕЗ і перемкнути тригер Т. Якщо у якомусь такті на виході Км був логічний "0", то блок керування БК не дозволяє проходження сигналу А, внаслідок чого на виході елемента збігу ЕЗ матиме місце логічний "0". При цьому тригер Т не спрацьовує і стан перемикачів П1 і П2 не змінюється.

За сигналом "ПУСК" встановлюються в нуль лічильники ЛР і ЛЦ, тригер Т1 і вмикається ключ К, через який у елемент пам'яті ЕП1 заноситься опорна напруга U_0 . Через увімкнутий у верхнє положення П2 напруга з ЕП1 поступає на вхід дільника напруги ДН, з першого виходу якого через Ком, ПН і перемикач П1 записується у ЕП2. Після закінчення сигналу «ПУСК» розпочинається перетворення згідно описаного вище.

За узагальненою структурною схемою рис. 2.2 реалізуються як рекурентні ЛАЦП зі сталою в процесі перетворення основою логарифму, так і рекурентні ЛАЦП зі змінною основою.

2.2. Рекурентні логарифмічні АЦП зі сталою основою логарифму

У рекурентному логарифмічному аналого-цифровому перетворенні зі сталою в процесі перетворення основою логарифму діленням опорної напруги (U_0) відтворюють низку еталонних напруг $U_1 \div U_n$, з яких будь-які два сусідні рівні напруг відрізняються в основу логарифму разів:

$$U_1 = \zeta^n U_0; \quad U_2 = \zeta^{n-1} U_0; \quad U_3 = \zeta^{n-2} U_0; \quad U_{n-1} = \zeta^2 U_0 \quad \text{і} \quad U_n = \zeta U_0, \quad (2.8)$$

де ζ - основа логарифму; $\zeta^n - \zeta^1$ - коефіцієнти передачі дільника напруги ДН по виходах 1 – n, що відповідають коефіцієнтам $b^{en} \div b^e$ на рис.2.2.

Процес перетворення у рекурентних ЛАЦП зі сталою основою логарифму протікає згідно описаного вище загального принципу дії. Уточнимо лише наступне.

У випадку, коли на виході компаратора Км фіксується логічна "1", блок керування БК випускає сигнал А, який відкриває елемент збігу ЕЗ. Це дозволяє тактовому імпульсу пройти через ЕЗ і перемкнути тригер Т.

Якщо у якомусь такті на виході Км був логічний "0", то блок керування БК не дозволяє проходження сигналу А, внаслідок чого на виході елемента збігу ЕЗ матиме місце логічний "0". При цьому тригер Т не спрацьовує і стан перемикачів П1 і П2 не змінюється.

За час дії сигналу «ПУСК» на елементі ЕП2 установиться рівень напруги

$$U_1 = U_0 \zeta^n.$$

Після закінчення сигналу «ПУСК» компенсаційна напруга U_k змінюється з кожним тактом на кожному циклі перетворення наступним чином.

1. Перший цикл перетворення. Компенсаційна напруга установлюється рівною

$$U_{k_1} = U_0 \zeta^n \zeta^{n-1} \zeta^{n-2} \dots \zeta^3 \zeta^2 \zeta^1 = U_0 \cdot \prod_{i=1}^{i=n} \zeta^i.$$

2. Другий цикл перетворення. На вхід ДН подається компенсаційна напруга, отримана після закінчення перетворення на першому циклі. Після закінчення другого циклу компенсаційна напруга набуває значення

$$U_{k_2} = U_{k_1} \zeta^n \zeta^{n-1} \zeta^{n-2} \dots \zeta^3 \zeta^2 \zeta^1 = U_0 \cdot \prod_{i=1}^{i=n} \zeta^{2i}$$

і т.д.

m-1. У передостанньому m-1 циклі перетворення компенсаційна напруга установиться рівною

$$U_{k_{m-1}} = U_o \cdot \prod_{i=1}^{i=n} \zeta^{(m-1) \cdot i}.$$

m. В останньому неповному m-циклі перетворення, коли $U_K \leq U_{вх}$, перетворення закінчується. При цьому:

- компенсаційна напруга установлюється рівною

$$U_k = U_m \cdot \prod_{i=1}^{i=k} \zeta^i = U_o \cdot \prod_{i=1}^{i=n} \zeta^{m \cdot i} \cdot \prod_{i=1}^{i=k} \zeta^i; \quad (2.9)$$

- вихідний код РЛАЦП залежить від результатів порівняння у кожному циклі та набуває значення

-

$$N = (m-1) \cdot \sum_{i=1}^n e^i + \sum_{i=1}^n a_k \cdot e^i; \quad (2.10)$$

- похибка перетворення не перевищує значення [5]

$$\delta = \frac{1-\zeta}{\zeta} \cdot 100\%. \quad (2.11)$$

Час перетворення рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифму визначається за формулою (7).

Функціональна схема рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифму наведена на рис.2.3. Він містить: блок формування показникової функції (БФПФ), генератор тактових імпульсів (ГТІ), компаратор (Км), одиницю (ОВ), джерело опорної напруги U_o (ДОН), лічильник (Л), реєстр результату (РР). Крім того, БФПФ має два тригери (Т1 і Т2), елемент збігу (І),

елемент АБО, п'ять ключів (К), два пікові детектори (ПД1 і ПД2) і аналоговий комутатор (АК).

Розглянемо роботу рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифма.

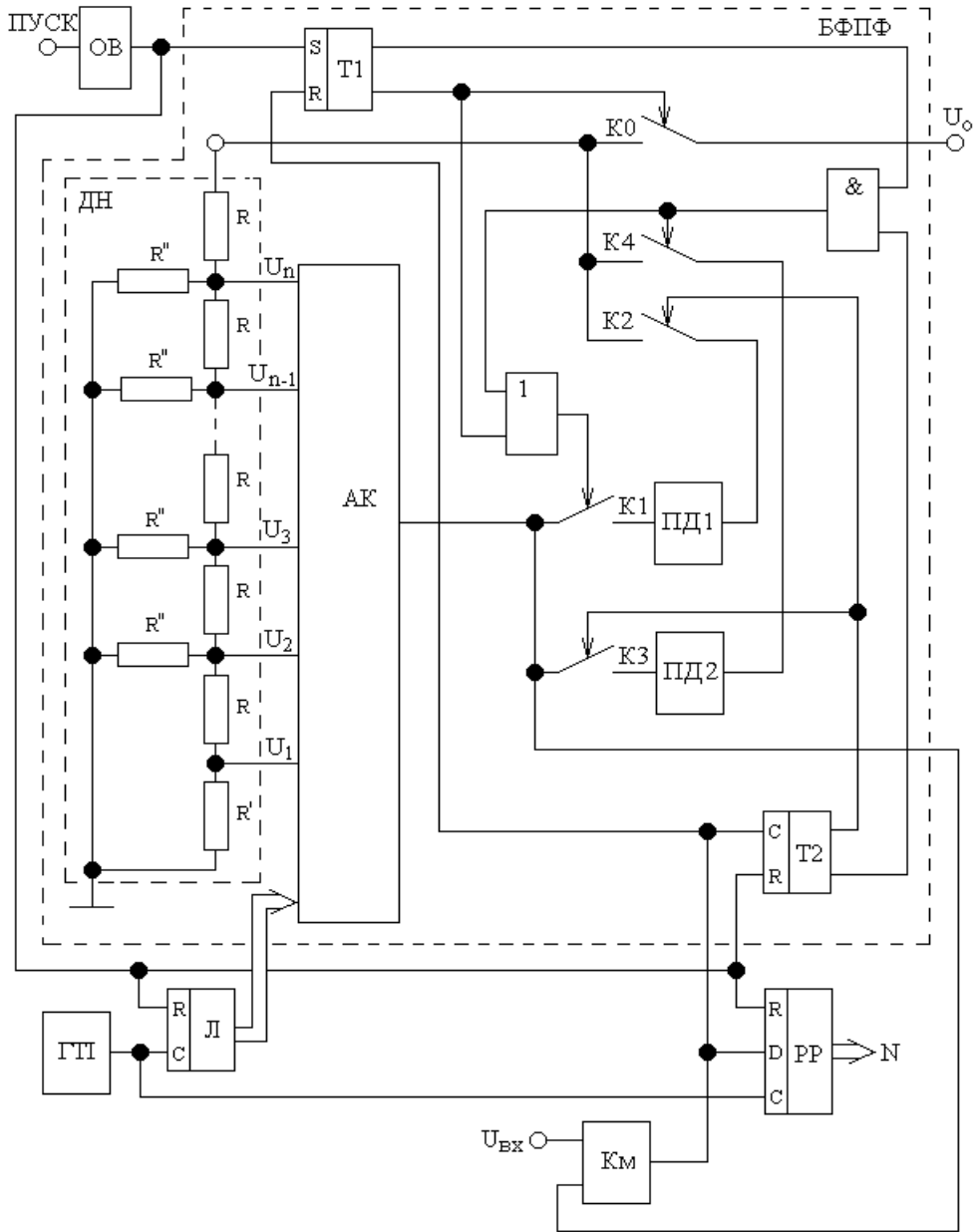


Рис.2.3. Функціональна схема рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифма

За командою (імпульсом) “ПУСК” одновібратор ОВ виробляє імпульс, яким установлюються в початкове положення вузли схеми, зокрема:

- в нуль лічильник Л і регістр результату РР;
- тригери Т1 і Т2 встановлюються у стан з нуля на прямих виходах;
- замикаються (логічною одиницею з інверсного виходу тригера Т1) ключі К0 і К1.

Перший після закінчення імпульса одновібратора ОВ імпульс тактового генератора ГТІ переключає лічильник Л, вихідним кодом якого переключається дешифратор аналогового комутатора АК, і комутатор АК підключає до входів компаратора Км і першого пікового детектора ПД1 перший вузол дільника напруги ДН.

Нагадаємо, що у вузлах 1-п дільника ДН формуються еталонні напруги U_1-U_n :

$$U_1 = \zeta^n U_0, U_2 = \zeta^{n-1} U_0, U_3 = \zeta^{n-2} U_0 \dots U_{n-1} = \zeta^2 U_0 \text{ і } U_n = \zeta U_0.$$

З кожним тактовим імпульсом від ГТІ еталонні напруги у вузлах дільника напруги ДН по чергово підводяться до входу компаратора Км і порівнюються із вхідним сигналом $U_{вх}$. Вихідний сигнал компаратора Км підводиться до інформаційного входу регістра результату РР і, якщо якась із еталонних напруг менша від вхідного сигналу, то у відповідному розряді регістра результату РР записується нуль, і навпаки: якщо еталонна напруга більша від вхідного сигналу, то у відповідному розряді регістра РР записується логічна одиниця.

Отже, під час дії першого тактового імпульса компаратор Км порівнює еталонну напругу (U_1) з першого вузла дільника ДН з вхідним сигналом $U_{вх}$. Якщо ця напруга менша від вхідної, то на інформаційний вхід регістра результату РР поступає логічний нуль з виходу компаратора Км і у старшому (першому) розряді регістра РР записується нуль.

Другий тактовий імпульс перемикає лічильник Л і АК підключає до компаратора другий вузол дільника ДН, тобто другу еталонну напругу (U_2). Якщо друга еталонна напруга також менша від вхідної, то аналогічно до попереднього у наступному (другому) розряді регістра результату РР також записується нуль.

За третім тактовим імпульсом комутатор АК підключає входу компаратора Км третю еталонну напругу U_3 . Якщо ця напруга більша від вхідної $U_{вх}$, то компаратор Км встановлюється у стан логічної одиниці на виході, і в регістрі РР у третьому розряді записується одиниця.

Крім цього, логічна одиниця з виходу компаратора Км поступає:

1) на R-вхід першого тригера Т1 і устанавлює стан логічного нуля на прямому виході Т1, внаслідок чого розмикається ключ К0;

2) на тактовий вхід тригера Т2 і переключає у стан логічної одиниці на прямому виході тригер Т2, внаслідок чого замикаються ключі К2 і К3, а ключ К1 розмикається.

Таким чином, після третього тактового імпульса до входу дільника напруги ДН підключена третя еталонна напруга U_3 , що записана у першому піковому детекторі ПД1.

Четвертий тактовий імпульс переключає лічильник Л у наступне положення і комутатор АК підключає до входу компаратора Км четвертий вузол дільника ДН. Проте тепер значення еталонної напруги у четвертому вузлі рівне не $U_4 = \zeta^{n-3}U_0$ (коли до входу дільника ДН була підключена опорна напруга U_0), значенню $U_4' = \zeta^{n-3}\zeta^{n-2}U_0$, оскільки до входу дільника ДН підключена записана у ПД1 напруга $U_3 = \zeta^{n-2}U_0$.

Якщо напруга у четвертому вузлі менша від вхідної, то компаратор Км залишається у стані логічного нуля на виході і у регістрі результату РР записується нуль у четвертому розряді.

П'ятий тактовий імпульс знову переключає лічильник Л і комутатор АК підключає до входу компаратора Км п'ятий вузол дільника ДН, значення напруги у якому рівне $U'_5 = \zeta^{n-4} \zeta^{n-2} U_0$.

Якщо значення напруги у п'ятому вузлі U'_5 перевищує рівень вхідної напруги, то спрацьовує компаратор Км і логічна одиниця з його виходу:

- 1) записується у п'ятому розряді регістра РР;
- 2) переключає тригер Т2, внаслідок чого ключі К3, К2 розмикаються, а ключ К4 замикається, підводячи до входу дільника напруги ДН записане у ПД2 нове значення опорної напруги $U'_5 = \zeta^{n-4} \zeta^{n-2} U_0$.

Шостим тактовим імпульсом знову переключається лічильник Л і аналоговий комутатор АК підключає до компаратора шостий вузол дільника ДН, значення напруги у якому матиме значення $U'_6 = \zeta^{n-5} \zeta^{n-4} \zeta^{n-2} U_0$.

Далі процес перетворення відбувається аналогічно до вище описаного і закінчується після n-го тактуючого імпульсу, коли буде опитано останній n-вузол дільника ДН.

Результат перетворення рекурентного ЛАЦП рівний коду N, записаному у регістрі результату РР після n-го тактуючого імпульсу, відповідає формулі

$$N = \sum_{i=1}^n A_i (n+1-i)$$

і є пропорційним логарифму вхідного сигналу, тобто $N = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_{ex}}{U_0}$.

2.3. Рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифму

Особливістю рекурентних ЛАЦП зі змінною в процесі перетворення основою логарифму є відтворення низки еталонних напруг $U_1 \div U_n$ за допомогою масштабуючого перетворювача на операційному підсилювачі з кодокерованим коефіцієнтом передачі напруги, причому значення коефіцієнта вибирається меншим одиниці, а зміна основи логарифму для зручності опрацювання інформації здійснюється за двійковим законом:

$$U_1 = \zeta^{\frac{N_z}{2^1}} U_o; U_2 = \zeta^{\frac{N_z}{2^2}} U_o; U_3 = \zeta^{\frac{N_z}{2^3}} U_o; \dots U_{n-1} = \zeta^{\frac{N_z}{2^{n-1}}} U_o \text{ і } U_n = \zeta^{\frac{N_z}{2^n}} U_o, \quad (2.12)$$

де $\zeta^{\frac{N_z}{2^1}} \div \zeta^{\frac{N_z}{2^n}}$ - коефіцієнти передачі дільника напруги ДН по виходах 1 – n, що відповідають коефіцієнтам $b^{en} \div b^e$ на рис.2.2; N_z - номінальне значення вихідного коду ЛАЦП, що визначається за формулою [2.5]

$$N_z = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{ex}}{U_o}. \quad (2.13)$$

Процес перетворення у рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму протікає циклічно, аналогічно описаному вище для РЛАЦП зі сталою основою. Уточнимо лише: в якості лічильника решти ЛР (рис.2.2) використовуємо реєстр послідовних наближень РР (SAR).

За час дії сигналу «ПУСК» рекурентний ЛАЦП устанавлюється у початкове положення і на елементі ЕП2 записується рівень напруги

$$U_1 = U_o \zeta^{\frac{N_H}{2^1}}.$$

Після закінчення сигналу «ПУСК» компенсаційна напруга U_k змінюється з кожним тактом у кожному циклі перетворення наступним чином.

1. Перший цикл перетворення.

Напруга на виході БФПФ після початкової установки рівна опорній напрузі. Тому БК виробляється сигнал А, внаслідок чого перший після закінчення запуску імпульс ГТІ перемикає Ком на другий вихід ДН і через ЕЗ перекидає триггер Т. Сигналами з виходів Т перемикаються перемикачі П1, П2, підключаючи вхід ЕП1 до виходу Ком і вихід ЕП2 до виходу БФПФ. Компаратор Км порівнює вихідну напругу БФПФ U_{k_1} з вхідною $U_{вх}$ і результат порівняння заноситься у регістр результату РР. Таким чином, у першому такті перетворення напруга на виході БФПФ

$$U_{k_1} = U_1 = U_o \zeta \frac{N_H}{2^1},$$

а напруга на ЕП1 стає рівною

$$U_{k_2} = U_{k_1} \zeta^{\frac{N_Z}{2^2}} = U_o \zeta \frac{N_Z}{2^1} \zeta^{\frac{N_Z}{2^2}}.$$

У другому такті описане вище повторюється. Якщо результат порівняння U_{k_2} з $U_{вх}$ був логічною "1", то вона заноситься у наступний біт РР, а триггер Т перемикається. Внаслідок цього через П2 до входу ДН буде підключений вихід ЕП1, напруга на якому матиме значення

$$U_{k_2} = U_o \zeta \frac{N_Z}{2^1} \zeta \frac{N_Z}{2^2},$$

а на виході ЕП2, який з'єднаний через П1 з третім виходом ДН, напруга установиться рівною

$$U_{k_3} = U_0 \zeta^{\frac{N_z}{2^1}} \zeta^{\frac{N_z}{2^2}} \zeta^{\frac{N_z}{2^3}} .$$

У наступних тактах перетворення відбувається аналогічно.

В останньому n-такті першого циклу напруга на виході БФПФ буде мати значення рівне

$$U_{k_n} = U_0 \zeta^{\frac{N_z}{2^1}} \zeta^{\frac{N_z}{2^2}} \zeta^{\frac{N_z}{2^3}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^n}} .$$

Після n-ного тактового імпульса у першому циклі перетворення блок керування БК записує у лічильник Л логічну "1" і установлює Ком і тригер Т у початковий стан.

2. Другий цикл перетворення.

У другому циклі перетворення, що починається n+1 імпульсом ГТІ, процеси протікають аналогічно першому циклу. Після закінчення другого циклу напруга на виході БФПФ матиме значення

$$U_{2n+1} = U_0 \zeta^{\frac{N_z}{2^1}} \zeta^{\frac{N_z}{2^2}} \zeta^{\frac{N_z}{2^3}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^n}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+1}}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+2}}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+3}}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^{2n}}} .$$

Після завершення останнього (2n) імпульса ГТІ у лічильник результату ЛР заноситься логічна "1", реєструючи "2" цикли перетворення.

На наступних циклах перетворення процеси протікають аналогічно.

М. Останній m-цикл перетворення.

В останньому m-циклі перетворення напруга на виході БФПФ установиться рівною

$$U_k = U_o \cdot \prod_{k=1}^m \prod_{i=1}^n \zeta^{a_i \cdot \frac{N_z}{2^{(k-1)n+i}}} . \quad (2.14)$$

Якщо на якомусь такті, наприклад $(m-1)n+2$, в останньому m -циклі перетворення результат порівняння компаратором Км був логічний "0", то у відповідному розряді вихідного коду регістра РР буде записано нуль, а у компенсаційній напрузі на виході БФПФ не буде присутньої складової напруги

$\zeta^{\frac{N_z}{2^{(m-1)n+2}}}$, яка відповідає цьому розряду:

$$U_{mn+1} = U_o \zeta^{\frac{N_z}{2^1}} \zeta^{\frac{N_z}{2^2}} \zeta^{\frac{N_z}{2^3}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^n}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+1}}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+2}}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{n+3}}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^{2n}}} \dots \\ \cdot \zeta^{\frac{N_z}{2^{(m-1)n+1}}} \zeta^{\frac{N_z}{2^{(m-1)n+2}}} \dots \zeta^{\frac{N_z}{2^{mn}}} .$$

Останній $m \cdot n$ - імпульс ГТІ записує результат порівняння з виходу компаратора Км у регістр результату РР. Після закінчення перетворення у лічильнику Л і регістрі РР буде записано відповідно старші ($N_{cm.p.}$) та молодші ($N_{m.p.}$) розряди вихідного коду відповідно. Значення вихідного коду рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму визначається на основі обчислень

$$N = N_{cm.p.} + N_{m.p.} = \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^n a_i \cdot \frac{N_z}{2^{(k-1)n+i}} , \quad (2.15)$$

де $a_i = 1$ коли в результаті порівняння на i -такті в k -циклі вихідний сигнал компаратора рівний логічній "1",

$a_i = 0$ коли в результаті порівняння на i -такті в k -циклі вихідний сигнал компаратора рівний логічному "0".

Перше значення логічної "1" на виході компаратора заноситься у регістр РР і свідчить про те, що цей цикл є останнім.

Похибка перетворення залишається в межах значення,

$$\delta = \frac{1 - \zeta^{\frac{N_z}{2^n}}}{\zeta^{\frac{N_z}{2^n}}} \cdot 100\% \quad (2.16)$$

не перевищуючи його.

Час перетворення рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма визначається за формулою

$$t_n = m \cdot n \cdot T_m. \quad (2.17)$$

Рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифма дають можливість отримати точність перетворення вищу від розрядності власне ЛАЦП. Для цього кількість циклів перетворення "m" треба задати згідно формули

$$m = \frac{N_d}{N_z}, \quad (2.18)$$

де N_d – номінальне значення коду бажаної розрядності (d), $N_d = 2^d$.

Рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифма відносяться до класу порозрядних АЦП, оскільки в кожному такті перетворення компенсаційна напруга змінюється за двійковим законом згідно зміни основи логарифму. Отже, їх швидкодія значно вища від швидкодії рекурентних ЛАЦП зі сталою основою логарифму.

Рекурентне логарифмічне аналого-цифрове перетворення зі змінною основою логарифму має перевагу у тому, що досягнення бажаної точності

забезпечується зменшеною кількістю еталонних величин. Внаслідок цього спрощується схемна реалізація та знижується собівартість рекурентних ЛАЦП.

Недоліком розглянутого вище рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення зі змінною основою логарифму є необхідність регулювань масштабного перетворювача на операційному підсилювачі для забезпечення потрібного значення кожного коефіцієнта передачі, що суттєво ускладнює налагодження ЛАЦП.

2.4. Розвиток рекурентного методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення

Основна ідея розвитку рекурентного методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення полягає у створенні еталонних напруг без регулювань масштабуючого перетворювача. З цією метою у масштабуючий перетворювач вводиться ділянка опорної напруги, що містить однакові Г-подібні ланки резисторів і один додатковий резистор, а виходами ділянки його вузли, номери яких вибирають рівними показниковій функції X^i , де $i=0, 1, 2, \dots, n$). Для зручності подальшого оброблення інформації слід вибирати основу $X=2$.

Завдяки такому удосконаленню рекурентного методу потрібні значення коефіцієнтів передачі масштабного перетворювача забезпечуються без проведення регулювань і зі збереженням значення похибки квантування відповідної кількості розрядів перетворювача, що значно спрощує реалізацію логарифмічного аналого-цифрового перетворювача.

Розглянемо реалізацію запропонованого методу.

На рис. 2.4 показана структурна схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, який втілює запропонований рекурентний метод. На рис. 2.5 представлена функціональна схема ділянки напруги, а на рис. 2.6 зображені епюри напруг, які ілюструють роботу цього перетворювача. На

рисунку зображено напругу на вході та виході масштабного перетворювача лінією та крапками відповідно.

Запропонований логарифмічний аналого-цифровий перетворювач включає різні компоненти: компаратор K_m , генератор тактових імпульсів ГТІ, перші і другі одновібратори OB_1 і OB_2 , T_1 і T_2 - відповідно RS-тригер і Т-тригер, елементи збігу E_{31} - E_{33} , регістр результату PP , L - лічильник керуючий, LP - лічильник результату, БФПФ - блок формування показникової функції, МП - масштабний перетворювач, що виконаний на БК - буферному каскаді, ДН - дільнику напруги і АК - аналоговому комутаторі, джерело опорної напруги ДОН і п'ять ключів K_1 - K_5 , C_1 і C_2 - два конденсатори, Вхід - інформаційний вхід ЛАЦП, Запуск - вхід запуску ЛАЦП, N_1 і N_2 - відповідно вихід молодших і вихід старших розрядів вихідного коду; БФПФ містить: входи запуску, тактуючий і керуючий, а також - вихід; МП містить: інформаційний вхід і відповідно перший, другий, третій, ... та n -й виходи.

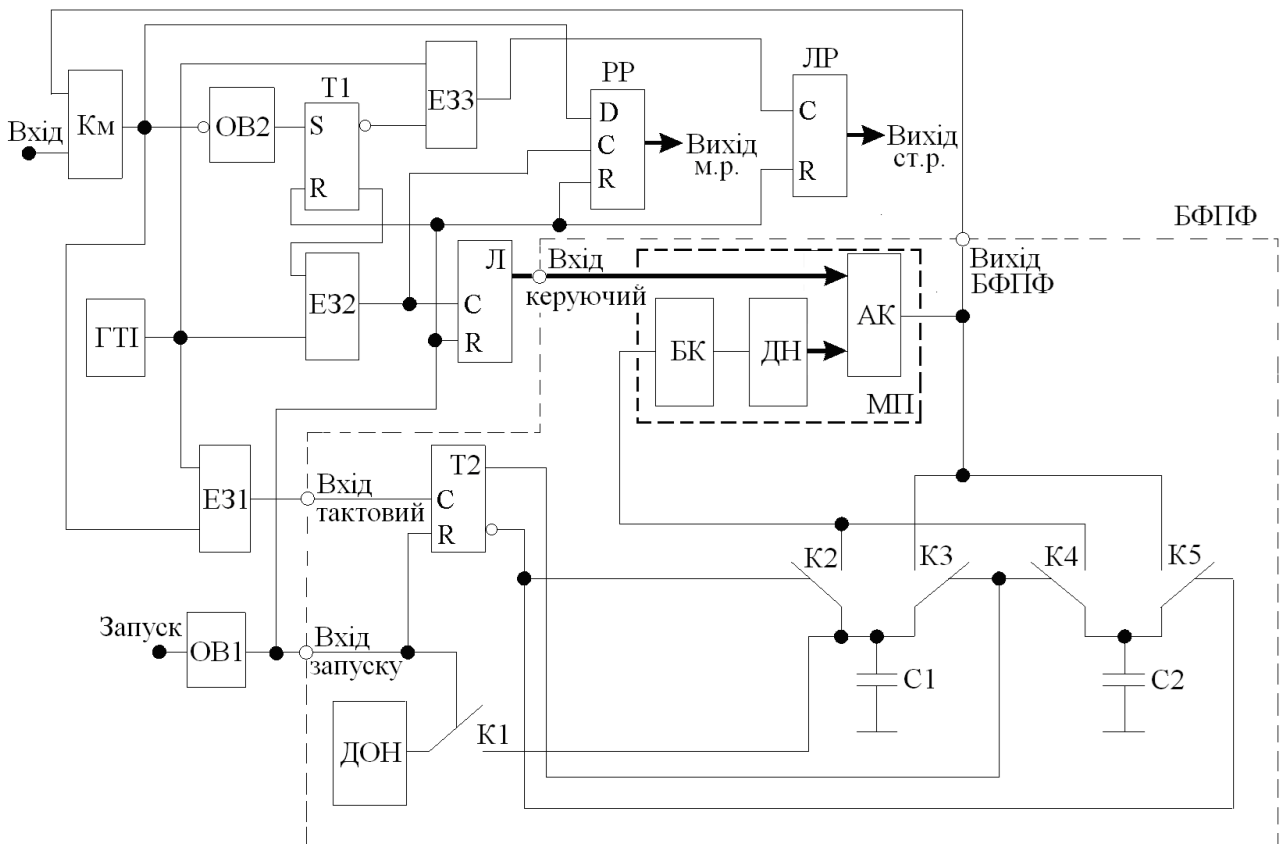


Рис.2.4. Структурна схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, що пояснює запропонований спосіб рекурентного перетворення

Принцип роботи запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача описується наступним чином: опитування виходів резистивного дільника напруги проводиться по чергово від його старших розрядів до молодших, причому для зручності опрацювання інформації у двійковій системі згадані виходи підключені відповідно до вузлів дільника напруги, номери яких відповідають значенням показникової функції 2^i (де i – номер виходу дільника напруги, причому $i = 1, 2, 3, \dots, n$).

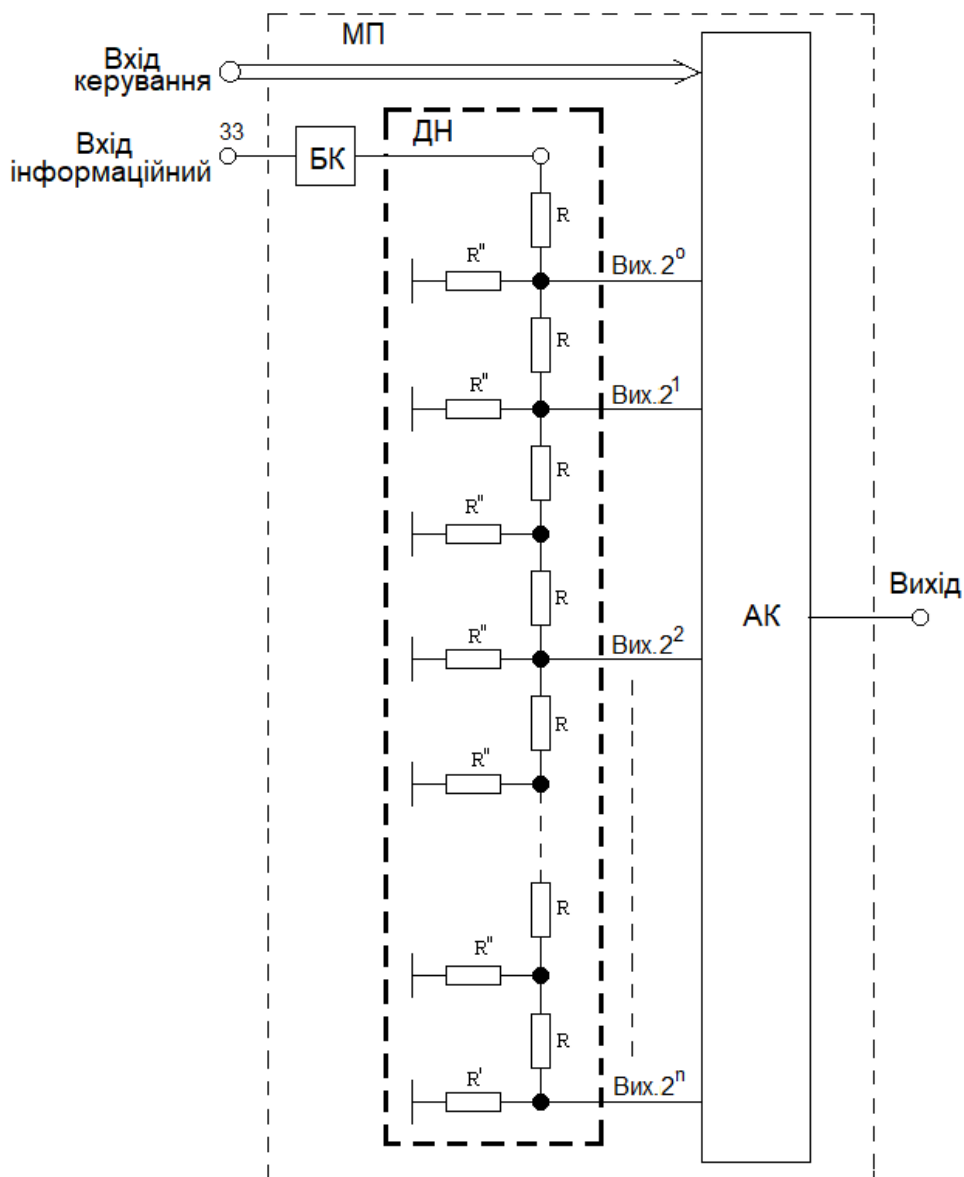


Рис.2.5. Функціональна схема запропонованого масштабного перетворювача

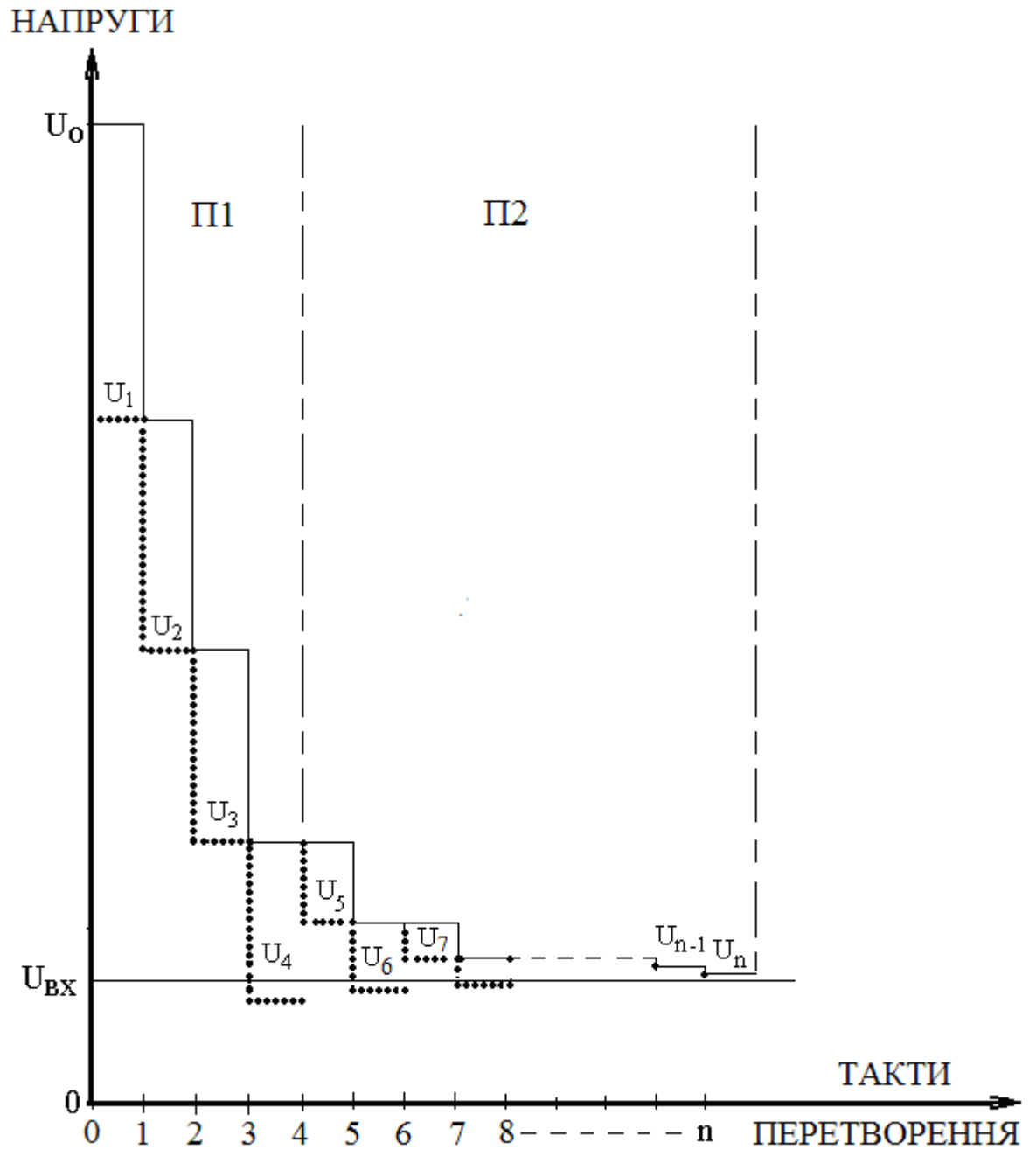


Рис.2.6 – Епюри напруг, що ілюструють роботу масштабного перетворювача (напруги на вході та виході масштабного перетворювача позначено лінією та крапками відповідно).

Попередньо задаються коефіцієнти передачі дільника напруги по його виходах згідно формули

$$K_i = \zeta \frac{N_H}{2^{n-(i-1)}},$$

де ζ - основа логарифму, причому $\zeta < 1$ і може бути визначена за формулою

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

N_H - номінальне значення вихідного коду; $N_H = 2^n$ (тут n – кількість розрядів логарифмічного АЦП);

D - це динамічний діапазон вхідних сигналів, який визначається як відношення максимального значення вхідної напруги до мінімального значення.

Тому коефіцієнти передачі по виходах дільника напруги

$$K_n = \zeta \frac{N_H}{2^1}, K_{n-1} = \zeta \frac{N_H}{2^2}, K_{n-2} = \zeta \frac{N_H}{2^3}, \dots, K_5 = \zeta \frac{N_H}{2^{n-4}}, K_4 = \zeta \frac{N_H}{2^{n-3}},$$

$$K_3 = \zeta \frac{N_H}{2^{n-2}}, K_2 = \zeta \frac{N_H}{2^{n-1}}, K_1 = \zeta \frac{N_H}{2^n}.$$

Аналоговий комутатор АК підключає по чергово виходи дільника напруги ДН, починаючи з останнього n -виходу, до виходу масштабного перетворювача МП. При цьому коефіцієнт передачі (K_n) масштабного перетворювача МП має максимальне значення

$$K_n = \zeta \frac{N_H}{2^1}.$$

Після отримання сигналу запуску, одинвібратор ОВ1 генерує імпульс, що призводить до встановлення тригерів Т1 і Т2 у стан логічної одиниці на їх

інверсних виходах, а також до скидання в нуль регістра результату РР та лічильників Л і ЛР, причому вихідний код N лічильника Л подається на вхід керування масштабного перетворювача МП і аналоговий комутатор АК підключає до виходу МП останній n-ий вихід дільника напруги ДН.

Протягом тривалості імпульсу одновібратора ОВ1, перший ключ К1 активується, що призводить до зарядження першого конденсатора С1 до рівня опорної напруги (U_o) від джерела опорної напруги ДОН.

Логічна одиниця з інверсного виходу тригера Т2 вмикає другий ключ К2 і п'ятий ключ К5. При увімкненому другому ключі К2, напруга з конденсатора С1 передається на інформаційний вхід масштабного перетворювача МП, об'єднаному з входом буферного каскаду БК, і напруга на виході перетворювача МП, з'єднаному з виходом блоку формування показникової функції БФПФ, приймає значення

$$U_1 = U_o \cdot K_n = U_o \cdot \zeta \frac{N_n}{2^1},$$

де U_o - напруга опорна.

Напруга U_1 передається через увімкнений п'ятий ключ К5 на другий конденсатор С2 і подається на вихід блоку формування показникової функції БФПФ. Також ця напруга порівнюється з вхідним сигналом $U_{вх}$ за допомогою компаратора Км і подається на нього.

Коли вихідна напруга блоку формування показникової функції перевищує вхідний сигнал $U_{вх}$, на виході компаратора Км установлюється логічна одиниця, а в протилежному випадку - логічний нуль.

На рис. 2.6 показаний перший випадок, коли напруга більша за $U_{вх}$, і виходом компаратора Км є логічна одиниця.

Після завершення імпульсу першого одновібратора ОВ1 розпочинається перетворення в першому піддіапазоні.

Після цього моменту часу тактовий імпульс від генератора ГТІ поступає через елемент збігу ЕЗ2, який відкритий тригером Т1, на лічильник результату ЛР, а також проходить через елемент збігу ЕЗ1, який відкритий компаратором Км, на тактовий вхід блоку формування показникової функції БФПФ. Це призводить до перемикання тригера Т2, як результат - ключі К2 і К5 вимикаються, а ключі К3 і К4 вмикаються. Внаслідок цього другий конденсатор С2 підключається до інформаційного входу масштабного перетворювача МП, а перший конденсатор С1 - до виходу масштабного перетворювача МП, і напруга на цих конденсаторах набуває значення

$$U_2 = U_1 \cdot K_n = U_0 \cdot \zeta^{2 \cdot \frac{N_H}{2^1}} .$$

Напруга U_2 (див. рис.2.6) перевищує рівень вхідного сигналу $U_{вх}$ і компаратор Км зберігає рівень логічної одиниці «1» на виході.

Напруга U_2 (див. рис.2.6) перевищує рівень вхідного сигналу, і компаратор утримує логічну одиницю на виході.

Дія другого тактового імпульсу аналогічна дії першого, оскільки стан компаратора Км не змінився. Таким чином, другий імпульс записується в лічильник результату ЛР і перемикає тригер Т2, що призводить до перемикання ключів К2-К5. В результаті перший конденсатор С1 підключається до інформаційного входу масштабного перетворювача МП, а другий конденсатор С2 - до виходу перетворювача МП, і напруга на них набуває значення

$$U_3 = U_2 \cdot K_n = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2^1}} .$$

Напруга U_3 (див. рис.2.6) перевищує рівень вхідного сигналу, і компаратор продовжує утримувати логічну одиницю на виході.

Дія третього тактового імпульсу аналогічна попереднім: третій імпульс записується в лічильник результату ЛР і перемикає тригер Т2. В результаті, ключі К2-К5 знову перекидаються, а другий конденсатор С2 підключається до інформаційного входу масштабного перетворювача МП, а перший конденсатор С1 - до виходу перетворювача МП, де напруга приймає певне значення

$$U_4 = U_3 \cdot K_n = U_0 \cdot \zeta \frac{4 \cdot N_H}{2^1}.$$

Оскільки ця напруга U_4 менша від вхідного сигналу, компаратор Км встановлюється у стан логічного нуля на своєму виході. У цьому випадку тактові імпульси не проходять на тактовий вхід блоку БФПФ, тригер Т2 та ключі К2-К5 залишаються в своєму попередньому стані, зберігаючи підключення конденсаторів до масштабного перетворювача МП, як після третього імпульсу.

Водночас, логічний нуль на виході компаратора Км активує одновібратор ОВ2, який змінює стан тригера Т1 на логічний нуль на інверсному виході. Це забороняє проходження тактових імпульсів через елемент збігу ЕЗ3 до лічильника результату ЛР(який в наведеному прикладі на рис.2.6 має записану кількість тактових імпульсів $n_1 = 3$). У той самий момент логічною одиницею «1» з прямого виходу тригера Т1 відкривається елемент збігу ЕЗ2 і тактові імпульси поступають до об'єднаних тактових входів регістра результату РР і лічильника Л. Значення старших розрядів (N_1) вихідного коду пропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача визначається кількістю

тактових імпульсів n_1 , яка записана в лічильнику результату ЛР, згідно з формулою

$$N_1 = n_1 \cdot w_1,$$

де w_1 - вага старшого розряду вихідного коду запропонованого перетворювача (випливає з підключення останнього виходу резистивного дільника напруги), яка рівна

$$w_1 = \frac{N_H}{2}.$$

Таким чином, старші розряди вихідного коду перетворювача набувають значення

$$N_1 = 3 \cdot \frac{N_H}{2}.$$

Перетворення на другому піддіпазоні починається тоді, коли після першого моменту запуску перетворювача компаратор Км переходить у стан логічного «0» (у наведеному на рис.2.6 прикладі це має місце після четвертого тактового імпульсу).

П'ятим тактовим імпульсом у перший розряд регістра результату РР записується логічний нуль. Окрім того цей імпульс проходить через елемент збігу Е32, і також записується в лічильник Л. Вихідний код лічильника Л надходить на керуючий вхід блоку БФПФ і активує другий вхід аналогового комутатора АК, що встановлює значення коефіцієнта передачі на виході масштабного перетворювача МП, відповідне вазі n-1 розряду дільника напруги ДН:

$$K_{n-1} = \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}.$$

Тому напруга на виході масштабного перетворювача МП, а отже і на виході блоку формування показникової функції БФПФ, дорівнюватиме

$$U_5 = U_3 \cdot K_{n-1} = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}.$$

Напруга U_5 зберігається на першому конденсаторі С1, який з'єднаний з виходом перетворювача МП.

При цьому, оскільки напруга U_5 (див. рис.2.6) перевищує рівень вхідного сигналу, на виході компаратора Км встановлюється логічна одиниця, якою дозволяється проходження через елемент збігу ЕЗ1 тактових імпульсів на блок БФПФ.

У шостий тактовий імпульс проходить через елемент збігу ЕЗ3, зберігає логічну одиницю у 2-й розряд регістра результату РР і встановлює третє значення коефіцієнта передачі масштабного перетворювача МП, відповідне вазі n-2 виходу дільника напруги ДН. Той самий тактовий імпульс перекидає тригер Т2, який вмикає ключі К3, К4 і вмикає ключі К2, К5. Це призводить до підключення напруги U_5 з першого конденсатора С1 до інформаційного входу перетворювача МП, та встановлення вихідної напруги масштабного перетворювача МП рівною

$$U_6 = U_5 \cdot K_3 = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^3}}.$$

Оскільки напруга U_6 менша від вхідної (рис.2.6), то на виході компаратора K_m установлюється логічний нуль. Цей нуль забороняє проходження тактових імпульсів на БФПФ, внаслідок чого тригер Т2 та ключі К2-К5 залишаються у попередньому стані, тобто не перемикаються і конденсатори С1 і С2 залишаються підключеними до масштабного перетворювача МП, як після п'ятого імпульсу.

У сьомому тактовому імпульсі дії аналогічні п'ятому (лише установлюється четверте значення коефіцієнта передачі дільника напруги ДН, що має вагу $n-3$ виходу) і так далі.

На другому піддіпазоні отримується n_2 тактових імпульсів і вихідна напруга блоку формування показникової функції БФПФ приймає значення

$$U_{n_2} = U_{n_1} \cdot \prod_{i=n-1}^{i=1} \zeta_i \cdot \frac{A_i \cdot N_H}{2^{n-(i-1)}},$$

де U_{n_1} - значення напруги на першому піддіпазоні після n_1 тактуючих імпульсів;

A_i - коефіцієнт, який в кожному i -такті перетворення на другому піддіпазоні приймає значення 1 або 0 залежно від стану компаратора (логічна «1» або логічний «0»).

Після проведення (n) тактових імпульсів, коли другий піддіпазон завершується і підключається перший вихід дільника напруги ДН, значення напруги U_{n_2} на виході масштабного перетворювача МП буде дорівнювати вхідній напрузі

$$U_{n_2} = U_{ex},$$

з допустимою похибкою, яка не перевищує вагу останнього молодшого розряду дільника напруги.

У $(n+1)$ -му тактовому імпульсі значення молодших розрядів вихідного коду (N_2) буде записано у регістр результату РР запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача:

$$N_2 = \sum_{i=n-1}^{i=1} A_i \cdot \frac{N_H}{2^{n-(i-1)}}.$$

Таким чином, вихідний код (N) запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача буде формуватись шляхом додавання кодів, що відповідають першому та другому піддіапазам

$$N = N_1 + N_2$$

або

$$N = \frac{N_H}{2} \cdot \left(n_1 + \sum_{i=n-1}^{i=1} A_i \cdot \frac{1}{2^{n-i}} \right),$$

що відображає пропорційний логарифм відношення вхідної напруги до опорної U_0

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{вх}}{U_0}.$$

Отже, розроблений перетворювач, заснований на запропонованому вдосконаленому рекурентному методі, належить до класу логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП). У порівнянні з класичними рекурентними ЛАЦП, його реалізація є значно простішою, оскільки не потребує

регулювання коефіцієнтів передачі масштабного перетворювача зі збереженням точності ЛАЦП, забезпечуючи відповідну розрядність.

2.5. Висновки до розділу 2

З проведеного дослідження робимо наступні висновки:

- рекурентні ЛАЦП потребують меншу кількість еталонних величин порівняно з іншими ЛАЦП;
- рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифму порівняно з рекурентними ЛАЦП зі сталою основою мають значно більшу швидкодію;
- за рахунок збільшення кількості циклів перетворення у рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму можна отримати результат перетворення точніший від точності, що відповідає кількості розрядів ЛАЦП. Наприклад, у 8-ми розрядному рекурентному ЛАЦП досягається точність 10 двійкових розрядів за 4 цикли перетворення;
- підвищення точності рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму більш ніж на 2 – 4 двійкові розряди порівняно з кількістю розрядів ЛАЦП недоцільне через суттєве збільшення часу перетворення.

РОЗДІЛ 3

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РЕКУРЕНТНИХ ЛОГАРИФМІЧНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ І ОЦІНКА ЇХ ПОХИБОК

Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП) на комутованих конденсаторах, що вперше були створені у Національному університеті "Львівська політехніка" кафедрою автоматики та телемеханіки, мають переваги у технічних характеристиках порівняно з іншими типами логарифмічних перетворювачів. Ці ЛАЦП поділяються на два типи: ЛАЦП з перерозподілом та ЛАЦП з накопиченням заряду в конденсаторних комірках. На даний час достатньо повно вивчені такі класи ЛАЦП як послідовні, порозрядні та з імпульсним зворотним зв'язком. Проте клас рекурентних ЛАЦП досліджений недостатньо і це ускладнює практичну реалізацію та оптимізацію таких перетворювачів.

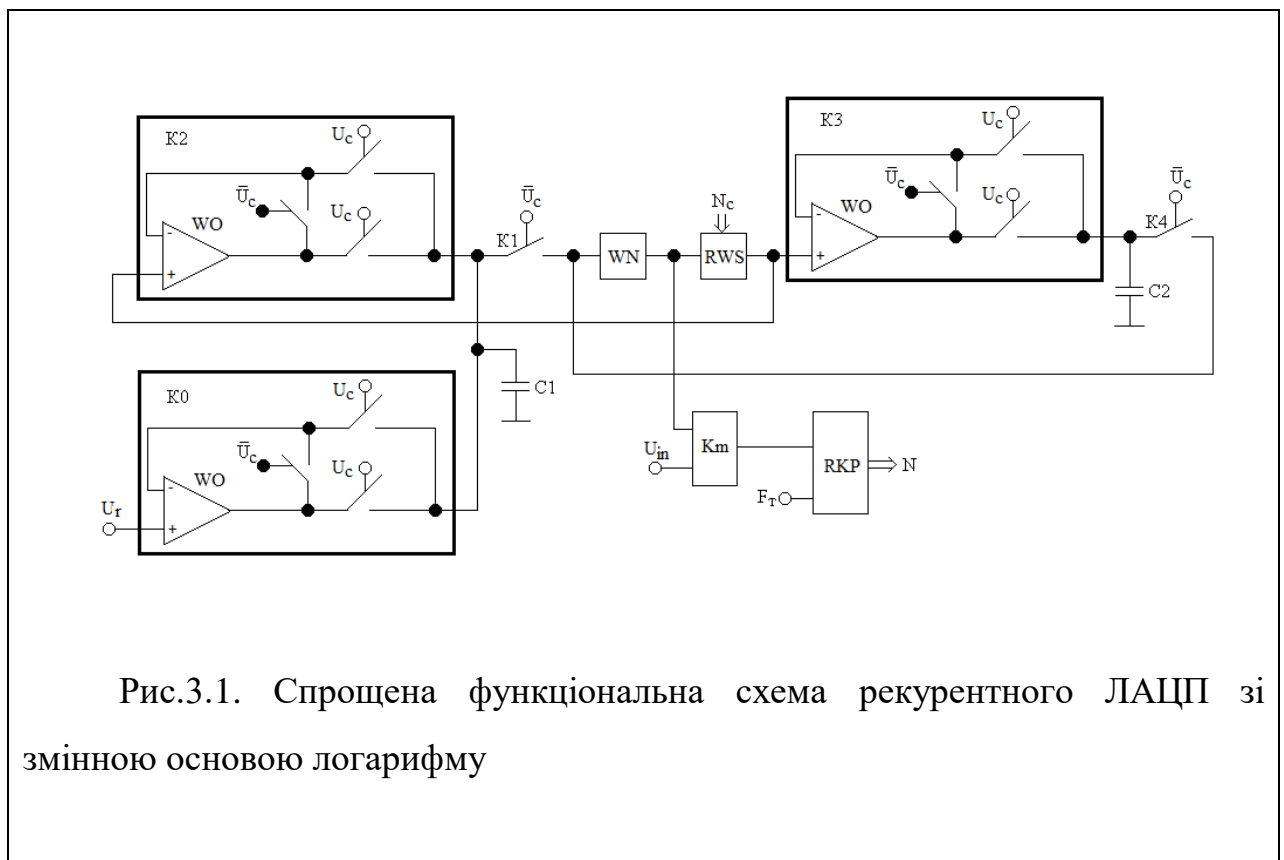
Метою даного розділу є розроблення математичних моделей похибок рекурентних ЛАЦП і кількісна оцінка похибок цих ЛАЦП з урахуванням параметрів сучасних елементів.

3.1. Математичне моделювання рекурентних ЛАЦП

Спрощена функціональна схема рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму наведена на рис.3.1, де позначено елементи: W_N – повторювач напруги, RWS – регульований масштабуючий перетворювач, K_m – компаратор, RKP – реєстр послідовних наближень (SAR), аналогові ключі (K_0-K_4), перший і другий конденсатори (C_1 і C_2), U_r , U_c і U_{in} – відповідно напруги опорна, керування і вхідна.

Перетворювач LADC з послідовним наближенням, що базується на комутованих конденсаторах, складається з елементів як цифрового, так і аналогового характеру.

Насправді на точність LADC впливають лише його аналогові компоненти, включаючи конденсатори, ключі, регульований підсилювач масштабування, джерело опорної напруги та компаратор.



Слід пам'ятати, що при виготовленні джерела опорної напруги (U_r) з використанням сучасних компонентів із застосуванням прецизійних стабілітронів можна легко досягти похибки опорної напруги 0,001%. Тому цю похибку в майбутньому не враховуватимемо.

Компенсаційна напруга ЛАЦП з послідовним наближенням утворюється на виході блоку RWS і подається на один із входів компаратора через повторювач напруги.

Значення коефіцієнтів передачі RWS задаються для кожного i -го циклу перетворення за формулою

$$\alpha_i = \alpha^{2^{n-i}}. \quad (3.1)$$

Це означає, що $\alpha_1 = \alpha^{2^{n-1}}$; $\alpha_2 = \alpha^{2^{n-2}}$; $\alpha_3 = \alpha^{2^{n-3}}$; ... $\alpha_{n-3} = \alpha^{2^3}$; $\alpha_{n-2} = \alpha^{2^2}$; $\alpha_{n-1} = \alpha^{2^1}$; $\alpha_n = \alpha$, де α - ідеальне значення основи логарифму; n - кількість бітів вихідного коду ЛАЦП, причому α_1 відповідає старшому біту, а α_n - молодшому.

Компенсаційна напруга ЛАЦП змінюється як показникова функція згідно формули

$$U_n = U_r \prod_{i=1}^{i=n} \alpha^{A_i \cdot 2^{n-i}}, \quad (3.2)$$

де: A_i - змінний коефіцієнт, який приймає параметри «1» або «0» в залежності від результату порівняння напруг компенсаційного і вхідного сигналів компаратором.

Ідеальна характеристика перетворення рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму має вигляд

$$N_{id} = \sum_{i=1}^{i=n} A_i \cdot 2^{n-i} \quad \text{або} \quad N_{id} = \frac{1}{\ln \alpha} \ln \frac{U_{in}}{U_r}, \quad (3.3)$$

Реальна характеристика перетворення рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму відрізняється від ідеальної внаслідок впливу паразитних параметрів компонентів схеми, зокрема:

- 1) паразитні ємності, які впливають на точність перетворення;
- 2) струми витікання, які можуть спотворювати роботу схеми;

3) неідеальність компаратора та регульованого масштабуючого перетворювача, що впливає на точність вимірювання.

Вплив неідеальності компонентів спричиняє зміну рівня напруг на конденсаторах C1 і C2, внаслідок чого виникає похибка перетворення.

Вхідні струми та паразитні ємності компаратора і масштабуючого перетворювача практично не впливають на точність ЛАЦП, оскільки перед ними включено повторювач напруги.

Напругою зміщення теж можна знехтувати, оскільки автоматичною корекцією її можна звести практично до нуля.

Можна зробити висновок, що врахування неідеальності компонентів рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму на комутованих конденсаторах фактично зводиться до врахування впливу на точність ЛАЦП паразитних ємностей аналогових ключів (K0-K4), струмів витікання накопичувальних конденсаторів і вхідного струму повторювача напруги.

Внаслідок впливу паразитних міжелектродних ємностей у ЛАЦП мають місце наступні фізичні ефекти:

- передача паразитного заряду;
- проникнення напруги керування;

Проаналізуємо впливи усіх вище згаданих паразитних факторів на роботу рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму.

3.1.1. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей рекурентного ЛАЦП

На основі функціональної схеми рис.3.1 розроблено модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив паразитних міжелектродних ємностей. Ця модель показана на рис.3.2.

Вплив паразитних ємностей проявляється:

- 1) передачу паразитного заряду;
- 2) проникнення напруги керування.

При аналізі системи перетворювача LADC були враховані сучасні високоякісні аналогові ключі, які виготовлені на польових транзисторах.

Процеси, що відбуваються при роботі рекурентного ЛАЦП, розглянуті нижче.

Після запуску ЛАЦП включається ключ K_0 і на накопичувальному конденсаторі C_1 встановлюється рівень напруги

$$U_{C_1}(0) = U_r. \quad (3.4)$$

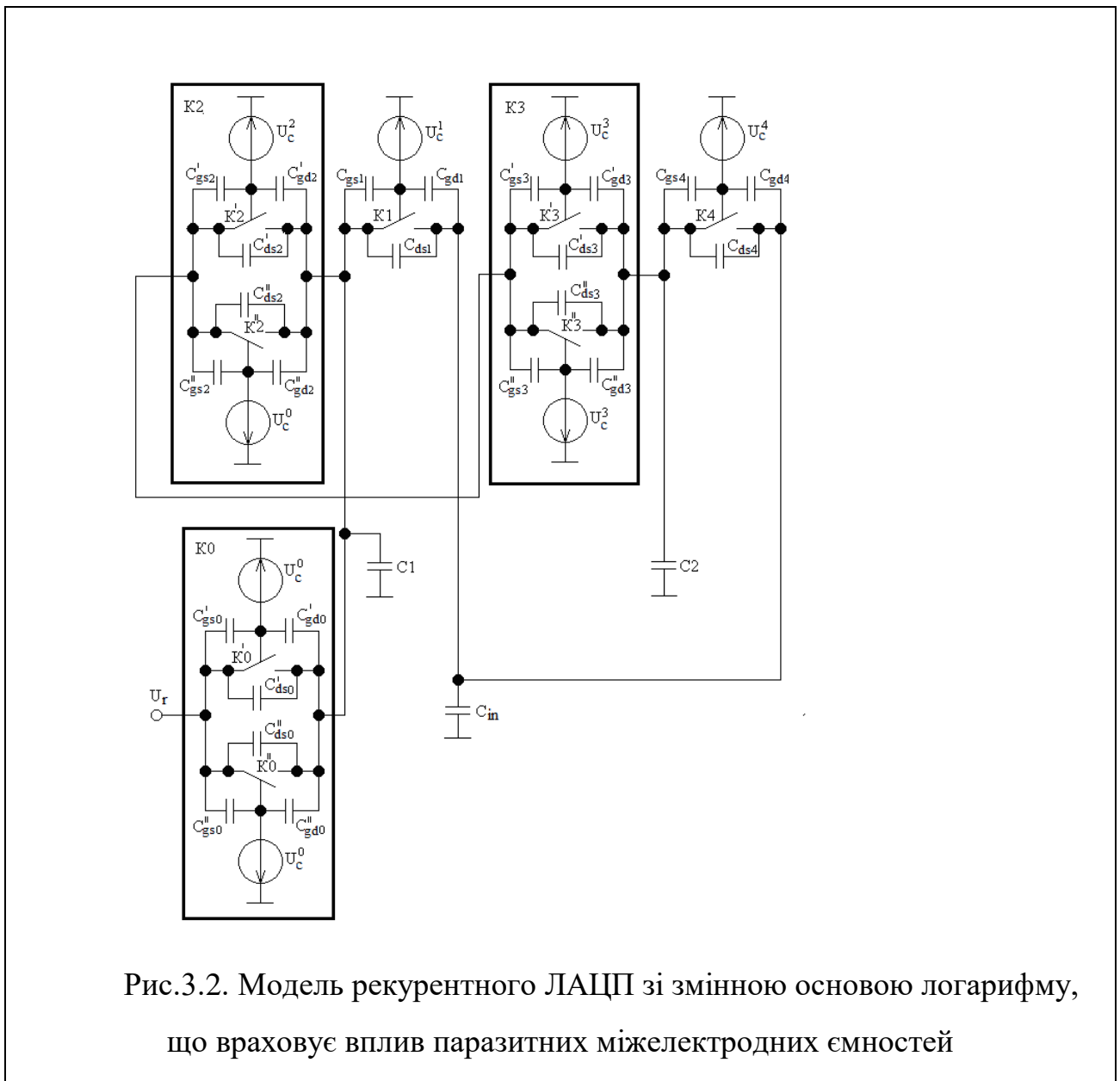


Рис.3.2. Модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив паразитних міжелектродних ємностей

Потім починається перетворення такт за тактом, причому кожен тактовий імпульс відповідає одному такту перетворення.

У першому такті перетворення вмикаються ключі К1, К3 і встановлюється напруга накопичувального конденсатора С2

$$U_{C2}(0) = \alpha_1 U_r. \quad (3.5)$$

З кожним тактовим імпульсом змінюються рівні напруг на конденсаторі С1 і С2, і той чи інший конденсатор послідовно підключається до входу повторювача напруги. Отже, всі міркування, справедливі для одного конденсатора, також будуть справедливими і для іншого конденсатора під час наступного тактового імпульсу.

1. Перший такт перетворення.

Передача паразитного заряду. На рис. 3.3 наведена модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив передачі паразитного заряду.

Ми помітимо, що коли аналоговий ключ перемикається з увімкненого (високий рівень керуючої напруги) у вимкнений (низький рівень керуючої напруги), паразитний заряд, накопичений паразитними ємностями затвора ключових польових транзисторів під час імпульсу керуючої напруги, передається на накопичувальний конденсатор, пов'язаний із цим ключем.

Під час роботи першого тактового імпульсу ключ К3 включається і на його затворах буде накопичуватися заряд

$$Q_{p1} = 2(U_c + \alpha_1 U_r) C_{gd3}, \quad (3.6)$$

де $2C_{gd3} = C'_{gd3} + C''_{gd3}$.

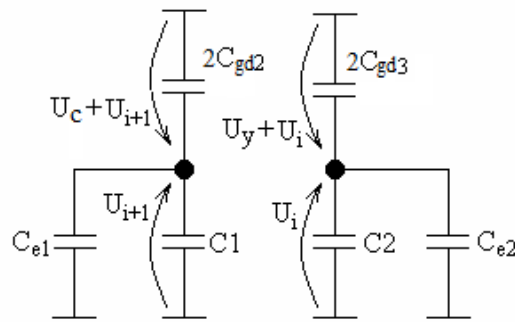


Рис.3.3. Модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив передачі паразитного заряду

$$C_{e1} = 2C_{gd0} + 2C_{ds0} + C_{ds1} + C_{gs1} + 2C_{ds2};$$

$$2C_{gd0} = C'_{gd0} + C''_{gd0}; 2C_{ds2} = C'_{ds2} + C''_{ds2}; 2C_{gd2} = C'_{gd2} + C''_{gd2}.$$

Після закінчення першого тактового імпульсу ключ К3 відключиться, що призведе до розподілу паразитного заряду між паразитною ємністю C_{gd3} та накопичувальним конденсатором С2.

Загальний заряд дорівнює

$$Q_1 = Q_{C2} + Q_{p1} \quad \text{або} \quad Q_1 = \alpha_1 U_r (C_2 + C_{e2}) + 2(U_c + \alpha_1 U_r) C_{gd3}, \quad (3.7)$$

де Q_{C2} – заряд, накопичений на конденсаторі С2;

$$C_{e2} = 2C_{ds3} + C_{gs4} + C_{ds4}; \quad 2C_{ds3} = C'_{ds3} + C''_{ds3}.$$

З іншого боку, ми можемо представити загальний заряд після першого тактового імпульсу як

$$Q_1 = U_{1q} \left(C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3} \right) \quad (3.8)$$

де U_{1q} – напруга на накопичувальному конденсаторі C_2 після першого тактуючого імпульсу.

Порівнюючи формули, останню і передостанню, отримуємо значення напруги на накопичувальному конденсаторі C_2 після завершення перерозподілу заряду після першого такту перетворення

$$U_{1q} = \frac{\alpha_1 U_r \left(C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3} \right) + 2U_c C_{gd3}}{C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3}} = \alpha_1 U_r + \frac{2C_{gd3}}{C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3}} U_c$$

Якщо ввести символ

$$k_2 = \frac{2C_{gd3}}{C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3}}, \quad (3.9)$$

то після закінчення першого такту напруга на накопичувальному конденсаторі C_2 при врахуванні впливу паразитного заряду матиме значення

$$U_{1q} = \alpha_1 U_r + k_2 U_c. \quad (3.10)$$

Проникнення напруги керування. Модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив проникнення напруги керування, наведена на рис. 3.4.

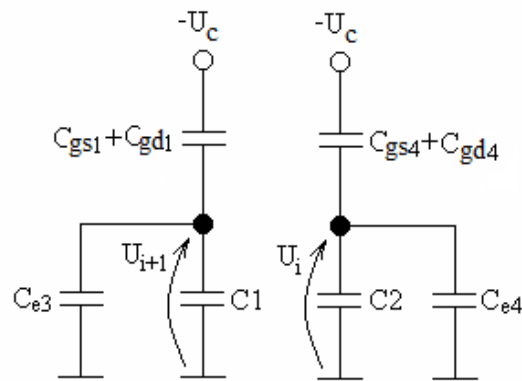


Рис.3.4. Модель рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму, що враховує вплив проникнення напруги керування

$$C_{e3} = 2C_{gd0} + 2C_{ds0} + 2C_{gd2} + 2C_{ds2} + C_{gd4} + C_{ds4} + C_{in}$$

Паразитна ємність ключа К4 і накопичувального конденсатора С2 утворюють ємнісний дільник напруги, який поділяє керуючу напругу U_y пропорційно значенню цих ємностей. В результаті після першого такту приріст напруги на накопичувальному конденсаторі С2

$$\Delta U = \frac{C_{gs4} + C_{gd4}}{C_2 + C_{e4} + C_{gs4} + C_{gd4}} \cdot U_c, \quad (3.11)$$

де $C_{e4} = C_{gd1} + C_{ds1} + C_{ex} + 2C_{gd3} + 2C_{ds3}$.

Введенням символу

$$\beta_2 = \frac{C_{gs4} + C_{gd4}}{C_2 + C_{e4} + C_{gs4} + C_{gd4}}, \quad (3.12)$$

отримуємо приріст напруги на накопичувальному конденсаторі С2 за рахунок проникнення керуючої напруги U_y

$$\Delta U = \beta_2 U_c. \quad (3.13)$$

Таким чином, після першого такту перетворення накопичувальний конденсатор С2 буде підключений до входу повторювача напруги, а напруга U_1 на накопичувальному конденсаторі С2 при врахуванні передачі паразитного заряду, а також - проникнення керуючої напруги дорівнює

$$U_1 = \alpha_1 U_r + k_2 U_c - \Delta U \quad \text{або} \quad U_1 = \alpha_1 U_r + (k_2 - \beta_2) U_c. \quad (3.14)$$

2. Другий такт перетворення.

Враховуючи, що у другому такті необхідно замінити накопичувальний конденсатор С2 на конденсатор С1, а ключ К4 на ключ К1, і слід вважати, що параметри конденсаторів і ключів однакові.

Передача паразитного заряду. Паразитний заряд після вимкнення ключа К2

$$Q_{p2} = 2(U_c + \alpha_2 U_1) C_{gd2}.$$

Сумарний заряд після другого тактового імпульсу дорівнює

$$Q_2 = \alpha_2 U_1 (C_1 + C_{e1}) + 2(U_c + \alpha_2 U_1) C_{gd2}.$$

З іншої сторони

$$Q_2 = U_{2q} (C_1 + C_{e1} + 2C_{gd2})$$

Порівнюючи вирази, останній і передостанній, і вводячи символ

$$k_1 = \frac{2C_{gd2}}{C_1 + C_{e1} + 2C_{gd2}} \quad (3.15)$$

Після другого такту на накопичувальному конденсаторі С1 отримуємо при врахуванні перенесення паразитного заряду рівень напруги

$$U_{2q} = \alpha_2 U_1 + k_1 U_c \quad \text{або} \quad U_{2q} = \alpha_2 \alpha_1 U_o + [\alpha_2 (k_2 - \beta_2) + k_1] U_c.$$

Проникнення напруги керування після другого такту перетворення призводить до зміни напруги на конденсаторі С1 згідно формули

$$\Delta U_1 = \beta_1 U_c,$$

$$\text{де} \quad \beta_1 = \frac{C_{gs1} + C_{gd1}}{C_2 + C_{e3} + C_{gs1} + C_{gd1}}. \quad (3.16)$$

Таким чином, після другого такту перетворення накопичувальний конденсатор С1 буде зв'язаний з входом повторювача напруги, і на ньому буде присутня напруга, яка враховує передачу паразитного заряду і проникнення керуючої напруги і становить

$$U_2 = U_{2q} - \Delta U_1 \quad \text{або} \quad U_2 = \alpha_2 \alpha_1 U_r + [\alpha_2 (k_2 - \beta_2) + k_1] U_y - \beta_1 U_c.$$

Після другого такту перетворення, на накопичувальному конденсаторі С1 формується остаточна напруга

$$U_2 = \alpha_2 \alpha_1 U_r + [\alpha_2(k_2 - \beta_2) + (k_1 - \beta_1)] \cdot U_c$$

3. Третій такт перетворення.

Накопичувальні конденсатори знову міняються місцями, і накопичувальний конденсатор С2 підключається до входу повторювача напруги, що означає, що в LADC відбуваються ті ж самі процеси, що й в першому такті.

Передача паразитного заряду. Після третього такту паразитний заряд рівний

$$Q_{p3} = 2(U_c + \alpha_3 U_2) C_{gd3}$$

Сумарний заряд після третього такту перетворення рівний

$$Q_3 = \alpha_3 U_2 (C_2 + C_{e2}) + 2(U_c + \alpha_3 U_2) C_{gd3}.$$

З іншого боку

$$Q_3 = U_{3q} (C_2 + C_{e2} + 2C_{gd3}).$$

Порівнюючи останню та передостанню формули, після третього імпульсу отримуємо на другому конденсаторі С2 при врахуванні передачі паразитного заряду значення напруги

$$U_{3q} = \alpha_3 U_2 + k_2 U_c \quad \text{або}$$

$$U_{3q} = \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + [\alpha_3 \alpha_2 (k_2 - \beta_2) + \alpha_3 (k_1 - \beta_1) + k_2] \cdot U_c.$$

Проникнення напруги керування. Зміна напруги на накопичувальному конденсаторі С2 на третьому такті перетворення аналогічна першому, напруга з урахуванням передачі паразитного заряду та проникнення керуючої напруги дорівнює

$$U_3 = U_{3q} - \Delta U_2 = U_{3q} - \beta_2 U_c \quad \text{або}$$

$$U_3 = \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + [\alpha_3 \alpha_2 (k_2 - \beta_2) + \alpha_3 (k_1 - \beta_1) + (k_2 - \beta_2)] \cdot U_c.$$

Нарешті, напруга на накопичувальному конденсаторі С2 після третього такту

$$U_3 = \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + [(\alpha_3 \alpha_2 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha_3 (k_1 - \beta_1)] \cdot U_c.$$

4. Четвертий такт перетворення.

$$U_{4q} = \alpha_4 U_3 + k_1 U_c; \quad U_4 = U_{4q} - \beta_1 U_c;$$

$$U_4 = \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + [\alpha_4 (\alpha_3 \alpha_2 + 1)(k_2 - \beta_2) + (\alpha_4 \alpha_3 + 1)(k_1 - \beta_1)] U_c.$$

Аналогічно можна отримати формули для наступних тактів перетворення з урахуванням того, що напруга на накопичувальному конденсаторі становить:

а) у непарний тактах

$$U_{dq} = \alpha_d U_{d-1} + k_2 U_c \quad \text{і} \quad U_d = U_{dq} - \beta_2 U_c;$$

б) у парних тактах

$$U_{dq} = \alpha_d U_{d-1} + k_1 U_c \quad \text{и} \quad U_d = U_{dq} - \beta_1 U_c,$$

де $d=5,6,7\dots n$.

5. Такт перетворення.

$$U_{5q} = \alpha_5 U_4 + k_2 U_c; \quad U_5 = U_{5q} - \beta_2 U_c;$$

$$U_5 = \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + \\ + \left[(\alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 + \alpha_5 \alpha_4 + 1)(k_2 - \beta_2) + \alpha_5 (\alpha_4 \alpha_3 + 1)(k_1 - \beta_1) \right] U_c.$$

5. Такт перетворення.

$$U_{6q} = \alpha_6 U_5 + k_1 U_c; \quad U_6 = U_{6q} - \beta_1 U_c;$$

$$U_6 = \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + \\ + \left[\alpha_6 (\alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 + \alpha_5 \alpha_4 + 1)(k_2 - \beta_2) + (\alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 + \alpha_6 \alpha_5 + 1)(k_1 - \beta_1) \right] U_c.$$

8. Такт перетворення.

$$U_{7q} = \alpha_7 U_6 + k_2 U_c; \quad U_7 = U_{7q} - \beta_2 U_c;$$

$$U_7 = \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + \\ + \left[(\alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 + \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 + \alpha_7 \alpha_6 + 1)(k_2 - \beta_2) + \right. \\ \left. + \alpha_7 (\alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 + \alpha_6 \alpha_5 + \alpha_8 \alpha_7 + 1)(k_1 - \beta_1) \right] U_c.$$

9. Такт перетворення.

$$U_{8q} = \alpha_8 U_7 + k_1 U_c; \quad U_8 = U_{8q} - \beta_1 U_c;$$

$$U_8 = \alpha_8 \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 \alpha_1 U_r + \\ + \left[\alpha_8 (\alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 \alpha_2 + \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 + \alpha_7 \alpha_6 + 1) (k_2 - \beta_2) + \right. \\ \left. + (\alpha_8 \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 \alpha_4 \alpha_3 + \alpha_8 \alpha_7 \alpha_6 \alpha_5 + \alpha_8 \alpha_7 + 1) (k_1 - \beta_1) \right] U_c.$$

і т.д.

Узагальнюючи, напруга на накопичувальному конденсаторі після n -го такту перетворення є рівною:

а) для непарних n

$$U_n = U_r \prod_{i=1}^{i=n} \alpha_i + U_c \left[(k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{n-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=n} \alpha_i \right) + \alpha_n (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{n-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=n-1} \alpha_i \right) \right];$$

б) для парних n

$$U_n = U_r \prod_{i=1}^{i=n} \alpha_i \\ + U_c \left[\alpha_n (k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{n}{2}-1} \prod_{i=2k}^{i=n-1} \alpha_i \right) \right. \\ \left. + (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{n}{2}-1} \prod_{i=2k+1}^{i=n} \alpha_i \right) \right]$$

В кінцевому результаті, для будь-якого m -го циклу обробки, напруга на накопичувальному конденсаторі відповідає значенню

$$\begin{aligned}
U_m = & U_r \prod_{i=1}^{i=m} \alpha_i + \\
& + S_1 U_c \left[(k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m} \alpha_i \right) + k_0 \alpha_m (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m-1} \alpha_i \right) \right] + \\
& + S_2 U_c \left[\alpha_m (k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m-1} \alpha_i \right) + (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m} \alpha_i \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.17}$$

де $m=1,2,3\dots n$; $S_1 = \frac{1-(-1)^m}{2}$; $S_2 = \frac{1-(-1)^{m-1}}{2}$; $k_0 = 0$ при $m=1$ і $k_0 = 1$ при $m > 1$.

Другий і третій члени цієї формули відображають сумарну абсолютну похибку перетворення рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму (ΔU_{ms}), яка зумовлена впливом паразитних ємностей компонентів ЛАЦП після m -тактів перетворення

$$\begin{aligned}
\Delta U_{ms} = & S_1 U_c \left[(k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m} \alpha_i \right) + k_0 \alpha_m (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m-1} \alpha_i \right) \right] + \\
& + S_2 U_c \left[\alpha_m (k_2 - \beta_2) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m-1} \alpha_i \right) + (k_1 - \beta_1) \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\frac{m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m} \alpha_i \right) \right]
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Складові повної абсолютної похибки ΔU_{ms} з такими множниками k_1 і k_2 - похибка (ΔU_{mq}) внаслідок передачі паразитного заряду, а також множники β_1 і β_2 - похибка (ΔU_{mc}) від проникнення напруги керування:

$$\begin{aligned} \Delta U_{mq} = S_1 U_c \left[k_2 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m} \alpha_i \right) + \alpha_m k_0 k_1 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m-1} \alpha_i \right) \right] + \\ + S_2 U_c \left[\alpha_m k_2 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m-1} \alpha_i \right) + k_1 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m} \alpha_i \right) \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} \Delta U_{mc} = -S_1 U_c \left[\beta_2 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m} \alpha_i \right) + \alpha_m k_0 \beta_1 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m-1} \alpha_i \right) \right] - \\ - S_2 U_c \left[\alpha_m \beta_2 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k}^{i=m-1} \alpha_i \right) + \beta_1 \left(1 + \prod_{k=1}^{\frac{k=m-1}{2}} \prod_{i=2k+1}^{i=m} \alpha_i \right) \right] \end{aligned} \quad (3.20)$$

За цими формулами можна визначити напругу на накопичувальному конденсаторі та її похибку в будь-якому такті перетворення.

Як видно з останніх формул, похибки від передачі паразитного заряду і проникнення керуючої напруги певною мірою взаємно компенсуються, оскільки мають різні знаки.

Результати розрахунку сумарної абсолютної похибки, спричиненої паразитними ємностями компонентів ЛАЦП, наведені на рис. 5 (для $C_1=C_2=10$ нФ) та на рис. 6 (для $C_1=C_2=1$ нФ).

Розрахунки проводились з урахуванням діапазону вхідного сигналу 1мВ - 10В, з наступними припущеннями:

- 1) відповідні паразитні ємності аналогових ключів є рівними між собою;
- 2) $C_{gs} = C_{gd} = C_p$;
- 3) $C_{ds} = 0,5C_{gd}$.

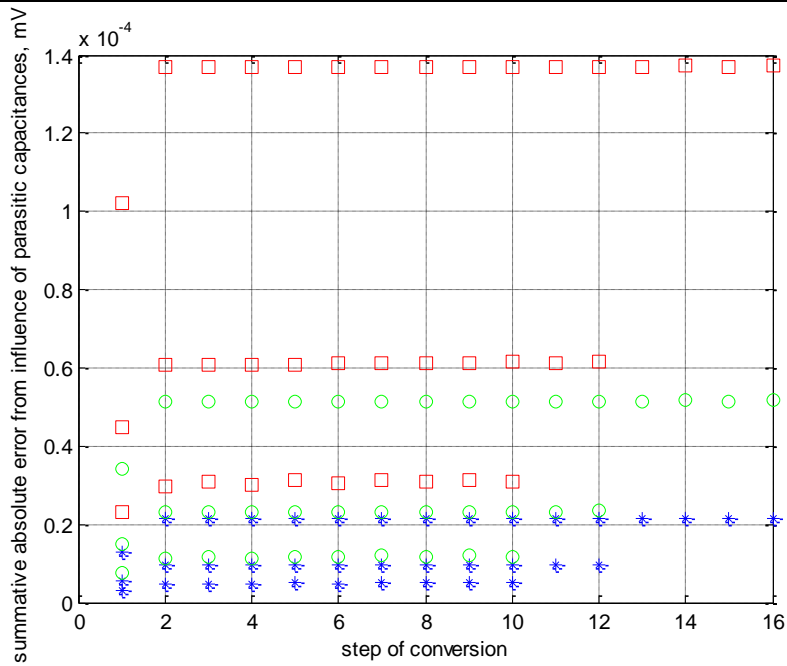
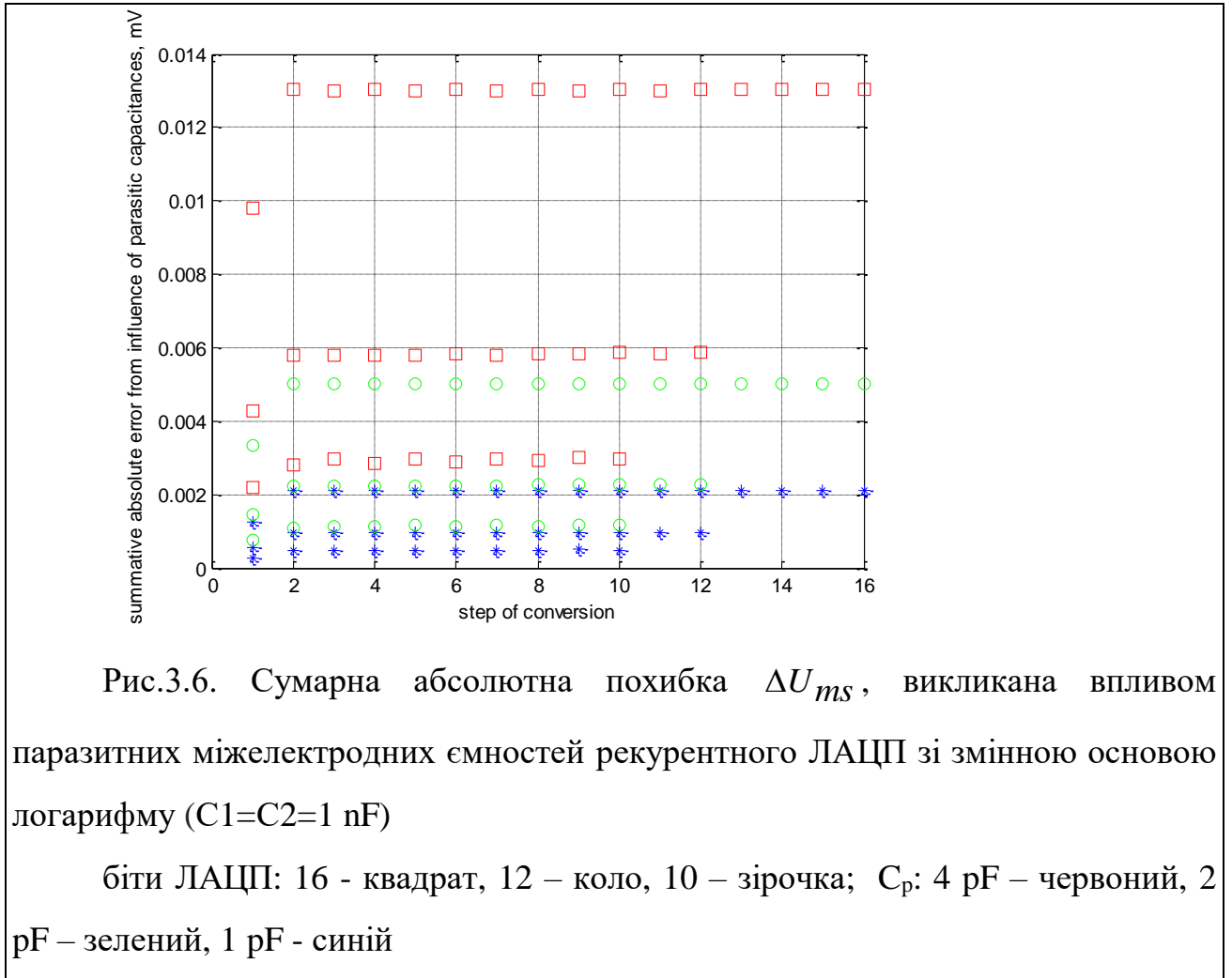


Рис.3.5. Сумарна абсолютна похибка ΔU_{ms} , викликана впливом паразитних міжелектродних ємностей рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифму ($C_1=C_2=10$ nF)

біти ЛАЦП: 16 - квадрат, 12 – коло, 10 – зірочка; C_p : 4 pF – червоний, 2 pF – зелений, 1 pF - синій



3.1.2. Моделювання впливу струмів витікання в рекурентних ЛАЦП

На основі спрощеної функціональної схеми рекурентного ЛАЦП (рис.3.1) розробимо моделі ЛАЦП, які враховують вплив струмів витікання елементів схеми; ці моделі наведені на рис.3.7а, рис.3.7б, де індекси 0-4 позначають опори ключових елементів - польових транзисторів аналогових ключів 0-4.

В цих моделях відобразимо те, що вони змінюються залежно від структури логарифмічного АЦП в окремих фазах перетворення ($\Phi 1$, $\Phi 2$). Кожна з цих фаз визначатиме форму моделі ЛАЦП:

$\Phi 1$) до РМП підключено накопичуючий конденсатор $C1$;

$\Phi 2$) до РМП підключено накопичуючий конденсатор $C2$;

У моделях враховано опори витікання накопичуючих ($r_{\text{лкс}}$) конденсаторів, вхідний опір повторювача напруги (r_{in}) й опори ключів аналогових К0-К4, зокрема стік - витік (r_{ds}), затвор - стік (r_{gd}) і затвор - витік (r_{gs}).

Для визначення абсолютної похибки напруги від струмів витікання, врахуємо послідовність підключення накопичувальних конденсаторів до входу повторювача напруги W_N і скористаємося формулою

$$\Delta U_{Ni} = \left(\frac{1 + (-1)^N}{C1} \cdot I_{\Phi 1} \cdot t_{\Phi 1} + \frac{1 + (-1)^{N-1}}{C1} \cdot I_{\Phi 2} \cdot t_{\Phi 2} \right) \cdot \frac{i}{2}, \quad (3.21)$$

де ΔU_{Ni} - є абсолютною похибкою напруги на накопичувальному конденсаторі внаслідок струмів витікання на i -му такті перетворення;

$I_{\Phi 1}, I_{\Phi 2}$ - струм (сумарний) через накопичуючий конденсатор у фазах перетворення $\Phi 1$, $\Phi 2$ відповідно;

$t_{\Phi 1}, t_{\Phi 2}$ - тривалість фаз перетворення відповідно $\Phi 1$, $\Phi 2$.

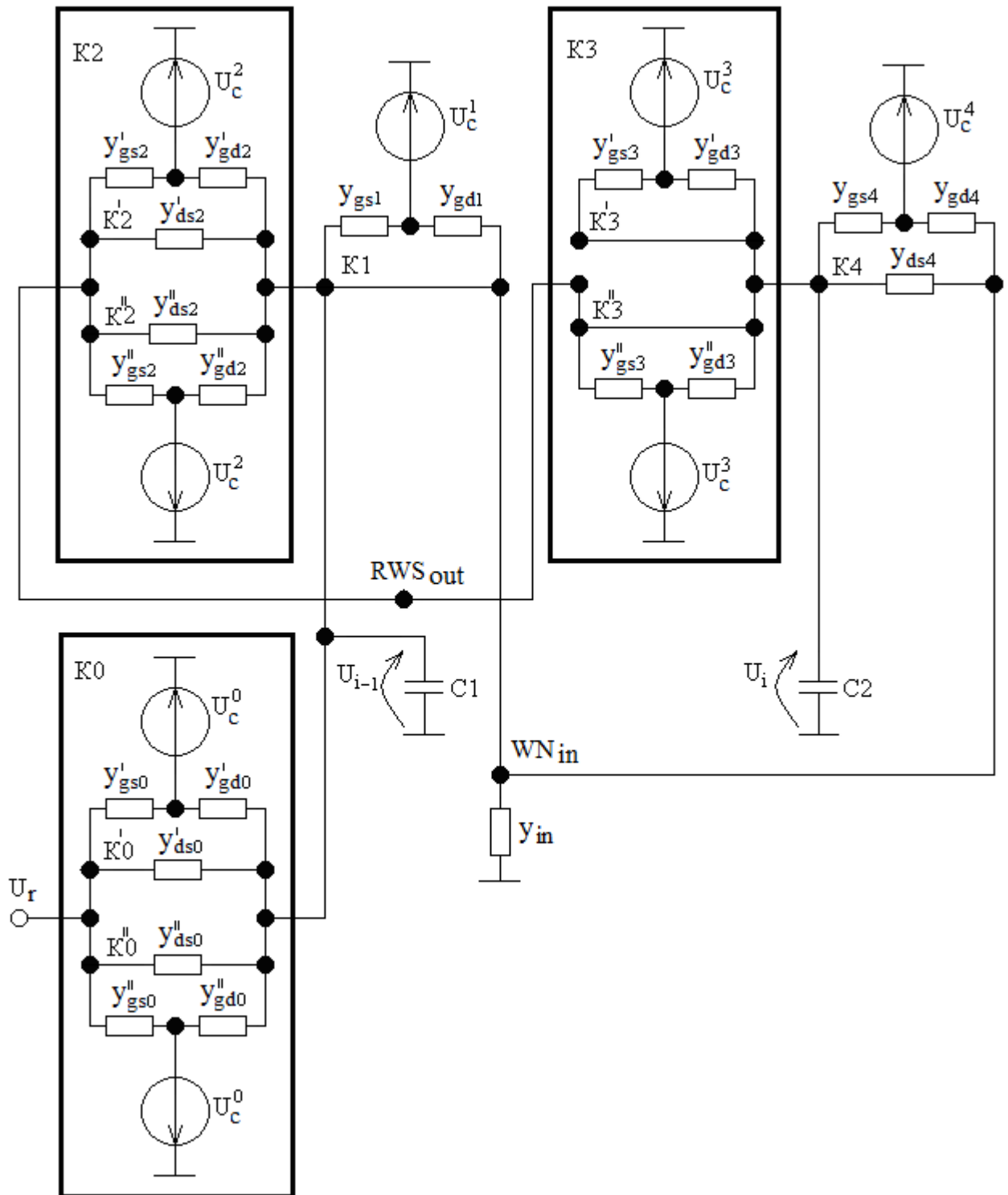


Рис. 3.7а. Модель рекурентного ЛАЦП із змінною основою логарифма, що враховує струми витікання компонентів у фазі 1 (підключено C1 до входу РМП)

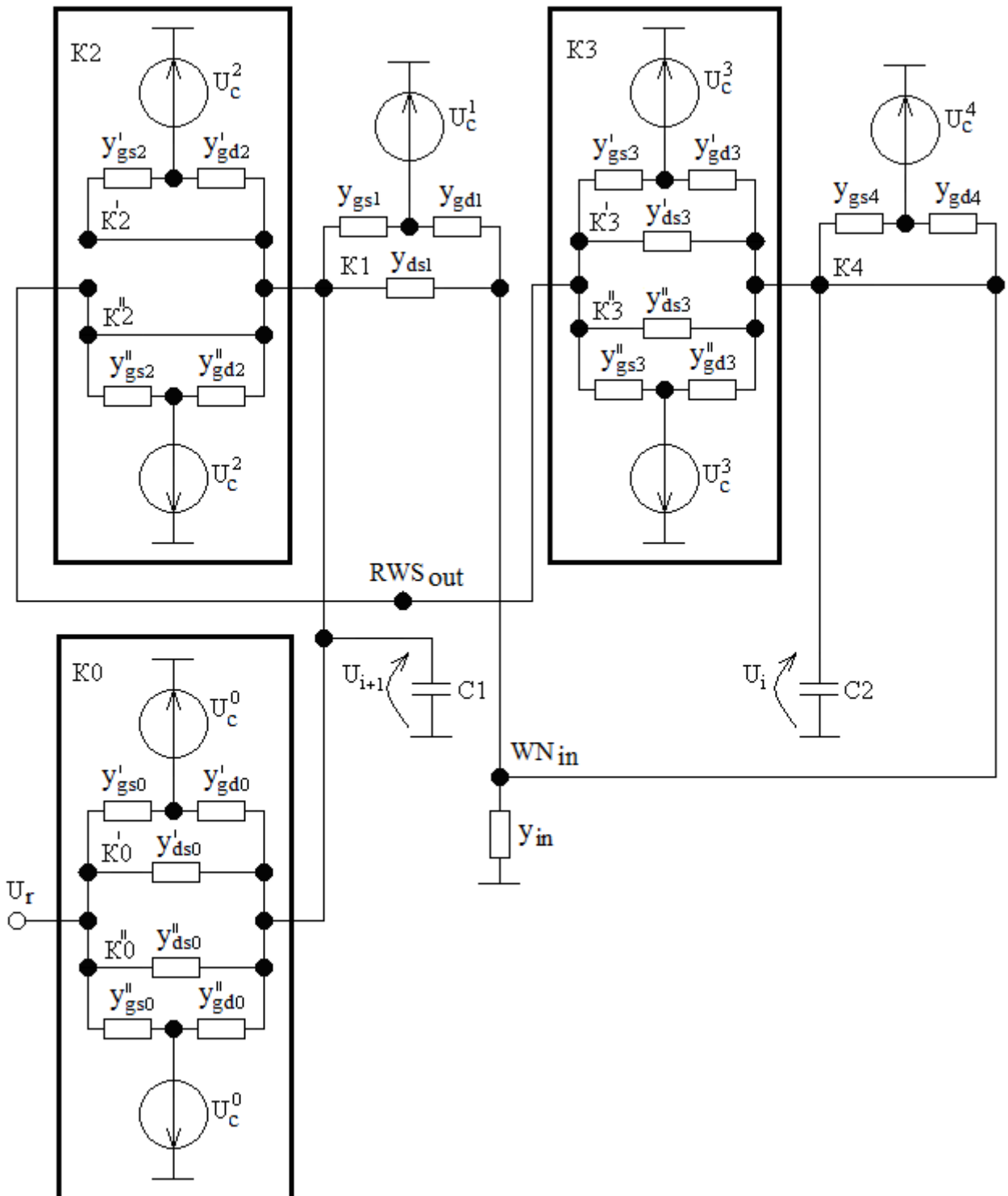


Рис. 3.76. Модель рекурентного ЛАЦП із змінною основою логарифма, що враховує струми витікання компонентів у фазі 2 (підключено $C2$ до входу РМП)

Визначаємо сумарні струми у кожній фазі перетворення через накопичуючий конденсатор, скористаємось для цього рис.3.7.а і рис.3.76.

Для визначення сумарних струмів через накопичувальний конденсатор у кожній фазі перетворення, скористаємося зображеннями на рисунках 3.7а і 3.7б.

У фазі перетворення $\Phi 1$

Враховуючи зв'язки між елементами моделі, зображеними на рисунку 3.7а, ми знаходимо сумарний струм за допомогою формули у фазі перетворення $\Phi 1$

$$I_{\Phi 1} = I_r - I_1 - I_c,$$

де
$$I_r = (U_r - U_i) \cdot (2y_{ds} + 2y_{gs}); \quad I_c = (U_i + U_c) \cdot (y_{gs} + y_{gd});$$

$$I_1 = U_i \cdot (5y_{gs} + 5y_{gd} + y_{in} + y_{lk_C});$$

U_i – напруга на накопичуючому конденсаторі в i -ому такті перетворення;

$$C = C1 = C2; \quad y_{gs} = \frac{1}{r_{gs}}; \quad y_{gd} = \frac{1}{r_{gd}}; \quad y_{in} = \frac{1}{r_{in}}; \quad y_{lk_C} = \frac{1}{r_{lk_C}}.$$

Таким чином, у фазі перетворення $\Phi 2$ сумарний струм матиме значення

$$I_{\Phi 2} = -U_i \cdot (3y_{gs} + 3y_{gd} + y_{in} + y_{lk_C})$$

Абсолютна похибка напруги від струмів витікання визначається підстановкою у формулу (3.21) знайдених значень струмів витікання накопичувальних конденсаторів у фазах $\Phi 1$ і $\Phi 2$.

За виведеними вище формулами визначаємо похибки (ΔU_{Ni}) рекурентних ЛАЦП від струмів витікання. Графіки абсолютних похибок від струмів витікання 8-розрядних рекурентних ЛАЦП, що перетворюють з точністю 10- і 12-розрядів, наведені на рис.3.8 – рис.3.11. Програми, складені за описаним у підрозділі 2.4 алгоритмом, та результати обчислень похибок 8-, 10- і

12-розрядних рекурентних ЛАЦП наведені в Додатку 3. При обчисленнях було задано: $r_{gd} \approx r_{gs} \geq 10^9 \text{ Ом}$, $r_{in} \geq 10^{10} \text{ Ом}$, $r_{lkC} \geq 10^{10} \text{ Ом}$; $t_{\Phi 1} = t_{\Phi 2} = 2 \text{ мкс}$; діапазон вхідних сигналів $U_{ex} = 1 \text{ мВ} - 10 \text{ В}$.

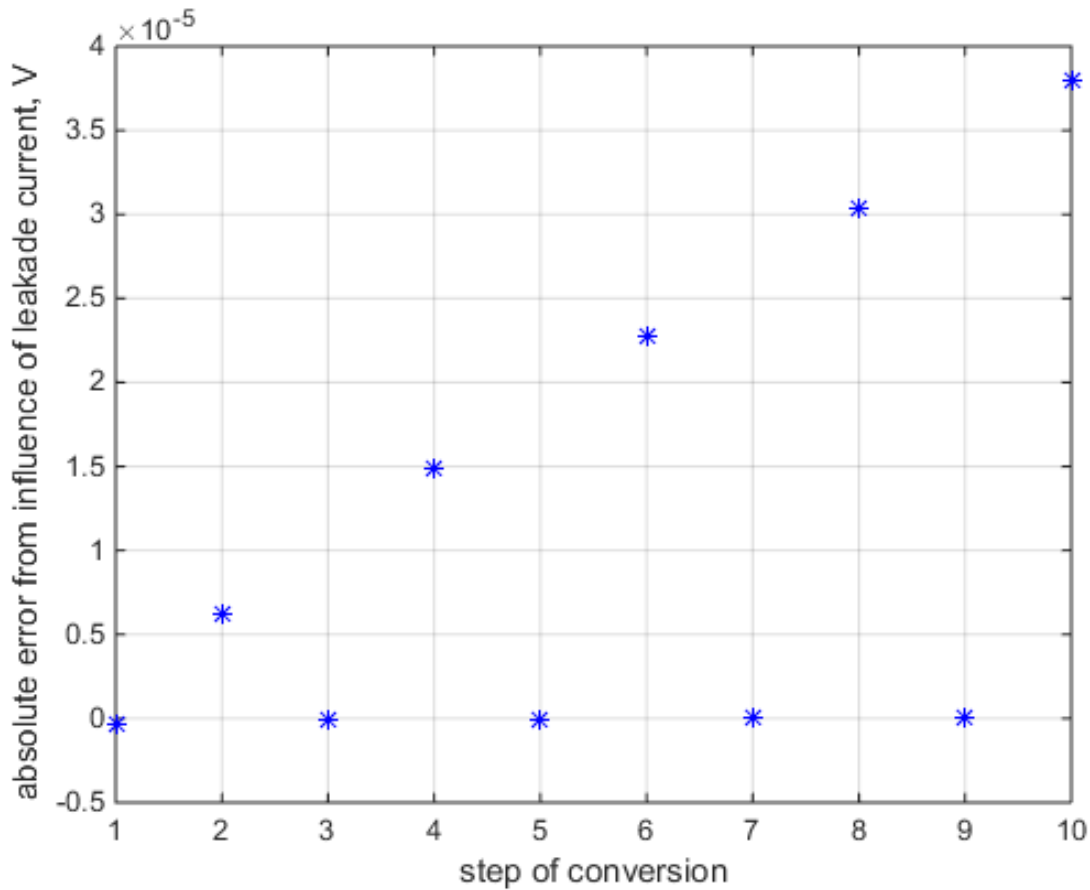


Рис.3.8. Абсолютна похибка від струмів витікання (ΔU_{Ni}) 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 10-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

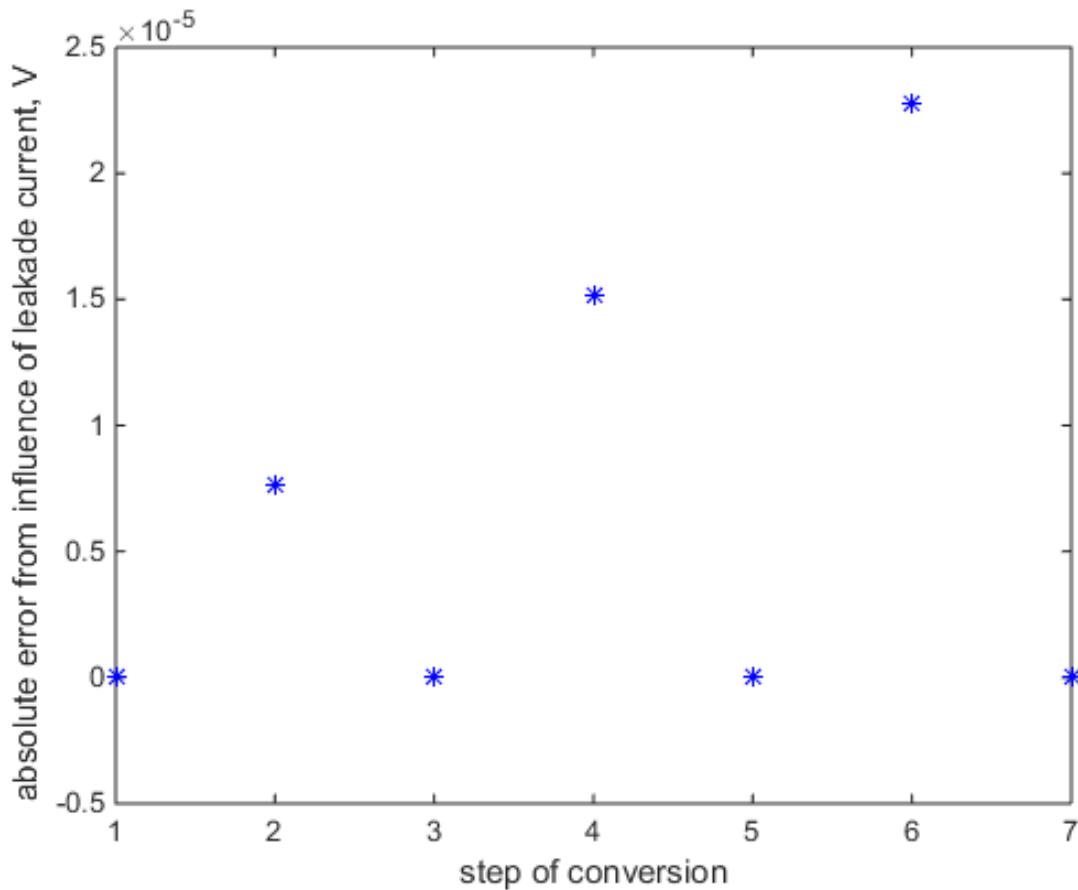


Рис.3.9. Абсолютна похибка від струмів витікання (ΔU_{Ni}) 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 10-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

З рис.3.8 і рис.3.9 можна зробити висновок, що похибки, спричинені струмами витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 10-розрядною точністю вихідного коду, є додатними і від значення паразитних міжелектродних ємностей не залежать. Вони зростають при збільшенні вихідного коду і не перевищують 45 мкВ при часі перетворення $t_c \leq 28$ нс (14 тактів перетворення).

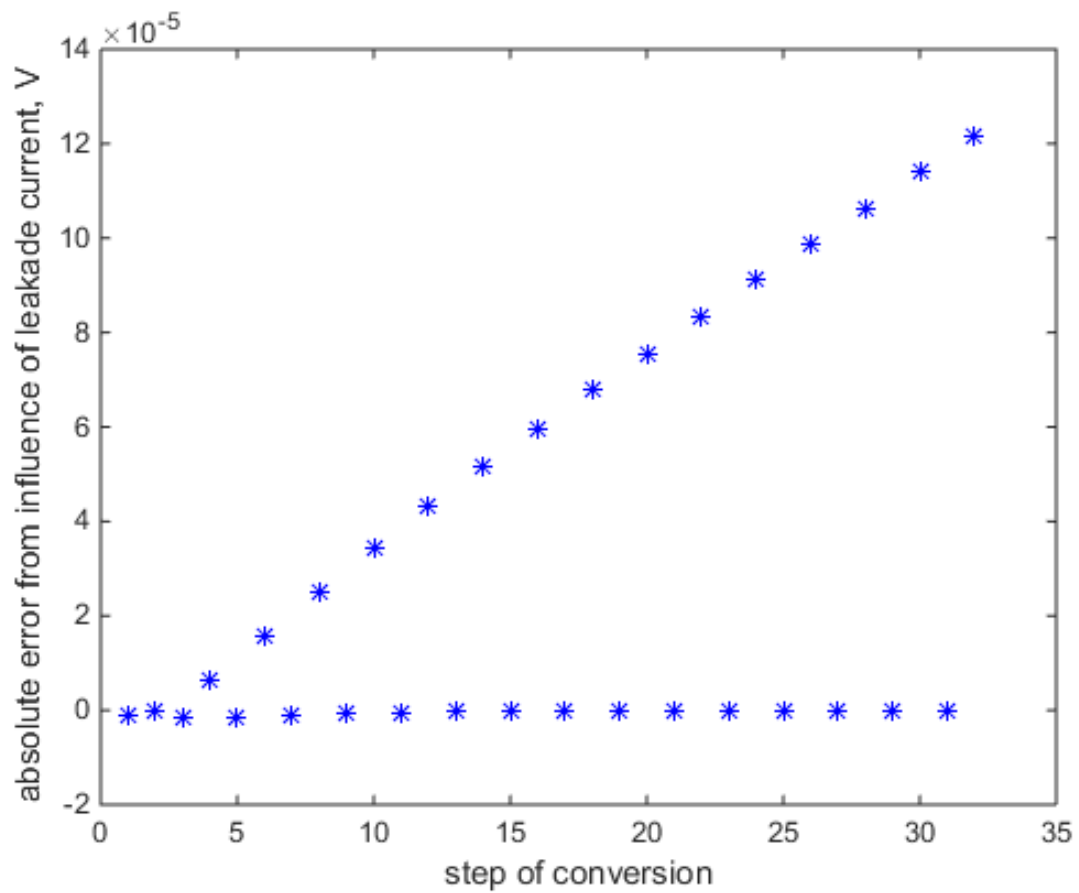


Рис. 3.10. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

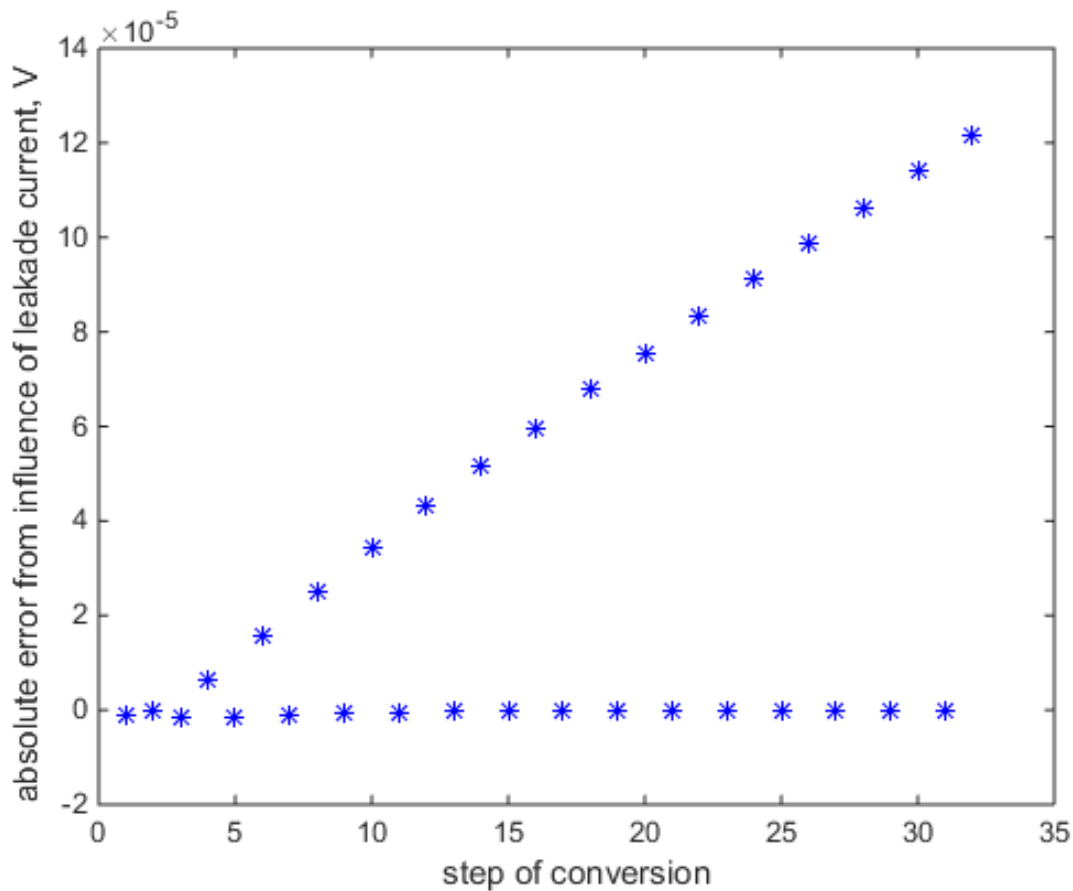


Рис. 3.11. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

З рис.3.10 і рис.3.11 можна зробити висновок, що похибки, спричинені струмами витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12-розрядною точністю вихідного коду, є додатними і від значення паразитних міжелектродних ємностей не залежить. Вони зростають при збільшенні вихідного коду і не перевищують 137 мкВ при часі перетворення $t_c \leq 78$ нс (39 тактів перетворення).

Аналогічно робимо висновки з результатів аналізу похибок, наведених у Додатку 2). Похибки, спричинені струмами витікання для:

- 10-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12- і 14-розрядною точністю вихідного коду, є додатними і не перевищують відповідно 61 мкВ і 144 мкВ при часі перетворення $t_c \leq 36$ мкс і $t_c \leq 82$ мкс (18 і 41 тактів перетворення);

- 12-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 14- і 16-розрядною точністю вихідного коду, є додатними і не перевищують відповідно 76 мкВ і 152 мкВ при часі перетворення $t_c \leq 44$ мкс і $t_c \leq 86$ мкс (22 і 43 тактів перетворення).

Узагальнюючи наведене вище можемо стверджувати, що збільшення точності вихідного коду рекурентних ЛАЦП на 2 і 4 біти (порівняно з його номінальною точністю N_n) призводить до збільшення часу перетворення відповідно у 1,5 і 3 рази порівняно з часом перетворення класичних порозрядних ЛАЦП номінальною розрядністю N_n+2 і N_n+4 .

3.2. Оцінка точності рекурентних ЛАЦП

Похибка логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (ЛАЦП), так само як і у будь-якого іншого пристрою для вимірювання або перетворення, складається з методичних та інструментальних похибок.

Однією з відомих методичних похибок АЦП є похибка квантування (δ_K), а інструментальна похибка (δ_i) виникає через недосконалість компонентів АЦП.

Визначимо методичні та інструментальні похибки, а потім знайдемо загальну похибку ЛАЦП.

При обчисленні сумарної похибки ми врахуємо наявність кореляційних зв'язків між окремими похибками та об'єднаємо їх в групи залежно від значення коефіцієнта кореляції. Сума двох похибок з урахуванням кореляції буде знайдена за відомою формулою:

$$\delta_{12} = \sqrt{\delta_1^2 \pm 2\kappa\delta_1\delta_2 + \delta_2^2}, \quad (3.22)$$

де δ_1 і δ_2 - перша і друга похибки;

κ - коефіцієнт кореляції рівний нулю, якщо відсутня кореляція між похибками δ_1 і δ_2 , та одиниці - для сильної кореляції.

Зазначимо, що при подальшому визначенні результуючої похибки будемо враховувати окремі складові зведені похибки.

Результуюча похибка ЛАЦП (δ_p) буде сумою похибок інструментальної і квантування, які не корелюють між собою. Тому припустимо, що коефіцієнт кореляції рівний нулю ($\kappa=0$), і результуючу похибку ЛАЦП будемо визначати за наступною формулою:

$$\delta_p = \sqrt{\delta_i^2 + \delta_k^2}. \quad (3.23)$$

Відносна похибка квантування (δ_k) ЛАЦП залежить від обраного значення основи логарифму ζ і залишається сталою в усьому динамічному діапазоні вхідних сигналів. Значення можна обчислити за вищезазначеною формулою:

$$\delta_k = \frac{1-\zeta}{\zeta} \cdot 100\%.$$

Отже, $\delta_k=0,7\%$ коли $\zeta=0,993116$ (це відповідає максимальному значенню коду на виході ЛАЦП $N=1000$); $\delta_k=0,35\%$ при цьому $\zeta=0,9965522$ ($N=2000$) і $\delta_k=0,1\%$ коли $\zeta=0,9990009$ ($N=9214$).

Інструментальна похибка логарифмічного АЦП зумовлена неідеальністю компонентів схеми ЛАЦП, включаючи паразитні міжелектродні ємності та струми витікання.

Оскільки складові інструментальної похибки логарифмічного АЦП не корелюють між собою, припустимо, що коефіцієнт кореляції $\kappa=0$, і її можна визначити за такою формулою:

$$\delta_i = \sqrt{\delta_C^2 + \delta_{Ib}^2}. \quad (3.24)$$

Оцінку інструментальної похибки логарифмічного аналого-цифрового перетворювача проведемо з використанням високоякісних операційних підсилювачів з низькими вхідними струмами, наприклад, К1409 – це ті, що мають вхідні струми менше 50 пА, і високоякісні аналогові ключі від виробників: Maxim, Analog Devices та інші. Такі виробники мають паразитні міжелектродні ємності аналогових ключів менше 1 пФ.

Оцінка точності рекурентних ЛАЦП.

При оцінюванні точності рекурентних логарифмічних АЦП важливо враховувати, що похибки, ті що пов'язані з напругами зміщення буферного каскаду, схеми віднімання та компаратора, а також відхилення ємностей дозуючого та накопичуючого конденсаторів - не враховуються, так як ці похибки компенсуються спочатку під час налаштування схеми.

Оскільки похибки від впливу струмів витікання незначні (менші 0,005%), то інструментальна похибка ЛАЦП фактично визначається похибками від впливу паразитних міжелектродних ємностей.

Результати визначення похибок рекурентних ЛАЦП подані нижче в таблиці 3.

Таблиця 3.1. Оцінка похибок рекурентних ЛАЦП

n	дв.р.	10	12	C _p [пФ]
N	-	1024	4096	-
ζ_{\min}	-	0.9910459	0.9977539	-
Відносна похибка δ_M	%	0,9	0,22	-
Відносна похибка δ_{Cp}	$\times 10^{-3}\%$	0,05/5	0,1/10	10/1
Відносна похибка δ_{Ib}	$\times 10^{-3}\%$	0,45	1,4	-
Відносна похибка δ_i	$\times 10^{-3}\%$	0,453/5	1,4/10	10/1
Відносна похибка δ_p	%	0,9/0,9	0,22/0,22	10/1
Зведена похибка $\delta_{p_{зв}}$ при $U_{вх}$ від 10В до 1В	%	0,9	0,22	10/1
Зведена похибка $\delta_{p_{зв}}$ при $U_{вх}$ меншій 1В	%	< 0,1	< 0,025	10/1

Таким чином, як видно з проведених розрахунків результуюча похибка перетворення рекурентних ЛАЦП практично повністю визначається значенням їх методичної похибки, тобто похибки квантування. Похибка квантування логарифмічних АЦП на початку їх діапазону перетворення (від 10 В) перевищує відповідну похибку лінійних АЦП. Проте при зменшенні вхідного сигналу у 10 разів і більше зведена похибка квантування логарифмічних АЦП стає меншою від відповідної похибки лінійних АЦП.

3.3. Висновки до розділу 3

Проведені нами дослідження рекурентних ЛАЦП дозволяють стверджувати:

1. На процес перетворення в рекурентних ЛАЦП вплив паразитних факторів компонентів проявляється в основному через проникнення напруги керування ключами та передачі паразитного заряду затворів ключів конденсаторних комірок, а також – через струми витікання.

2. Запропоновано математичні моделі похибок рекурентних ЛАЦП, які дають змогу аналітично оцінити точність ЛАЦП.

3. Похибки від впливу паразитних ємностей ЛАЦП збільшуються за абсолютними значеннями разом із збільшенням кількості тактів перетворення. Найбільший приріст похибок є на перших 2-3 тактах перетворення, а після 10-и тактів прирости мізерно малі.

4. Похибки від впливу паразитних ємностей ЛАЦП зменшуються за абсолютними значеннями зі збільшенням ємності накопичуючих конденсаторів (C_1 і C_2) конденсаторної комірки та зменшенням кількості бітів ЛАЦП.

5. Похибки від перенесення паразитного заряду є додатними, а похибки від передачі керуючої напруги є від'ємні, внаслідок чого має місце їх часткова взаємна компенсація у результируючій похибці, яка стає додатною.

6. Для досягнення задовільної точності у 12-розрядному ЛАЦП ємності конденсаторів (C_1 і C_2) конденсаторної комірки мають бути не менші 1нФ при використанні сучасних високоякісних аналогових ключів таких виробників як Maxim або Analog Devices з паразитною ємністю менше 1 пФ

7. Результируюча похибка перетворення рекурентних ЛАЦП від впливу паразитних міжелектродних ємностей при вхідних напругах 0,001 – 10 В не перевищує:

а) при $C_1 = C_2 = 10$ нФ для 10- і 12-розрядних ЛАЦП відповідно:

- $(0,05 \text{ і } 0,10) \cdot 10^{-3}\%$ при $C_p = 1 \text{ пФ}$;
- $(0,11 \text{ і } 0,23) \cdot 10^{-3}\%$ при $C_p = 2 \text{ пФ}$;
- $(0,3 \text{ і } 0,6) \cdot 10^{-3}\%$ при $C_p = 4 \text{ пФ}$.

б) при $C_1 = C_2 = 1 \text{ нФ}$ для 10- і 12-розрядних ЛАЦП відповідно:

- $(0,005 \text{ і } 0,01)\%$ при $C_p = 1 \text{ пФ}$;
- $(0,011 \text{ і } 0,022)\%$ при $C_p = 2 \text{ пФ}$;
- $(0,029 \text{ і } 0,058)\%$ при $C_p = 4 \text{ пФ}$.

8. Похибка перетворення рекурентних ЛАЦП від впливу струмів витікання при вхідних напругах $0,001 - 10 \text{ В}$ і $C_1 = C_2 = 10 \text{ нФ}$ є додатною, не залежить від паразитних ємностей компонентів і:

- для 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 10- і 12-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,45 \text{ і } 1,37) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 28 мкс і 78 мкс (14 і 39 тактів перетворення);

- для 10-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12- і 14-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,61 \text{ і } 1,44) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 36 мкс і 82 мкс (18 і 41 тактів перетворення);

- для 12-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 14- і 16-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,76 \text{ і } 1,52) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому 44 мкс і 86 мкс (22 і 43 тактів перетворення).

9. Інструментальна похибка рекурентних ЛАЦП практично дорівнює похибці від впливу струмів витікання при вхідних напругах $0,001 - 10 \text{ В}$ і $C_1 = C_2 = 10 \text{ нФ}$.

10. Результуюча зведена похибка перетворення рекурентних ЛАЦП практично повністю визначається їх похибкою квантування. За цим показником логарифмічні АЦП поступаються лінійним АЦП лише на початку діапазону перетворення (від 10 В до 1 В), а в подальшому ЛАЦП за точністю переважають лінійні АЦП, оскільки їх відносна похибка квантування зберігає сталі значення у всьому діапазоні вхідних сигналів тоді як відносна похибка лінійних АЦП зростає із зменшенням вхідних сигналів.

11. Збільшення точності вихідного коду рекурентних ЛАЦП на 2 і 4 розряди (порівняно з його номінальною точністю N_n) призводить до збільшення часу перетворення відповідно у 1,5 і 3 рази порівняно з часом перетворення класичних порозрядних ЛАЦП номінальною розрядністю N_{n+2} і N_{n+4} . Подальше збільшення точності рекурентних ЛАЦП, понад 4 розряди, недоцільне через значне збільшення часу перетворення.

РОЗДІЛ 4

ФІЗИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ РЕКУРЕНТНИХ ЛОГАРИФМІЧНИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ І ДОСЛІДЖЕННЯ ЇХ ХАРАКТЕРИСТИК

4.1. Особливості реалізації рекурентних ЛАЦП

Рекурентні ЛАЦП, як і інші аналого-цифрові перетворювачі, містять аналогову та цифрову частину. З огляду на точність особливу увагу треба надати аналоговій частині, оскільки цифрова частина при правильному виборі розрядності практично не впливає на точність.

Цифрову частину ЛАЦП виконаємо на інтегральних схемах (ІС) серії К555, які споживають порівняно мало енергії, є відносно дешевими і мають хорошу швидкодію.

В аналоговій частині для забезпечення високої точності використаємо інтегральні схеми прецизійних операційних підсилювачів типу К140УД17, аналогові ключі типу К590КН13 та прецизійні компаратори типу К554СА3, а у джерелі опорної напруги - прецизійний стабілітрон КС191У з напругою стабілізації 9,1 В при температурній похибці $\pm 0,0005\%$ /градус.

У розроблюваних рекурентних ЛАЦП низка функціональних вузлів має загально відоме рішення і їх розглядати нема потреби. До таких вузлів відносяться генератор тактових імпульсів, одновібратор, схема тактування, параметричний стабілізатор, нормуючий підсилювач, повторювач напруги.

Зупинимося більш детально лише на вузлах, схемне рішення яких не є тривіальним. Зауважимо, що такий важливий функціональний вузол як масштабуючий перетворювач (МП) розглянемо при розгляді кожної конкретної схеми ЛАЦП, оскільки від вимог до схеми залежить виконання МП.

Джерело опорної напруги (ДОН) реалізуємо на параметричному стабілізаторі напруги на прецизійному стабілітроні, до виходу якого під'єднаємо нормуючий підсилювач на ОП.

Нормуючий підсилювач (НП) інвертуючого типу виконує приведення опорної напруги від параметричного стабілізатора до рівня 10 В, оскільки параметричний стабілізатор на прецизійному стабілітроні забезпечує напругу $9,1 \text{ В} \pm 5\%$. Для забезпечення мінімального значення похибки напруги стабілізації треба задати оптимальний струм через стабілітрон 10 мА, а коефіцієнт передачі напруги –

$$K = \frac{U_o}{U_{ст}} = \frac{10\text{В}}{9.1\text{В}} = 1.1$$

Важливим при розробці НП є забезпечення потрібного значення похибки дискретності встановлення рівня вихідної напруги ДОН шляхом відповідного регулювання коефіцієнта передачі напруги НП, який з урахуванням параметрів схеми НП приймає значення

$$K = \frac{R5 + R6}{R2},$$

де $(R5 + R6)$ - опір зворотного зв'язку ОП, $R2$ - опір на вході ОП.

Вибиравши $R2 = 9.1 \text{ кОм}$, знаходимо

$$R5 + R6 = 9.1 * 1.1 = 10.$$

Вибираємо $R5 = 10 \text{ кОм}$.

Змінним резистором $R6$ встановлюємо вихідну напругу ДОН рівною 10В. Змінний резистор $R6$ виконаємо із послідовно з'єднаних резисторів $R6.1$ і $R6.2$, що дасть змогу здійснити грубе та точне регулювання вихідної напруги ДОН.

Грубим регулюванням треба забезпечити корекцію похибок стабілітрона $\pm 5\%$ і резисторів R2, R5 $\pm 0.2\%$, тобто $\pm 5.2\%$.

Опір резистора грубого регулювання

$$R_{6.1} = \frac{R_5 \cdot 5.2\%}{100\%} = 520 \text{ Ом},$$

Виберемо резистор R6.1 типу СП 5-2 - 520 Ом $\pm 5\%$.

Дискретність резистора R6.1 стаовить $\pm 0.5\%$.

Таким чином, похибка встановлення вихідної напруги ДОН при грубому регулюванні

$$\delta_R = \frac{R_{6.1}}{R_5} \cdot 0.5\% = \frac{520}{10000} \cdot 0.5\% = 0.026\%.$$

При точному регулюванні вихідної напруги ДОН похибку δ_R треба зменшити до 0.001% , тобто у $0.026/0.001=26$ разів. Отже опір точного регулювання матиме значення

$$R_{6.2} = R_{6.1}/26 = 520/26 = 20 \text{ Ом}.$$

Вибираємо резистор R6.2 типу СП 5-2 - 24 Ом $\pm 5\%$.

Аналоговий компаратор. З метою підвищення доволяючої здатності перед стандартним компаратором К55СА3А включено прецизійний ОП К140УД17А з напругою зміщення меншою 75 мкВ, яка шляхом корекції знижується до 3 мкВ. При покращеній дозволяючій здатності такий аналоговий компаратор має час спрацювання менший 100 нс.

Конденсаторні комірки ЛАЦП треба виконувати на прецизійних полістиролових або фторпластових конденсаторах (К72П) і високоякісних

аналогових ключах із зменшеними струмами витікання, наприклад типу К590КН13.

Для забезпечення заряду конденсатора комірки до рівня опорної напруги $U_0=10$ В з похибкою $\delta_3 \leq 0,001\%$ протягом дії імпульса одновібратора, потрібно задати час заряду рівним або більшим $12 \tau_3$.

Стала часу заряду конденсатора

$$\tau_3 = (R_d + r_k) \cdot C \approx r_k \cdot C,$$

де C – ємність конденсатора;

R_d – внутрішній опір ДОН, який не перевищує 0,02 Ом;

r_k – опір увімкненого аналогового ключа.

Нехай час заряду конденсатора

$$t_3 = \frac{1}{2} T_T = \frac{1}{2} \cdot 10 \text{ мкс} = 5 \text{ мкс}.$$

Тут T_T – період повторення тактових імпульсів.

Отже, ємність конденсаторів комірки

$$C = \frac{t_3}{12 r_k} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{12 \cdot 100} = 4,2 \text{ нФ}.$$

Вибираємо ємність конденсаторів комірки рівними 4300 пФ.

Визначимо абсолютну похибку зберігання за формулою

$$\Delta U_{36} = \frac{I_p}{C} \cdot t_{36},$$

а відносна похибка зберігання матиме значення

$$\delta_{зб} = \frac{\Delta U_{зб}}{U_0} \cdot 100\%.$$

При часі зберігання рівному періоду повторення тактових імпульсів і струмові розряду конденсатора I_p , що має подвоєне значення струму витікання ключів, тобто 0,1 мкА, отримаємо абсолютну та відносну похибки зберігання

$$\Delta U_{зб} = \frac{0,1 \cdot 10^{-6}}{4,3 \cdot 10^{-9}} \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 2,3 \cdot 10^{-4} \text{ В}$$

та

$$\delta_{зб} = \frac{2,3 \cdot 10^{-4}}{10} \cdot 100\% = 0,0023\% \approx 0,0025\%.$$

4.2. Фізичне моделювання рекурентних ЛАЦП зі сталою основою логарифма

Принципова схема рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифма наведена на рис.4.1, а принципова схема дільника напруги наведена на рис.4.2.

Розглянемо особливості схемної реалізації окремих вузлів цього ЛАЦП.

Аналогова частина ЛАЦП. Аналогові вузли виконанні на інтегральних операційних підсилювачах серії К140. Щоб уникнути зайвих налаштувань в масштабуючому підсилювачі (МП), буферному каскаді (БК), компараторі (Км), використаємо інтегральні підсилювачі К140УД17.

Джерело опорної напруги ДОН реалізовано на параметричному стабілізаторі напруги з прецизійним стабілітроном VD1 типу К191У та нормуючому підсилювачі DA1 - К140УД6А.

Нормуючий підсилювач DA1 виконує нормування опорної напруги від параметричного стабілізатора до рівня 10 В. Нормування необхідне тому, що параметричний стабілізатор на прецизійному стабілітроні забезпечує напругу $9.1 \text{ В} \pm 5\%$.

У джерелі опорної напруги нормуючий підсилювач DA1 слід виконувати за схемою включення операційного підсилювача як інвертуючого; причому струм через параметричний стабілізатор треба задавати рівним 10 мА, а струм через його навантаження не повинен перевищувати 1 мА.

В ємнісній комірці використані високостабільні прецизійні полістиролові конденсатори C2 і C3, а також - високоякісні аналогові ключі DA2 і DA8 типу K590KH13 з опором у ввімкненому стані меншим 100 Ом. Перевагою цих ключів є наявність розв'язки кіл управління та комутованого, а також - вхідних формувачів, внаслідок чого ключі вмикаються сигналами TTL рівня.

Двокаскадний компаратор виконано на прецизійному операційному підсилювачі DA3 типу K140УД17А і стандартному компараторі DA4 типу K554СА3А, що дозволяє знизити поріг чутливості нижче 10 при високій, до 100 нс, швидкодії. Операційний підсилювач DA3 використовується без зворотних зв'язків, тобто в режимі компаратора. На неінвертуючий вхід DA3 подається вхідний сигнал, а на інвертуючий – вихідний сигнал масштабуючого перетворювача. Вихідний сигнал DA3 поступає на перший вхід стандартного компаратора DA4, на другий вхід якого подається порогова напруга 50 мВ з резистивного дільника напруги на резисторах R45 і R46. Таким чином вплив низької швидкодії прецизійного ОП DA3 на результуючу швидкодію двокаскадного компаратора незначний, оскільки вихідний сигнал ОП DA3 наростає лише до рівня 50 мВ.

Масштабуючий перетворювач (МП) містить дільник напруги (ДН) і аналоговий комутатор (АК). Для виключення впливу опорів, що задають коефіцієнт передачі напруги, на вході та виході МП введено відповідно повторювачі напруги на ОП DA7 та DA6 типу K140УД17А.

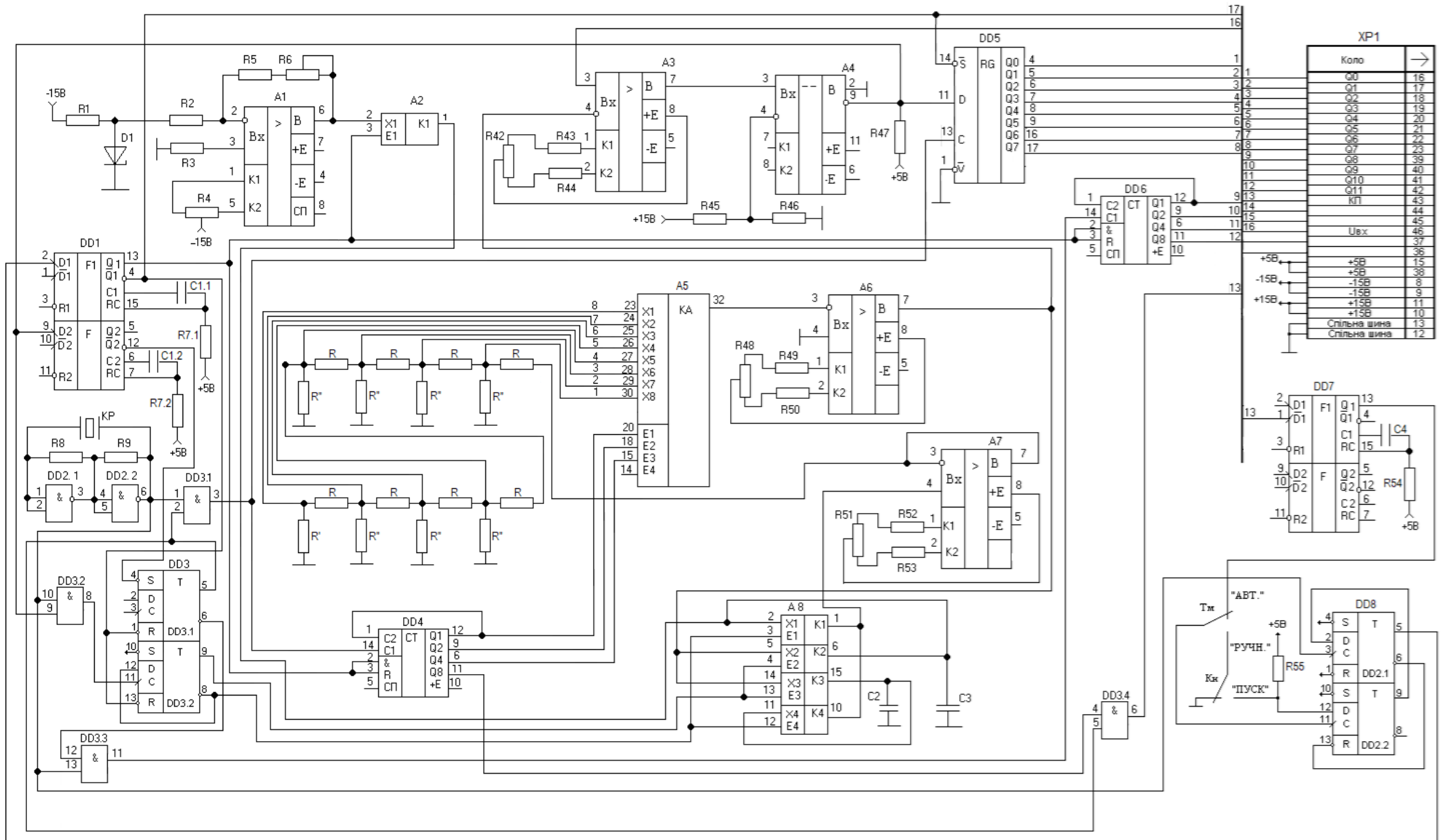


Рис.4.1. Принципова схема запропонованого рекурентного ЛАЦП зі сталою основою логарифма

Дільник напруги побудований з однакових послідовно з'єднаних Г-подібних резисторних ланок R - R'' і допоміжного резистора R' . Така побудова забезпечує необхідну кількість рівнів опорних напруг лише трьома значеннями опорів резисторів, які визначаються за формулами [109]:

$$R, R' = \frac{\zeta}{1-\zeta} R \quad \text{і} \quad R'' = \frac{\zeta}{(1-\zeta)^2} R.$$

Значення напруг між двома сусідніми вузлами дільника відрізняються в основу логарифму разів, тобто

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_3}{U_2} = \frac{U_4}{U_3} = \dots = \frac{U_n}{U_{n-1}} = \zeta.$$

Задаючись значенням опору R , розраховуємо опори резисторів R' і R'' .
Результати розрахунків подано нижче у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1. Співвідношення між значеннями опорів дільника напруги

n	дв.р.	8	10	12	13	14
N	-	256	1024	4096	8192	16384
ζ_{\min}	-	0.9646616	0.9910459	0.9977539	0.9988770	0.9994380
R'	*R	27.298	110.68	444.22	888.98	1778.35
R''	*R	772.47	12361	197772	792061	3164781

Примітка:

1. При виготовленні ДН у вигляді інтегральної схеми допустиме мінімальне значення опору $R = 1$ Ом.

2. Позначення *R означає що табличні значення опорів R' і R" треба помножити на значення опору R.

Цифрова частина ЛАЦП. Цифрові вузли виконаємо на інтегральних схемах широкого вжитку типу К555.

Генератор тактових імпульсів виконаний за мультівібраторною схемою на елементах І-НЕ (DD2) типу К555ЛА3 із стабілізацією частоти кварцовим резонатором ВQ1.

У якості одновібраторів DD1 і DD8 використано інтегральні схеми типу К555АГ3. Єдиною вимогою до одновібраторів є забезпечення таких тривалостей імпульсів, щоб за час їх дії закінчувалися перехідні процеси при комутаціях.

Тривалість імпульса одновібратора DD1 задається RC-ланкою С1.1 і R7.1 так, щоб рівень опорної напруги був відтворений на накопичуючих конденсаторах з похибкою меншою 0.001%.

Одновібратор на DD8 формує сигнал роботи рекурентного ЛАЦП в автоматичному режимі.

Схема синхронізації ручного запуску ЛАЦП з тактовою частотою ГТІ виконана на інтегральних D-тригерах DD9 типу К555ТМ2.

Лічильник для формування сигналу управління аналогового комутатора виконаний на ІС D5 типу К555ІЕ2.

Тригер управління ключами конденсаторної комірки на С2 і С3 виконаний на ІС DD4.2 типу К555ТМ2.

D-тригер DD4.1 типу К555ТМ2 формує дозвіл на роботу ЛАЦП в режимі перетворення.

Регістр результату перетворення виконаний на ІС DD6 типу К555ІР17.

Лічильник циклів перетворення виконаний на ІС D5 типу К555ІЕ7.

Імпульс "Кінець перетворення" формується одновібратором DD1.2 і подається на тригер DD4.1, який забороняє подальше перетворення до часу повторного запуску ЛАЦП.

Робота ЛАЦП протікає наступним чином. За сигналом "Пуск" одновібратор DD1.1 виробляє імпульс, яким замикається перший ключ DA2.1, обнулюються лічильники DD5, DD7 і регістр результату DA7, а також встановлюється на прямому виході тригера DD4.2 рівень логічної одиниці, котрим замикаються ключі DD8.2 і DD8.3. При нульовому коді на виході лічильника управління DD5 аналоговий комутатор DA5 включається перший вхід (X1) масштабуючого перетворювача.

Через увімкнуті ключі DD2.1 і DD8.1 накопичуючий конденсатор C2 заряджається до рівня опорної напруги U_0 , що поступає з ДОН. Напруга з конденсатора C2 поступає через повторювач напруги на DA7 на вхід масштабуючого перетворювача МП, вихідна напруга якого є компенсаційною напругою і порівнюється компаратором Км (DA3, DA4) із вхідною напругою $U_{вх}$.

Зауважимо, що компаратор Км залишається у стані логічного нуля на виході, якщо компенсаційна напруга більша від вхідної, та переходить у стан логічного нуля при компенсаційній напрузі меншій від вхідної.

З моменту закінчення імпульса одновібратора DD1.1 починається процес перетворення в ЛАЦП.

При логічному нулі на виході компаратора Км проходить перетворення по циклах, при цьому логічний нуль з прямого виходу тригера DD4.1 забороняє проходження тактових імпульсів через елемент збігу DD3.1 на лічильник управління аналоговим комутатором АК, внаслідок чого АК залишає підключеним перший вхід (старшого розряду) масштабуючого перетворювача.

Перетворення по циклах починається з першим тактовим імпульсом після закінчення імпульса запуску від одновібратора DD1.1. Тоді з кожним імпульсом

тактового генератора записується логічна одиниця у лічильник результату ЛР (DD7), фіксуючи даний цикл перетворення.

З кожним тактовим імпульсом перемикається лічильний тригер DD4.2, перемикаючи по чергові вхід і вихід масштабуючого перетворювача МП до конденсаторів С2 і С3 конденсаторної комірки. В результаті цього з кожним тактовим імпульсом напруга на виході масштабуючого перетворювача МП зменшується.

Перетворення по молодших розрядах починається тоді, коли на якомусь циклі перетворення компенсаційна напруги стає меншою вхідної. При цьому спрацьовує компаратор Км і запускає одновібратор DD2.2, який перемикає тригер DD4.1 у стан логічної одиниці на прямому виході, чим дозволяється проходження тактових імпульсів через елемент збігу DD3.1 на вхід лічильника управління DD5 аналоговим комутатором АК. У цьому режимі з кожним тактовим імпульсом перемикаються входи аналогового комутатора. Після переповнення лічильника управління DD5 формується сигнал закінчення перетворення.

Зауважимо, що в залежності від стану компаратора Км елемент збігу DD3.3 дозволяє або забороняє переключення тригера DD4.2 і тим самим – переключення пар ключів DA8.1- DA8.4 і DA8.2- DA8.3.

Якщо напруга на виході МП більша від $U_{\text{вх}}$, то на виході компаратора має місце логічна одиниця. Тоді елемент збігу дозволяє переключення тригера управління DD4.2 і перший імпульс ГТІ перекидає тригер DD4.2, внаслідок чого ключі DA8.1- DA8.4 вимикаються, а ключі DA8.2- DA8.3 вмикаються.

Якщо напруга на виході МП U менша від $U_{\text{вх}}$, то на виході компаратора Км є логічний нуль, внаслідок чого через елемент збігу DD3.3 імпульси ГТІ не проходять. У цьому випадку імпульс ГТІ записує у відповідний розряд регістра результату РР логічний нуль і підключає до виходу повторювача напруги вхід МП. Коли у цьому випадку стан тригера DD4.2 не змінився, то ключі DA8.1- DA8.4 далі залишаються ввімкнутими. Отже, до виходу повторювача напруги

підводиться записана на конденсаторі С2 напруга, а напруга з виходу МП записується через ключ DA8.4 на накопичуючому конденсаторі С3 і порівнюється компаратором з вхідною напругою.

В загальному робота цього ЛАЦП збігається з описаним у розділі 2.

Приклад. 8-ми розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо точність 10-ти розрядного.

З цією метою виконуємо наступні визначення.

Для 10-розрядного ЛАЦП:

- номінальне значення вихідного коду

$$N = 2^{10} = 1024 ,$$

- основа логарифму (ζ)

$$\zeta = e^{\frac{1}{N} \cdot \ln \frac{U_{ВХ}}{U_0}} = e^{\frac{1}{1024} \cdot \ln \frac{0,001}{10}} = 0,9910459 .$$

- відносна похибка перетворення δ у всьому діапазоні вхідних сигналів (від 10 В до 1 мВ) є сталою та не перевищує

$$\delta \leq (1 - \zeta) \cdot 100\% = 1\% .$$

Коефіцієнти передачі напруги по вузлах дільника напруги ДН

$$K_i = \zeta^i , \tag{4.1}$$

де $i = 1, 2, 3, \dots, n$; при чому для 8-розрядного ЛАЦП $n=8$.

За формулою (4.1) визначаємо коефіцієнти передачі напруги ДН:

$$K_1 = \zeta^1 = 0,9910459$$

$$K_2 = \zeta^2 = 0,9910459^2 = 0,98217198$$

$$K_3 = \zeta^3 = 0,9910459^3 = 0,97337751$$

$$K_4 = \zeta^4 = 0,9910459^4 = 0,96466179$$

$$K_5 = \zeta^5 = 0,9910459^5 = 0,95602411$$

$$K_6 = \zeta^6 = 0,9910459^6 = 0,94746378$$

$$K_7 = \zeta^7 = 0,9910459^7 = 0,93898009$$

$$K_8 = \zeta^8 = 0,9910459^8 = 0,93057237$$

$$K_{1024} = \zeta^{1024} = 0,9910459^{1024} = 0,0001$$

Потрібну кількість циклів перетворення знаходимо за формулою

$$c = \frac{N}{i_{\max}}, \quad (4.2)$$

У нашому випадку

$$c = \frac{N}{8} = \frac{1024}{8} = 128.$$

Коефіцієнти передачі напруги по циклах визначимо як

$$K_{\text{ц}} = K_{\text{ц}}^c, \quad (4.3)$$

де $c = 1, 2, 3, \dots, c_{\max}$

Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги по циклах для 8-розрядів

$$K_{\text{ц}} = K_{\text{ц}}^{128} = 0,9307237^{128} = 0,000102$$

Наступний тактовий імпульс після 128 циклів перетворення призведе до переходу компенсаційної напруги через рівень мінімальної вхідної напруги

$$U_{\text{к}} = U_{\text{o}} \cdot K_{\text{ц}+1} = U_{\text{o}} \cdot K_{\text{ц}}^{129} = 10 \cdot 0,9307237^{129} = 0,95\text{мВ}.$$

При цьому спрацьовує компаратор і починається перетворення на молодших розрядах. Коефіцієнти передачі напруги по молодших розрядах визначаються за формулою

$$K_{\text{мп}} = \prod_{i=1}^{i_{\text{max}}} K_i. \quad (4.4)$$

У випадку 8-розрядного ЛАЦП коефіцієнти передачі напруги молодших розрядів

$$K_{\text{мп}} = \prod_{i=1}^{i=7} K_i.$$

Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги молодших розрядів

$$K_{\text{мп}} = \prod_{i=1}^{i=7} K_i = \zeta^{28} = 0,9307237^{28} = 0,134$$

Результуючий коефіцієнт передачі напруги матиме значення

$$K_{\text{р}} = K_{\text{ц}} \cdot K_{\text{мп}} = K_{\text{ц}}^c \cdot \prod_{i=1}^{i_{\text{max}}} K_i, \quad (4.5)$$

а компенсаційна напруга -

$$U_k = U_o \cdot K_p. \quad (4.6)$$

Після всіх тактів перетворення компенсаційна напруга приймає значення

$$U_k \leq U_{\text{вх}_{\text{min}}} \quad (4.7)$$

і процес перетворення закінчується

У нашому випадку після 128 циклів перетворення і перетворення на молодших розрядах компенсаційна напруга набуває значення

$$U_k = U_o \cdot K_{\text{ц}}^c \cdot K_1 = 10 \cdot 0,000102 \cdot 0,9307237 = 0,949\text{мВ}$$

тобто

$$U_k = 0,949\text{мВ} < U_{\text{вх}} = 1\text{мВ},$$

що свідчить про правильний перебіг процесу перетворення.

4.3. Фізичне моделювання рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифма

4.3.1. ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Принципова схема рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма наведена на рис.4.2.

Схемна реалізація окремих вузлів цього ЛАЦП збігається з ЛАЦП рис.4.1. Відмінністю є лише виконання масштабуючого перетворювача (МП), який

містить повторювач напруги (ПН) на ІС DA7, аналоговий комутатор (АК) на ІС DA5 і підсилювач (П) із змінним коефіцієнтом передачі на ІС DA6. Щоб уникнути зайвих налаштувань в підсилювачі та повторювачі напруги використаємо інтегральні операційні підсилювачі типу К140УД17.

Аналоговий комутатор виконаний на ІС DA5 типу К591КН2.

Робота ЛАЦП протікає наступним чином. За сигналом “Пуск” одинвібратор DD1.1 виробляється імпульс, яким замикається перший ключ DA2.1, обнулюються лічильники DD5, DD7 і регістр результату DA7, а також установлюється на прямому виході тригера DD4.2 рівень логічної одиниці, котрим замикаються ключі DD8.2 і DD8.3. При нульовому коді на виході лічильника управління DD5 аналоговий комутатор DA5 включається перший вхід (X1) масштабуючого перетворювача.

Через увімкнуті ключі DD2.1 і DD8.1 накопичуючий конденсатор C2 заряджається до рівня опорної напруги U_0 , що поступає з ДОН. Напруга з конденсатора C2 поступає через повторювач напруги на DA7 на вхід масштабуючого перетворювача МП, вихідна напруга якого є компенсаційною напругою і порівнюється компаратором Км (DA3, DA4) із вхідною напругою $U_{вх}$.

Зауважимо, що компаратор Км залишається у стані логічного нуля на виході, якщо компенсаційна напруга більша від вхідної, та переходить у стан логічного нуля при компенсаційній напрузі меншій від вхідної.

З моменту закінчення імпульса одинвібратора DD1.1 починається процес перетворення в ЛАЦП.

При логічному нулі на виході компаратора Км проходить перетворення по циклах, при цьому логічний нуль з прямого виходу тригера DD4.1 забороняє проходження тактових імпульсів через елемент збігу DD3.1 на лічильник управління аналоговим комутатором АК, внаслідок чого АК залишає підключеним перший вхід (старшого розряду) масштабуючого перетворювача.

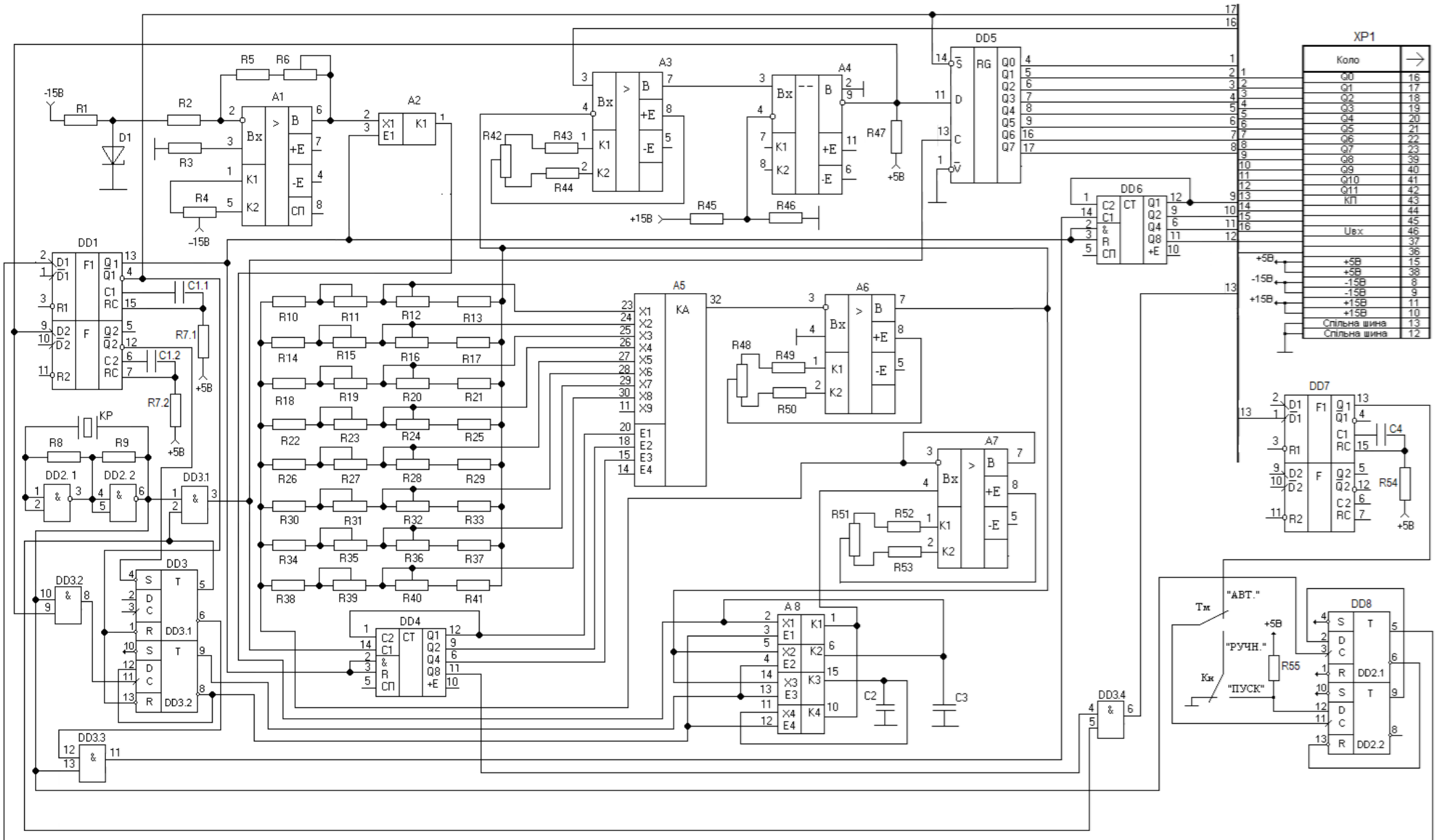


Рис.4.2. Принципова схема рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

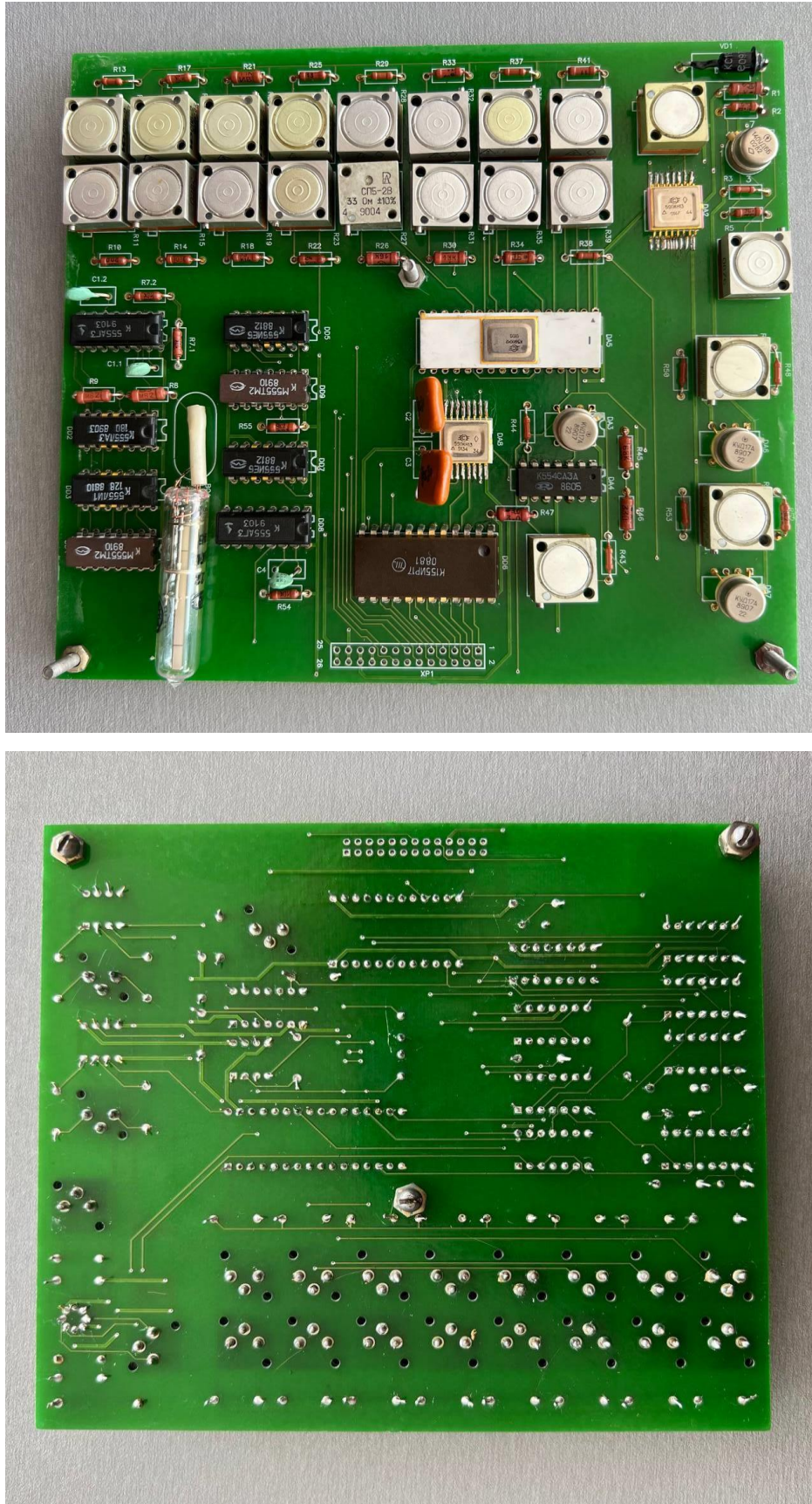


Рис.4.3. Загальний вид макету рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Перетворення по циклах починається з першим тактовим імпульсом після закінчення імпульса запуску від одиниці DD1.1. Тоді з кожним імпульсом тактового генератора записується логічна одиниця у лічильник результату ЛР (DD7), фіксуючи біжучий цикл перетворення.

З кожним тактовим імпульсом перемикається лічильний тригер DD4.2, перемикаючи по чергово вхід і вихід масштабуючого перетворювача МП до конденсаторів С2 і С3 конденсаторної комірки. В результаті цього з кожним тактовим імпульсом напруга на виході МП зменшується.

Перетворення по молодших розрядах починається тоді, коли на якомусь циклі перетворення компенсаційна напруги стає меншою вхідної. При цьому спрацьовує компаратор Км і запускає одиницю DD2.2, який перемикає тригер DD4.1 у стан логічної одиниці на прямому виході, чим дозволяється проходження тактових імпульсів через елемент збігу DD3.1 на вхід лічильника управління DD5 аналоговим комутатором АК. У цьому режимі з кожним тактовим імпульсом перемикаються входи аналогового комутатора. Після переповнення лічильника управління DD5 формується сигнал закінчення перетворення.

Приклад 1. 8-ми розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо точність 10-ти розрядного.

Тоді, як було визначено вище у підрозділі 4.2, для 10-розрядного ЛАЦП номінальне значення вихідного коду $N = 1024$, основа логарифму $\zeta = 0,9910459$ і відносна похибка перетворення у всьому діапазоні вхідних сигналів (від 10 В до 1 мВ) є сталою та не перевищує $\delta \leq 1\%$.

Коефіцієнти передачі напруги масштабуючого перетворювача МП визначаються по кожному і-му вході за формулою:

$$K_i = \zeta^{\frac{N}{2^i}}. \quad (4.8)$$

За формулою (4.8) визначаємо коефіцієнти передачі напруги МП:

$$K_1 = \zeta^{2^0} = 0,9910459$$

$$K_2 = \zeta^{2^1} = 0,9910459^2 = 0,98217198$$

$$K_3 = \zeta^{2^2} = 0,9910459^4 = 0,96466179$$

$$K_4 = \zeta^{2^3} = 0,9910459^8 = 0,93057237$$

$$K_5 = \zeta^{2^4} = 0,9910459^{16} = 0,86596494$$

$$K_6 = \zeta^{2^5} = 0,9910459^{32} = 0,74989527$$

$$K_7 = \zeta^{2^6} = 0,9910459^{64} = 0,56234291$$

$$K_8 = \zeta^{2^7} = 0,9910459^{128} = 0,31622955$$

Потрібну кількість циклів перетворення знаходимо за формулою (4.2), враховуючи $i_{\max} = 2^7 = 128$:

$$c = \frac{N}{128} = \frac{1024}{128} = 8.$$

Коефіцієнти передачі напруги МП по циклах визначаємо за формулою (4.3).

Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги на 8-му циклі

$$K_{\text{ц}} = K_8^8 = 0,31622955^8 = 0,0001000045$$

Наступний тактовий імпульс після 8 циклу перетворення призведе до переходу компенсаційної напруги через рівень мінімальної вхідної напруги

$$U_k = U_o \cdot K_{ц+1} = 10 \cdot 0,31622955^9 = 0,316 \text{ мВ}.$$

При цьому спрацьовує компаратор і починається перетворення на молодших розрядах. Коефіцієнти передачі напруги по молодших розрядах визначаються за формулою (4.4). Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги молодших розрядів

$$K_{\text{мр}} = \zeta^{128} = 0,9910459^{128} = 0,316.$$

Після 8-ми циклів і перетворення з підключеним входом K_1 молодших розрядів компенсаційна напруга становитиме

$$U_k = U_o \cdot K_{ц} \cdot K_1 = 10 \cdot K_p \cdot K_1 = 10 \cdot 0,0001 \cdot 0,93057237 = 0,931 \text{ мВ}.$$

Оскільки це значення компенсаційної напруги менше мінімального значення вхідного сигналу, то це означає що подальші підключення наступних молодших розрядів МП вже не змінять вихідного коду ЛАЦП.

Приклад 2. 8-ми розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо точність 12-ти розрядного.

Аналогічно до наведеного вище Прикладу 1 визначаємо всі величини.

Для 12-розрядного ЛАЦП номінальне значення вихідного коду $N = 4096$, основа логарифму $\zeta = 0,9977539$ і відносна похибка перетворення у всьому діапазоні вхідних сигналів (від 10 В до 1 мВ) є сталою та не перевищує $\delta \leq 0,25\%$.

За формулою (4.8) визначаємо коефіцієнти передачі напруги МП:

$$K_1 = \zeta^{2^0} = 0,9977539$$

$$K_2 = \zeta^{2^1} = 0.9977539^2 = 0.99551284$$

$$K_3 = \zeta^{2^2} = 0.9977539^4 = 0,991045582$$

$$K_4 = \zeta^{2^3} = 0.9977539^8 = 0,98217183$$

$$K_5 = \zeta^{2^4} = 0.9977539^{16} = 0,96466150$$

$$K_6 = \zeta^{2^5} = 0.9977539^{32} = 0,93057180$$

$$K_7 = \zeta^{2^6} = 0.9977539^{64} = 0,86596388$$

$$K_8 = \zeta^{2^7} = 0.9977539^{128} = 0,74989344$$

Потрібна кількість циклів перетворення

$$c = \frac{N}{128} = \frac{4096}{128} = 32$$

Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги на 8-му циклі

$$K_{ц} = K_8^{32} = 0,74989344^{32} = 0,0001$$

Наступний тактовий імпульс після 8 циклу перетворення призведе до переходу компенсаційної напруги через рівень мінімальної вхідної напруги

$$U_k = U_o \cdot K_{ц+1} = 10 \cdot 0,74989344^{33} = 0,75\text{мВ}$$

Максимальне значення коефіцієнта передачі напруги молодших розрядів

$$K_{\text{мр}} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot K_5 \cdot K_6 \cdot K_7 = \zeta^{128} = 0,9977539^{128} = 0,75$$

Після 8-ми циклів і перетворення з підключеним входом K_1 молодших розрядів компенсаційна напруга становитиме

$$U_k = U_o \cdot K_c \cdot K_1 = 10 \cdot K_p \cdot K_1 = 10 \cdot 0,0001 \cdot 0,9977539 = 0,998\text{мВ}$$

Оскільки це значення компенсаційної напруги менше мінімального значення вхідного сигналу, то це означає що подальші підключення наступних молодших розрядів МП вже не змінять вихідного коду ЛАЦП.

4.3.2. Покращений рекурентний ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Принципова схема покращеного рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма наведена на рис.4.4.

Відрізняється ЛАЦП рис.4.4 від попереднього ЛАЦП зі сталою основою логарифма рис.4.1 лише виконанням ділянка напруги ДН, що показано на рис.4.5, де виходи ДН підключені до відповідних вузлів ділянка на Г-подібних ланках $R'-R''$, при чому номери цих вузлів визначаються значеннями показникової функції 2^i (для 8-розрядного ЛАЦП $i = 0, 2, 3, \dots, 7$).

Вибір параметрів ділянка напруги здійснюється згідно таблиці 4.1.

Покращений рекурентний ЛАЦП зі змінною основою логарифма рис.4.4 відрізняється від ЛАЦП рис.4.2 виконанням масштабуючого перетворювача МП, а саме відсутністю регулювання коефіцієнтів передачі напруги. Це суттєвою перевагою при виготовленні ЛАЦП у вигляді інтегральної схеми.

Перебіг процесів перетворення покращеного рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма рис.4.4 повністю збігається з процесами в ЛАЦП рис.4.2 і зупинятися на цьому нема потреби.

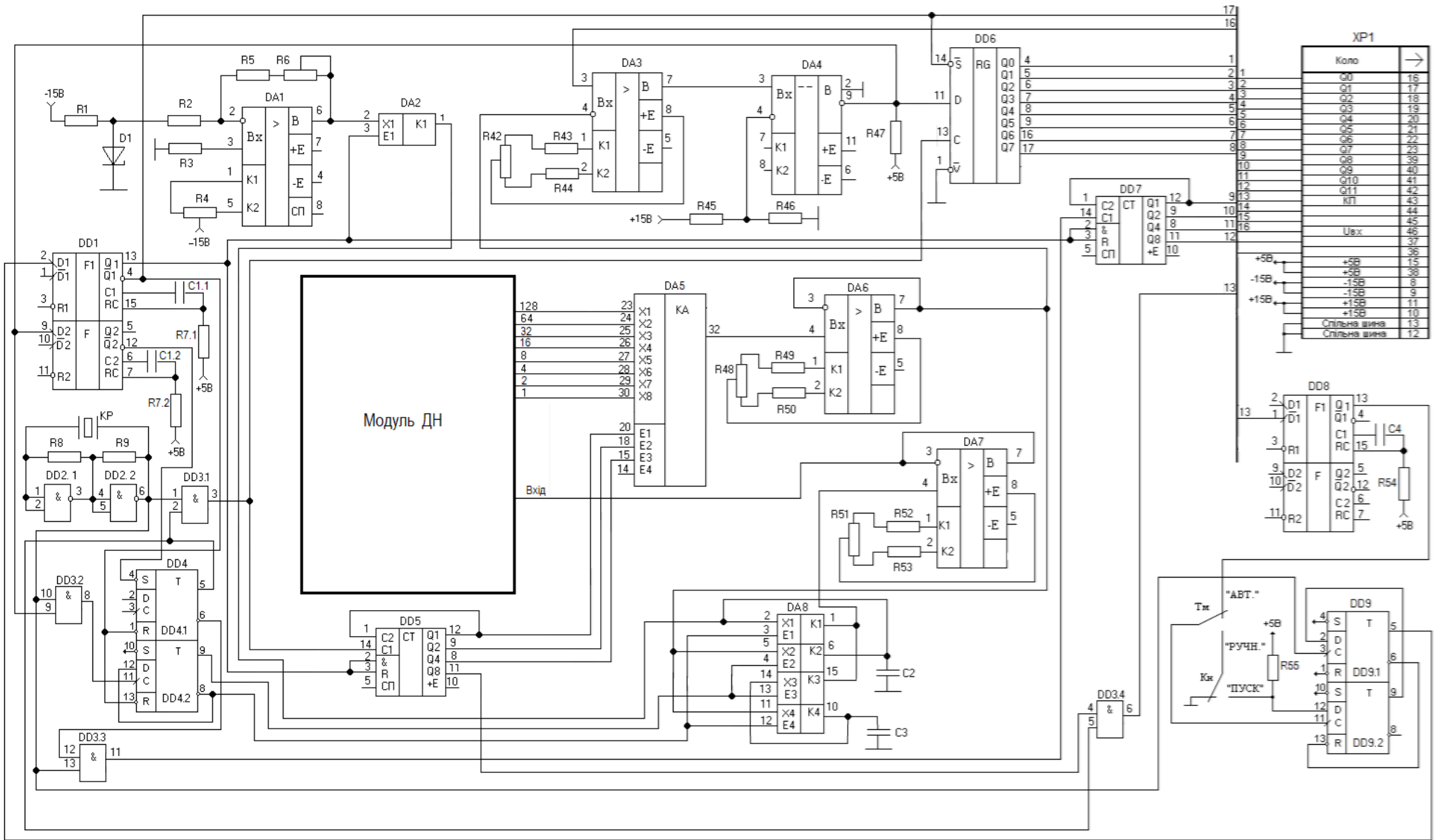


Рис.4.4. Принципова схема покращеного рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

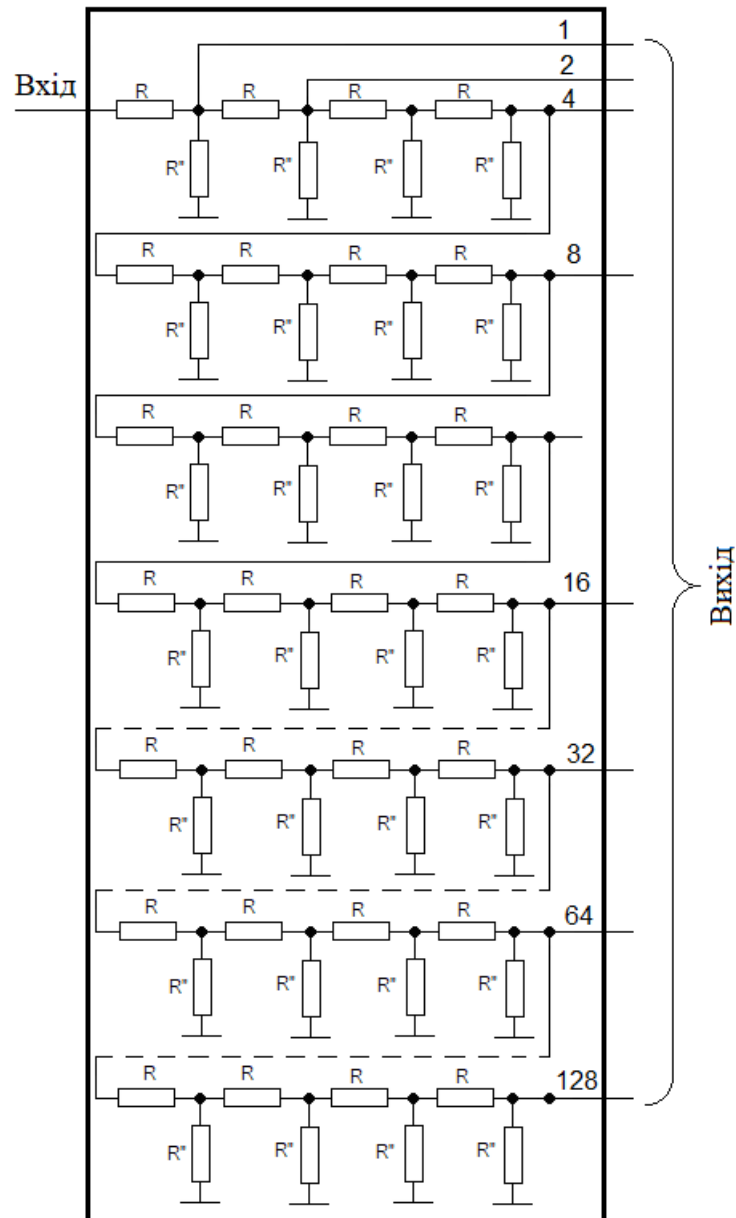


Рис.4.5. Модуль дільника напруги ДН покращеного рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

Результати перетворення рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму рис.4.4 і рис.4.2 теж повністю збігаються.

Отже, покращений рекурентний ЛАЦП зі змінною основою логарифма рис.4.4 при 8-розрядах забезпечує:

- 1) Точність 10-розрядного ЛАЦП за 9 тактів перетворення;
- 2) Точність 12-розрядного ЛАЦП за 33 такти перетворення.

4.4. Висновки до розділу 4

Проведене фізичне моделювання розроблених рекурентних ЛАЦП дозволяє стверджувати наступне.

1. Рекурентні ЛАЦП потребують меншу кількість еталонних величин порівняно з іншими ЛАЦП.
2. Рекурентні ЛАЦП зі змінною основою логарифму порівняно з рекурентними ЛАЦП зі сталою основою мають значно більшу швидкодію.
3. За рахунок збільшення кількості циклів перетворення у рекурентних ЛАЦП зі змінною основою логарифму можна отримати результат перетворення більшої точності, ніж власна розрядність ЛАЦП. Наприклад, у 8-ми розрядному рекурентному ЛАЦП досягається точність 10 двійкових розрядів за 9 тактів перетворення, а точність 12 – розрядів за 33 такти перетворення.

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

1. Вперше розроблено метод рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення зі сталою основою логарифму, в якому запропоновано формувати еталонні напруги за допомогою дільника опорної напруги, складеного з однакових Г-подібних ланок і додаткового резистора, що дає змогу значно спростити схемне рішення логарифмічних АЦП.
2. Отримав подальший розвиток метод рекурентного логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифма, в якому запропоновано формувати еталонні напруги за допомогою дільника опорної напруги, складеного з однакових Г-подібних ланок і додаткового резистора, а виходи дільника відповідно з'єднані з його вузлами, номери яких відповідають значенням показникової функції X^i ($i=0, 1, 2, 3, \dots, n$), причому зручною є основа $X=2$, що дає змогу отримати перетворення без регулювання масштабного перетворювача і значно спростити реалізацію логарифмічних АЦП.
3. Виявлено, що вплив неідеальності компонентів на процес перетворення в рекурентних ЛАЦП проявляється в основному через:
 - передачу напруги керуючої ключами конденсаторної комірки;
 - перенесення паразитного заряду затворів ключів;
 - струми витікання в конденсаторних комірках.
4. Вперше запропоновано математичні моделі похибок рекурентних ЛАЦП, що дозволяють аналітично оцінити точність рекурентних ЛАЦП на стадії їх проектування.
5. Похибки від перенесення паразитного заряду є додатними, а похибки від передачі керуючої напруги є від'ємні, внаслідок чого має місце їх часткова взаємна компенсація у результирующей похибці, яка стає додатною.

6. Інструментальна похибка рекурентних ЛАЦП практично дорівнює похибці від впливу струмів витікання, оскільки похибка від паразитних міжелектродних ємностей є набагато меншою останньої, і при вхідних напругах 0,001 – 10 В і $C1 = C2 = 10$ нФ:

- для 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 10- і 12-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,45$ і $1,37) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому (28 і 78) мкс (14 і 39 тактів перетворення);

- для 10-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 12- і 14-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,61$ і $1,44) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому (36 і 82) мкс (18 і 41 тактів перетворення);

- для 12-розрядного рекурентного ЛАЦП, що працює з 14- і 16-розрядною точністю вихідного коду, не перевищує відповідно $(0,76$ і $1,52) \cdot 10^{-3}\%$ при часі перетворення не більшому (44 і 86) мкс (22 і 43 тактів перетворення).

7. За рахунок збільшення кількості циклів перетворення у рекурентних ЛАЦП можна отримати результат перетворення більшої точності, ніж власна розрядність ЛАЦП. Збільшення точності вихідного коду рекурентних ЛАЦП на 2 - 4 розряди відносно його номінального значення (N_n) призводить до збільшення часу перетворення відповідно у 1,5 - 3 рази порівняно з часом перетворення класичних порозрядних ЛАЦП номінальною розрядністю N_n+2 і N_n+4 . Подальше збільшення точності рекурентних ЛАЦП, понад 4 розряди, недоцільне через суттєве збільшення часу перетворення.

8. Результируюча зведена похибка перетворення рекурентних ЛАЦП практично повністю визначається їх похибкою квантування. За цим показником логарифмічні АЦП поступають лінійним АЦП лише на початку діапазону перетворення (від 10 В до 1 В), а в подальшій частині діапазону ЛАЦП за точністю переважають лінійні АЦП, оскільки їх відносна похибка квантування зберігає сталі значення у всьому діапазоні вхідних сигналів, а відносна похибка лінійних АЦП зростає із зменшенням вхідних сигналів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Азаров О.Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі систем числення з ваговою надлишковістю. Монографія/ О.Д.Азаров.- Вінниця: ВНТУ, 2010.- 232 с.
2. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія/ О.Д.Азаров.- Вінниця: Універсум, 2004.- 260 с.
3. Азаров О.Д. Аналіз статичних похибок АЦП зі врівноваженням зарядів/ Азаров О.Д., Захарченко С.М.// Вісник ВПІ.- 1995.- №2.- с.5-12.
4. Антонів У.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду. Огляд. Частина 1/ Антонів У.С., Мичуда З.Р.// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2009, вип.639, с.37-43.
5. Антонів У.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду. Огляд. Частина 2/ Антонів У.С., Мичуда З.Р.// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2010, вип. 665, с. 3-11.
6. Антонів У.С. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках/ Антонів У.С.// Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”, 2010, вип. 23, с. 127-133.
7. Антонів У.С. Логарифмічний АЦП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв’язком/ Антонів У.С.// Proceedings of the 4TH International Conference of Young Scientists “Computer Science & Engineering 2010” (CSE-2010), Lviv, 2010, p.188-189.
8. Антонів У.С. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках/ Антонів У.С.// Матеріали 18-тої Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика-2011».- Львів, 2011, с.402-403.

9. А.с. 1037248 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.Б. Дудыкевич, Л.В.Мороз// Б.И.-1983.- №31.
- 10.А.с. 1146667 СССР. Цифровой логарифмический преобразователь времени/ П.Н.Чернявский, В.А.Завгородний, М.И.Шляпцу, А.Н.Гуржий, В.Г.Андрианов// Б.И.-1985.- №11.
- 11.А.с. 1160405 СССР. Цифровой логарифмический функциональный преобразователь/ В.П.Горбиль, А.Л.Демко, И.Н.Котляров, О.В.Кухар, В.В.Логунов// Б.И.-1985.- №21.
12. А.с. 1164774 СССР. Способ логарифмического преобразования напряжения в код и устройство для его осуществления/ Г.А.Капитанов// Б.И.-1985.- №24.
- 13.А.с. 1168977 СССР. Логарифмический цифро-аналоговый преобразователь/ И.В.Герасимов, Т.А.Арбузова, А.В.Хлуденев,// Б.И.-1985.- №27.
- 14.А.с. 1179328 СССР. Устройство для вычисления логарифма/ Н.С.Анишин, Л.Ф.Мелехин, А.А.Селецкий// Б.И.-1985.- №34.
- 15.А.с. 1193693 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.П.Дорошев, В.Е.Ямный, А.М.Белов, И.А.Левко// Б.И.-1985.- №43.
- 16.А.с. 1203519 СССР. Устройство для вычисления логарифмов/ Т.Н.Федоровская, А.В.Шонин, В.И.Горин// Б.И.-1986.- №1.
- 17.А.с. 1236511 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.Ф.Черепов// Б.И.-1986.- №21.
- 18.А.с. 1238113 СССР. Логарифмический преобразователь/ Р.В.Бегота, Б.И.Балыч// Б.И.-1986.- №22.
- 19.А.с. 1241237 СССР. Устройство для логарифмирования двоичных чисел/ И.Я.Миронов// Б.И.-1986.- №24.
- 20.А.с. 1247866 СССР. Устройство для вычисления логарифмов/ В.Г.Комиссаров// Б.И.-1986.- №28.
- 21.А.с. 1262490 СССР. Цифровое логарифмирующее устройство/ А.В.Гречухин, В.А.Грачев, В.В.Корольов, В.П.Семенов// Б.И.-1986.- №38.

- 22.А.с. 1277146 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ Г.М.Алиев, А.М.Шехиканов, Х.А.Исмаилов// Б.И.-1986.- №46.
- 23.А.с. 1290367 СССР. Логарифмический преобразователь и его варианты/ К.И.Заповодников, В.В.Самокиш// Б.И.-1987.- №6.
- 24.А.с. 1300506 СССР. Устройство для логарифмирования отношения сигналов/ Ю.А.Болванов, В.С.Шутин// Б.И.-1987.- №14.
- 25.А.с. 1324027 СССР. Устройство для воспроизведения логарифмической функции/ М.А.Гаврилюк, Т.Г.Галамай, В.В.Древняк, Л.В.Мороз// Б.И.-1987.- №26.
- 26.А.с. 1330640 СССР. Способ логарифмического аналого-цифрового преобразования/ О.А.Цыбульский// Б.И.-1987.- №30.
- 27.А.с. 1357954 СССР. Устройство для вычисления логарифмов/ С.С.Бруфман// Б.И.-1987.- №45.
- 28.А.с. 1363264 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.В.Самокиш и П.И.Тиссен// Б.И.-1987.- №48.
- 29.А.с. 1381498 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.Б.Дудыкевич, В.Н.Максимович// Б.И.-1988.- №10.
- 30.А.с. 1383346 СССР. Логарифмический преобразователь/ М.А.Гаврилюк, Т.Г.Галамай, В.В.Древняк, Л.В.Мороз // Б.И.-1988.- №11.
- 31.А.с. 1383404 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.В.Самокиш, К.П.Снегирев// Б.И.-1988.- №11.
- 32.А.с. 1387020 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ К.Е.Курейник, Г.Л.Брагин, Н.В.Наумов// Б.И.-1988.- №13.
- 33.А.с. 1388857 СССР. Устройство для логарифмирования/ В.Е.Золотовский, Р.В.Коробков// Б.И.-1988.- №14.
- 34.А.с. 1488848 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.И.Архипов// Б.И.-1989.- №22.
- 35.А.с. 1517045 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ И.А.Рубинштейн// Б.И.-1989.- №39.

36. А.с. 1640820 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ А.А.Валов, Л.М.Виткин// Б.И.-1991.- №13.
37. А.с. 1656563 СССР. Логарифмический АЦП/ А.Д.Самойленко// Б.И.-1991.- №22.
38. Алексенко А.Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем/ Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И.// М.: Радио и связь, 1985.- 304 с.
39. Белецки Я. Фортран 77: Пер. с польск./ Белецки Я.// М.: Высшая школа, 1991.- 207 с.
40. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров/ Марцинкявичус А.-Й.К. и др.; под ред. А.-Й.К. Марцинкявичуса, Э.-А.Багданскиса.- М.: Радио и связь, 1988.- 224 с.
41. Влах Г.І. Компенсаційний перетворювач напруга-струм/ Влах Г.І., Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування.- Л.: ДУЛП, 1996, вип.305, с. 53-56.
42. Высокпроизводительные преобразователи формы информации/ А.И.Кондалев, В.А.Багацкий, В.А.Романов, В.А.Фабричев.- К.: Наукова думка, 1987.- 280 с.
43. Гауси М. Активные фильтры с переключаемыми конденсаторами/ Гауси М., Лакер К.// М.: Радио и связь, 1986.- 168 с.
44. Гельман М.М. Дискретное преобразование и кодирование широкополосных сигналов/ Гельман М.М., Степанов Б.М., Филинов В.Н.// М.: Радио и связь, 1985.- 160 с.
45. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах/ Гутников В.С.// М-Л.: Энергоатомиздат, 1988.- 304 с.
46. Дудикевич В.Б. Число-імпульсні функціональні перетворювачі з імпульсними зворотними зв'язками/ Дудикевич В.Б., Максимович В.М., Мороз Л.В.// Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011.- 244 с.

- 47.ДСТУ 2681-94. Метрологія. Терміни та визначення. К.: Держстандарт України, 1994.- 67 с.
- 48.ДСТУ 2682-94. Метрологія. Метрологічне забезпечення. Основні положення. К.: Держстандарт України, 1994.- 16 с.
- 49.Дудикевич В.Б. Аналогові функціональні перетворювачі на основі перерозподілу заряду/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія». – Л.: Вища школа, 1996, вип.52, с. 78-82.
- 50.Дудикевич В.Б. Моделювання впливу паразитних ємностей у конденсаторних комірках функціональних перетворювачів з перерозподілом заряду/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 1998, вип.324, с. 25-31.
- 51.Дудикевич В.Б. Аналогові функціональні перетворювачі на основі перерозподілу заряду/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// Праці 2-ї Української конференції з автоматичного керування «Автоматика-95».- Львів: НВЦ ІТІС, 1995, т.4, с. 102-103.
- 52.Дудикевич В.Б. Аналоговий багатофункціональний перетворювач на основі перерозподілу заряду/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// НТК «Комп'ютерні технології друкарства: алгоритми, сигнали, системи».- ДРУКОТЕХН-96. Наукові праці.-Л.: Українська академія друкарства, 1996, с. 115.
- 53.Дудикевич В.Б. Моделювання фізичних процесів у функціональних перетворювачах на ємнісних комірках і оцінка їх точності/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// Міжнародна конференція «Моделювання та дослідження стійкості систем». Тези доповідей.- К.: ІВЦ Мінстату України, 1997, с. 41.
54. Єлісєєва Г.С., Мичуда З.Р., Журавель І.М., Мичуда Л.З. Рекурентні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі зі змінною основою // Збірник

- праць ІХ Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2021». - Черкаси-Херсон-Лазурне, вересень 20-24, 2021.- с. 73-75.
55. Єлісеєва Г.С., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з імпульсним зворотним зв'язком // ІСАСІТ'2019. Тези доповідей 5-ї міжнародної конференції з автоматичного управління та інформаційних технологій. – Л.: Видавництво НУЛП, 2019. - 1 електр. опт. диск (DVD), ISBN 978-966-941-360-4, с.21-22
56. Засоби вимірювання автоматичного зрівноважування/ За ред. П.М.Таланчука.- К.: Либідь, 1994.- 288 с.
57. Захарченко С.М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія/ Захарченко С.М., Азаров О.Д., Харьков О.М.- Вінниця: Універсум, 2005.- 235 с.
58. Захарченко С.М. Нові методи цифрового самокалібрування для АЦП з перерозподілом заряду/ Захарченко С.М., Біліченко Н.О., Азаров О.Д.// 36. Праць міжнародної науково-технічної конференції “Приборостроение-2000”.- Симеїз.- 2000.- с.233-237.
59. Захарченко С.М. Високоточні АЦП з перерозподілом заряду для систем контролю та керування/ Захарченко С.М., Біліченко Н.О.// Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.- 2000.- № 4.- с. 65-67.
60. Заявка №3903385 ФРГ. Аналогова схема логарифмування і потенціювання/ Wermuth Jurgen: ANT Nachrichtentechnik GmbH.- №39033856; заяв. 4.2.89; опуб. 16.8.90; НКІ G4G.
61. Жураковський Ю.П., Полторак В.П. Теорія інформації та кодування: Підручник/ Жураковський Ю.П., Полторак В.П.// К.: Вища школа, 2001.- 255с.
62. Католик Б.О. Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач/ Католик Б.О., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З.// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування.- Л.: НУЛП, 2002, вип. 445, с. 160-167.

63. Коломбет Е.А. Микроэлектронные средства обработки аналоговых сигналов.-М.: Радио и связь, 1991.-376 с.
64. Корн Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров)/ Корн Г., Корн Т.// М.: Наука, 1978.- 832 с.
65. Крутицкий А.Н. Один из методов автокоррекции нелинейности прецизионных АЦП/ Крутицкий А.Н., Чередниченко П.Ф.// Судостроит. пром-ть. Серия вычисл. техн.-1990.-№26.-С.42-48.
66. Матецька Л.А. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду/ Матецька Л.А., Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 2000, вип.389, с. 140-146.
67. Матецька Л.А. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовно включених конденсаторах/ Матецька Л.А., Мичуда З.Р.// Зб.наукових праць «Комп'ютерні технології друкарства».-Л.: Українська академія друкарства, 2000, №5, с. 36-43.
68. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с польск.-М.: Мир, 1992.- 416 с.
69. Мичуда З.Р., Куземко О.З. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з перерозподілом заряду/ Мичуда З.Р., Куземко О.З.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування.- Л.: ДУЛП, 1995, вип.292, с. 75-80.
70. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі – АЦП майбутнього/ Мичуда З.Р.// Львів: Простір, 2002.- 242 с.
71. Мичуда З.Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках. Моделювання впливу паразитних ємностей/ Мичуда З.Р.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія». – Л.: Вища школа, 2002, вип. 59, с. 81-87.
72. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП з проміжним перетворенням напруга-струм/ Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 1998, вип.324, с. 101-106.

73. Мичуда З.Р. Логарифмічний АЦП із ступінчато наростаючою розгорткою/ Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 1998, вип.324, с.106-110.
74. Мичуда З.Р. Порозрядний логарифмічний АЦП/ Мичуда З.Р.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 1998, вип.53, с. 114-118.
75. Мичуда З.Р. Інтегруючий логарифмічний АЦП/ Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 1998, вип.348, с. 17-23.
76. Мичуда З.Р. Аналоговий ключ/ Мичуда З.Р.// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: ДУЛП, 1998, вип.356, с.77-83.
77. Мичуда З.Р. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 1/ Мичуда З.Р.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 2000, вип.56, с.94-100.
78. Мичуда З.Р. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд. Частина 2/ Мичуда З.Р.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 2000, вип.57, с.14-25.
79. Мичуда З.Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на пасивних конденсаторних комірках/ Мичуда З.Р.// Міжвідомчий наук.-техн. зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 2001, вип. 58, с. 26-32.
80. Мичуда З.Р. Підвищення точності та швидкодії послідовних логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду/ Мичуда З.Р.// «Контроль і управління в технічних системах» (КУТС-97). Книга за матеріалами 4-ї міжнародної НТК, у 3-х томах.- Вінниця: Універсум-Вінниця, 1997, т.2, с. 131-136.
81. Мичуда З.Р. Новий напрямок розвитку логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів/ Мичуда З.Р.// НТК «Вимірювальна та обчислювальна

- техніка в технологічних процесах і конверсії виробництва».- Хмельницький, 1995, с. 145.
82. Мичуда З.Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С.// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація, Л.: НУЛП, 2008, вип.613, с.163-170.
83. З.Мичуда. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком/ З.Мичуда, Л.Мичуда, У.Антонів, А.Шиманський// Міжвідомчий зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 2010, вип. 71, с. 13-19.
84. Мичуда З.Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С.// Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2011, № 5, с. 164-166.
85. Мичуда З.Р. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С.// Тези IV МНТК “Датчики, прилади та системи – 2008”, Черкаси-Гурзуф, 2008, с. 86-88.
86. Мичуда З.Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С.// Тези X Міжнародної наукової конференції “Контроль і управління в складних системах (КУСС-2010)”, Вінниця, 2010, с. 151.
87. Мичуда З.Р. Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ Мичуда З.Р., Ільканич К.І., Мичуда Л.З.// Збірник наукових праць “Комп'ютерні технології друкарства”, 2004, № 12, с.220-224.
88. Мычуда З.Р. Способ определения логарифма: А.с.819948 СССР/ Мычуда З.Р., Дудыкевич В.Б.// 1982, Б.И. 29.

89. Мычуда З.Р., Дудыкевич В.Б. Нечепоренко В.И. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1157551 СССР/ Мычуда З.Р., Дудыкевич В.Б. Нечепоренко В.И.// 1985, Б.И. 19.
90. Мычуда З.Р. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1382253 СССР.- 1985 (публикации не подлежит).
91. Мычуда З.Р. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1425726 СССР/ Мычуда З.Р., Лукашевич В.П.// 1988, Б.И. 35.
92. Мычуда З.Р. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1429136 СССР/ Мычуда З.Р., Яворский Н.В.// 1988, Б.И. 37.
93. Мычуда З.Р. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь: А.с.1501097 СССР/ Мычуда З.Р., Яворский Н.В.// 1989, Б.И. 30.
94. Мычуда З.Р. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення: Патент 43364 Україна.- 2001, Бюл.№11.
95. Мычуда З.Р., Мычуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2017, вип. 880, с. 31-39.
96. Мычуда З.Р., Мычуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі. Основа логарифму// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2018, вип. 907, с. 19-27.
97. Мычуда З.Р., Мычуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Спрощення реалізації та підвищення точності рекурентних логарифмічних АЦП// Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”, Л.: УАД, 2021, № 1 (45), с. 33-43.
98. Мычуда З.Р., Мычуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Спрощення реалізації рекурентних логарифмічних АЦП // Матеріали Міжнародна НПК «Інформаційні технології та комп’ютерне моделювання ІТКМ-2022», Івано-Франківськ-Микуличин, 10-14 грудня, 2022.- с. 63-65.

99. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд // Матеріали XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика/Automatics-2018». – Львів, вересень 18-19, 2018.- с. 120-121.
100. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С., Юськів Б.О. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі із змінною основою логарифму. Вибір основи// Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2019, т.1, № 1, с. 7-18.
101. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Визначення параметрів рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів // Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2020, т.2, № 1, с. 9-18.
102. Мичуда Л.З. Аналогові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах: Автореф. дис...канд.техн. наук: 05.13.05/ Держ.ун-т “Львівська політехніка”.- Львів, 1999.- 19 с.
103. Наконечний А.Й. Цифрова обробка сигналів/ Наконечний А.Й.,Наконечний Р.А., Павлиш В.А.// Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010.- 368 с.
104. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы/ Орнатский П.П.// К.: Вища школа, 1986.- 504 с.
105. Основи метрології та електричні вимірювання. Навч.посібник/ М.М.Дорожовець, Р.М.Івах, В.П.Мотало і ін.; за ред. д-ра техн.наук Б.І.Стадника.- Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011.- 372 с.
106. Патент №7126509 США. Мікропотужна логарифмічна аналого-цифрова система та метод компенсації зміщення і температури/ J.Sit, R Sarpeshkar.- 2006.
107. Патент №4190825 США. Логарифмический АЦП.- 1980.
108. Патент №4975700 США. Analog-to-digital converter with non-linear error correction/ Tan Khen-Sang.- 1990.

109. Патент 80691 Україна. Паралельний аналого-цифровий перетворювач// Мичуда З.Р., Куземко О.З., Коструба О.Р., 2007, Бюл. №17.
110. А.Дж. Пейтон, В. Волш. Аналоговая электроника на операционных усилителях.- М.: БИНОМ, 1994.- 352 с.
111. Поліщук Є.С. Метрологія та вимірювальна техніка/ Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін.// Л.: Бескид Біт, 2003.- 544 с.
112. Поліщук Є.С. Методи та засоби вимірювань неелектричних величин/ Поліщук Є.С.// Л.: НУ"ЛП", 2000.- 360 с.
113. Преобразователи формы информации с обработкой данных/ Под общей ред. д.т.н. А.И.Кондалева.- К.: Наукова думка, 1992.- 264 с.
114. Таланчук П.М. Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних і керуючих системах/ Таланчук П.М. та ін.// К.: Райдуга, 1994.- 672 с.
115. Дж.Уитсон. 500 практических схем на интегральных схемах. М.: Мир, 1992.
116. Федорков Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение/ Федорков Б.Г., Телец В.А.// М.: Энергоатомиздат, 1990.- 320 с.
117. Щербаков В.И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник/ Щербаков В.И., Грездов Г.И.// К.: Техніка, 1983.- 213 с.
118. Яцук В.О. Методи підвищення точності вимірювань. Підручник/ Яцук В.О., Малачівський П.С.// Львів: Видавництво «Бескид-біт», 2008.- 368 с.
119. 13. A. Thanachayanont. A 1-V, 330-nW, 6-Bit Current-Mode Logarithmic Cyclic ADC for ISFET-Based pH Digital Readout System. Circuits Syst Signal Process DOI 10.1007/s00034-014-9908-0. 1 October 2014 © Springer Science+Business Media New York 2014.
120. Brian Watson, Patent No. US007345604B2, "Analog to Digital Conversion Using Recurrent Neural Networks", 2008.
121. C.C.Lefas. A serial charge redistribution logarithmic A/D converter/ C.C.Lefas// Int. Journal of Circuit Theory and Applications, Vol.17, 1989, pp.47-54.

122. Cichocki A. Switched-capacitor transducers with digital or duty-cycle output based on pulse-width modulation technique/ Cichocki A., Unbehauer R.// *Int.J.Electron.*- 1991.- 71, №2.- p. 265-278.
123. Greanger D.C. A switched-capacitor signal processing circuit for capacitive microsensors/ Greanger D.C., Heald A.B., Marlow B.K., Moore M.B.// *Nat.Conf.Publ./ Inst. Eng., Austral.*- 1991.- 91/-p.21-24.
124. H. Suzunaga Patent No. US20080054163A1, “Logarithmic-compression analog-digital conversion circuit and semiconductor photosensor device”.
125. Jean-Paul Andreotti. Les convertisseurs logarithmiques pour les signaux a large plage de variations/ Jean-Paul Andreotti// *Electronique Industrielle. Paris.*-1985, №96, November, pp.65-72.
126. J. Gorisse, F. A. Cathelin, A. Kaiser, E. Kerherve Patent No. EP2360838A1, “Method for logarithmic analog-to-digital conversion of an analog input signal and corresponding apparatus”.
127. J.H. Moon, D. Y. Kim, M. K. Song, Patent No. KR20110064514A, “Logarithmic Single-Slope Analog Digital Convertor, Image Sensor Device and Thermometer Using the Same, And Method for Logarithmic Single-Slope Analog Digital Converting”
128. Jongwoo Lee. A 2.5 mW 80 dB DR 36 dB SNDR 22 MS/s Logarithmic Pipeline ADC/ Jongwoo Lee, Joshua Kang, Sunghyun Park, Jae-sun Seo, Jens Anders, Jorge Guilherme, Michael P. Flynn// *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, vol.44, 2009, nr.10, pp.2755-2765.
129. Jongwoo Lee. A 64 Channel Programmable Closed-Loop Neurostimulator with 8 Channel Neural Amplifier and Logarithmic ADC/ Jongwoo Lee, Member, Hyo-Gyuem Rhew, Daryl R. Kipke and Michael P. Flynn// *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, VOL. 45, NO. 9, SEPTEMBER 2010, 1935-1945.
130. Jongwoo Lee. A Closed-Loop deep brain stimulation device with a logarithmic pipeline ADC// A dissertation for the degree of PhD in the University of Michigan, 2008.

131. J. Sit. A Micropower Logarithmic A/D With Offset and Temperature Compensation/ J. Sit and R. Sarpeshkar// IEEE J. Solid-State Circuits, vol.39, 2004, nr. 2, pp.308-319
132. Jorge Guilherme. New CMOS Logarithmic A/D Converters Employing Pipeline and Algorithmic Architectures/ Jorge Guilherme, Jose Franca// IEEE, 1995, nr.2/95, pp. 529-532.
133. Jorge Guilherme. A CMOS Logarithmic Pipeline A/D Converter with a Dynamic Range of 80 dB/ Jorge Guilherme, J. Vital, Jose Franca// IEEE, 2002, nr.3/02, pp.193-196.
134. F Francesconi, F Maloberti. A low power logarithmic A/D converter// IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1996, ISCAS'96, Publication date 1996/5/12, Volume 1, Pages 473-476.
135. Mychuda Z.R. A Charge Redistribution Logarithmic Analog-To-Digital Converters Modelling/ Mychuda Z.R., Piskozub A.Z.// PROCEEDINGS of Intenational Workshop on ADC Modelling. IMEKO TC-4.- Smolenice Castle, Slovak Republic, 1996, pp. 113-118.
136. M. Santos et al., Logarithmic Voltage-to-Time Converter for Analog-to-Digital Signal Conversion, Lecture Notes in Electrical Engineering, Springer Nature Switzerland AG 2019, https://doi.org/10.1007/978-3-030-15978-8_3 .
137. M. Santosa, N. Horta, J. Guilherme, “A survey on nonlinear analog-to-digital converters”, Integration, the VLSI Journal, Vol. 47, Issue 1, pp. 12–22, January 2014.
138. Roberto Lojaco , Arianna Mencattini, Marcello Salmeri , Silvia Sangiovanni Full Flash Logarithmic Adc Architecture XVIII IMEKO WORLD CONGRESS Metrology for a Sustainable DevelopmentSeptember, 17 – 22, 2006, Rio de Janeiro, Brazil.
139. R. Offen Patent No. DE102008007207A1 “Logarithmierender Analog-Digital Wandler”.

140. Rudy Van de Plassche, Integrated Analog-to-Digital and Digital-to-Analog Converters/ Chapter 7 - Jorge Guilherme and Joao Vital. Logarithmic Analogue-to-Digital Converters, Kluwer, 1994, pp. 7-1 – 7-35.
141. Sandhya Purighalla. 84-dB Range Logarithmic Digital-to-Analog Converter in CMOS 0.18- μm Technology/ Sandhya Purighalla, Brent Maundy// IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS, vol.58, 2011, nr.5, pp.279-283.
142. Silar Sirimasakul, Apinunt Thanachayanont. A logarithmic level-crossing ADC. 2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON). 978-1-5386-0449-6/17/\$31.00 (c) 2017 IEEE, 576-579.
143. S. Sirimasakul. Low-Power Current-Mode Logarithmic Pipeline Analog-to-Digital Converter for ISFET based pH Sensor/ S. Sirimasakul, A. Thanachayanont, W. Jeamsaksiri// IEEE ISCIT, 2009, nr.6/09, pp.1340-1343.
144. Szcześniak A. Analiza przetwarzania sygnałów logarytmicznego przetwornika analogowo - cyfrowego z sukcesywną aproksymacją. Kielce University of Technology: Kielce, Poland, 2019. ISBN: 978-83-65719-48-5.
145. Uliana Antoniv. Logarytmiczne przetworniki analogowo-cyfrowe z nagromadzeniem ładunku i impulsowym sprzężeniem zwrotnym/ Uliana Antoniv, Lesia Myczuda, Zynowij Myczuda, Adam Szcześniak// PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 89 nr.6/2013, str. 277 – 281.
146. Zynoviy Mychuda, Hanna Yelisieieva, Zbigniew Szcześniak. features of implementation of recurrent logarithmic ADCs // «Міжвідомчий науково-технічний збірник «Вимірювальна техніка та метрологія» / «Measuring Equipment and Metrology», 2022, Volume 83, no.4, pp. 5 – 10. <https://doi.org/10.23939/istcmtm2022.04.005>
147. Zynoviy Mychuda, Igor Zhuravel, Lesia Mychuda, Adam Szcześniak, Zbigniew Szcześniak, Hanna Yelisieieva. Mathematical modelling of the influence of parasitic

- capacitances of the components of the logarithmic analogue-to-digital converter (LADC) with a successive approximation on switched capacitors for increasing accuracy of conversion // *Electronics* 2022, 11, 1485. (**Scopus - Q3**) <https://doi.org/10.3390/electronics11091485> (16 p.)
148. Zynoviy Mychuda, Lesia Mychuda, Uliana Antoniv, Adam Szczesniak. „Logarithmic ADC with accumulation of charge and impulse feedback – construction, principle of operation and dynamic properties”, *International Journal of Electronics and Telecommunications*, Vol. 67, No 4 (2021), pp. 699-704. DOI:0.24425/ijet.2021.137865.
149. Zynoviy Mychuda, Lesia Mychuda, Uliana Antoniv, Adam Szczesniak. „Logarithmic ADC with accumulation of charge and impulse feedback – analysis and modeling”, *International Journal of Electronics and Telecommunications*, Vol. 67, No 4 (2021), pp. 705-710. DOI:0.24425/ijet.2021.137866.
150. Zynowij Myczuda, Adam Szcześniak. „Analiza logarytmicznego analogowo-cyfrowego przetwornika z sukcesywną aproksymacją z uwzględnieniem pasożytniczych pojemności”, *Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, 2017, T.7, nr.2, str. 110-114.
151. Z. Myczuda, A. Szcześniak, “A method of charge accumulation in the logarithmic analog-to-digital converter with a successive approximation”, *Electrical Review*, 86 (2010), No.10, pp. 336-340.
152. Z. Myczuda, A. Szcześniak, „Analiza prądów upływu logarytmicznego przetwornika analogowo-cyfrowego z sukcesywną aproksymacją”, *Electrical Review*, 88 (2012), No. 5a, pp. 247-250.
153. Z. Myczuda, Ł. Myczuda, U. Antoniw U., A. Szczesniak, Patent No 227862 Polska, „Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy”, 2018, WUP 01/18.
154. Z. Myczuda, Patent No. 232384 Polska, „Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy”, 2019, WUP 06/19.

ДОДАТОК 1. СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Статті у періодичних виданнях України, які входять до переліку фахових:

- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Спрощення реалізації та підвищення точності рекурентних логарифмічних АЦП // Комп'ютерні технології друкарства. 2021. № 1 (45). С. 33–43.
- Mychuda Z., Yelisieieva H. Features of implementation of recurrent logarithmic ADCs // Вимірювальна техніка та метрологія : міжвідомчий науково-технічний збірник. 2022. Вип. 83, № 4. С. 5–10.
- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі. Основа логарифма // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Автоматика, вимірювання та керування". 2019. № 907. С. 19–27.
- Мичуда З. Р., Мичуда Л. З., Єлісеєва Г. С. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Серія "Автоматика, вимірювання та керування". 2017. № 880. С. 31–40.

Статті у наукових періодичних виданнях інших держав, які входять до міжнародних наукометричних баз:

- Mathematical modelling of the influence of parasitic capacitances of the components of the logarithmic analogue-to-digital converter (LADC) with a successive approximation on switched capacitors for increasing accuracy of conversion / Z. Mychuda, L. Mychuda, I. Zhuravel, Z. Szcześniak, A. Szcześniak, H. Yelisieieva // Electronics (Switzerland). 2022. Vol. 11, iss. 9. P. 1485-1–1485-16.

Матеріали міжнародних наукових та науково-практичних конференцій:

- Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд / Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. // Матеріали XXV Міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика/Automatics-2018». – Львів, вересень 18-19, 2018.- с. 120-121.
- Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з імпульсним зворотним зв'язком / Єлісеєва Г.С., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. // *ICACIT'2019*. Тези доповідей 5-ї міжнародної конференції з автоматичного управління та інформаційних технологій. – Л.: Видавництво НУЛП, 2019. - 1 електр. опт. диск (DVD), ISBN 978-966-941-360-4, с.21-22.
- Рекурентні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі зі змінною основою / Єлісеєва Г.С., Мичуда З.Р., Журавель І.М., Мичуда Л.З. // Збірник праць IX Міжнародної науково-технічної конференції «Датчики, прилади та системи – 2021».- Черкаси-Херсон-Лазурне, вересень 20-24, 2021.- с. 73-75.
- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Спрощення реалізації рекурентних логарифмічних АЦП // Матеріали Міжнародна НПК «Інформаційні технології та комп'ютерне моделювання ІТКМ-2022», Івано-Франківськ-Микуличин, 10-14 грудня 2022 р.

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С., Юськів Б.О. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі із змінною основою логарифму. Вибір основи// Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2019, т.1, № 1, с. 7-18.
- Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г.С. Визначення параметрів рекурентних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів // Науковий журнал - Automation, Measuring and Management / Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2020, т.2, № 1, с. 9-18.

ДОДАТОК 2. ПРОГРАМА АНАЛІЗУ ПОХИБОК РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦІ НА 10, 12 І 16 РОЗРЯДІВ ВІД ВПЛИВУ ПАРАЗИТНИХ МІЖЕЛЕКТРОДНИХ ЕМНОСТЕЙ КОМПОНЕНТІВ

На початку роботи в команднім вікні прописати
format long
щоб рахувало і ПОКАЗУВАЛО БІЛЬШЕ 4символів після коми

```
clear, clc;
n=16;
Nnom=2^n;
%n=16;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-9;
C2=10e-9;

Cp=1e-12;
Cp2=2e-12;
Cp4=4e-12;

Cin=4e-12;

beta1=2*Cp/(C2+Cin+9.5*Cp);
beta12=2*Cp2/(C2+Cin+9.5*Cp2);
beta14=2*Cp4/(C2+Cin+9.5*Cp4);

k2=2*Cp/(C2+4.5*Cp);
k22=2*Cp2/(C2+4.5*Cp2);
k24=2*Cp4/(C2+4.5*Cp4);

beta2=2*Cp/(C2+Cin+6.5*Cp);
beta22=2*Cp2/(C2+Cin+6.5*Cp2);
beta24=2*Cp4/(C2+Cin+6.5*Cp4);

k1=2*Cp/(C1+9.5*Cp);
k12=2*Cp2/(C1+9.5*Cp2);
k14=2*Cp4/(C1+9.5*Cp4);

Nid0=0.0000000;
Ai=1;
dob=1;
dob1=1;
dob2=1;
dob3=1;
dob4=1;
sum1=0;
sum2=0;
sum3=0;
sum4=0;
%for i=1:1:n

%   alfai=a^(2*n-i);
```

```

% Un=Ur*alfai^(Ai*2^(n-i));
% if (Uin>Un)Ai=1;
% else Ai=0 ;
% end

% Nid=Nid0+Ai*2^(n-i);
% Nid0=Nid;
%end
% Niidd=1/log(a)*(log(Uin/Ur));
%plot (i,Un,'*r');hold on;grid;
% plot(i, Nid,'*g'); hold on;grid;
%plot (i,Niidd, '*b'); hold on;grid;
% disp(['i=',num2str(i),' Un=',num2str(Un),' Nid=',num2str(Nid),'
Niidd=',num2str(Niidd),' alfai=',num2str(alfai),]);

%end

for i0=1:1:n
    alfai0=a^(2*n-i0);
    dob=dob*alfai0 ;
    % disp(['i0=',num2str(i0),' dob=',num2str(dob)]);
end

for k=1:1:(n-1)/2
    for i1=2*k:1:n
        alfai1=a^(2*n-i1);
        dob1=dob1*alfai1;
        end
        sum1=sum1+dob1;
        % disp(['i1=',num2str(i1),' dob1=',num2str(dob1)]);

end
for k=1:1:(n-1)/2
    for i2=2*k+1:1:n-1
        alfai2=a^(2*n-i2);
        dob2=dob2*alfai2;
        end
        sum2=sum2+dob2;
        % disp(['i2=',num2str(i2),' dob2=',num2str(dob2)]);
end
for k=1:1:n/2-1
    for i3=2*k:1:n-1
        alfai3=a^(2*n-i3);
        dob3=dob3*alfai3;
        end
        sum3=sum3+dob3;
        % disp(['i3=',num2str(i3),' dob3=',num2str(dob3)]);
end
for k=1:1:n/2-1
    for i4=2*k+1:1:n
        alfai4=a^(2*n-i4);
        dob4=dob4*alfai4;
        end
        sum4=sum4+dob4;
        % disp(['i4=',num2str(i4),' dob4=',num2str(dob4)]);
end
for ii=1:1:n

```



```

    if(ii>1) k0=1;
    else k0=0;
    end
    S1=(1-(-1)^ii)/2;
    S2=(1-(-1)^(ii-1))/2;
    alfaii=a^(2*n-ii);
    % Uizag=Ur*dob+S1*Uc*((k2-beta2)*(1+sum1)+k0*alfaii*(k1-
    beta1)*(1+sum2))+S2*Uc*(alfaii*(k2-beta2)*(1+sum3)+(k1-beta1)*(1+sum4));

    deltaUmszag=S1*Uc*((k2-beta2)*(1+sum1)+k0*alfaii*(k1-
    beta1)*(1+sum2))+S2*Uc*(alfaii*(k2-beta2)*(1+sum3)+(k1-beta1)*(1+sum4));

    deltaUmszag2=S1*Uc*((k22-beta22)*(1+sum1)+k0*alfaii*(k12-
    beta12)*(1+sum2))+S2*Uc*(alfaii*(k22-beta22)*(1+sum3)+(k12-beta12)*(1+sum4));

    deltaUmszag4=S1*Uc*((k24-beta24)*(1+sum1)+k0*alfaii*(k14-
    beta14)*(1+sum2))+S2*Uc*(alfaii*(k24-beta24)*(1+sum3)+(k14-beta14)*(1+sum4));

    plot(ii,deltaUmszag, '*b',ii,deltaUmszag2, 'og',ii,deltaUmszag4, 'sr');
    hold on;
    xlabel('step of conversion');ylabel('summative absolute error from influence of
    parasitic capacitances, mV ');hold on;
    grid;

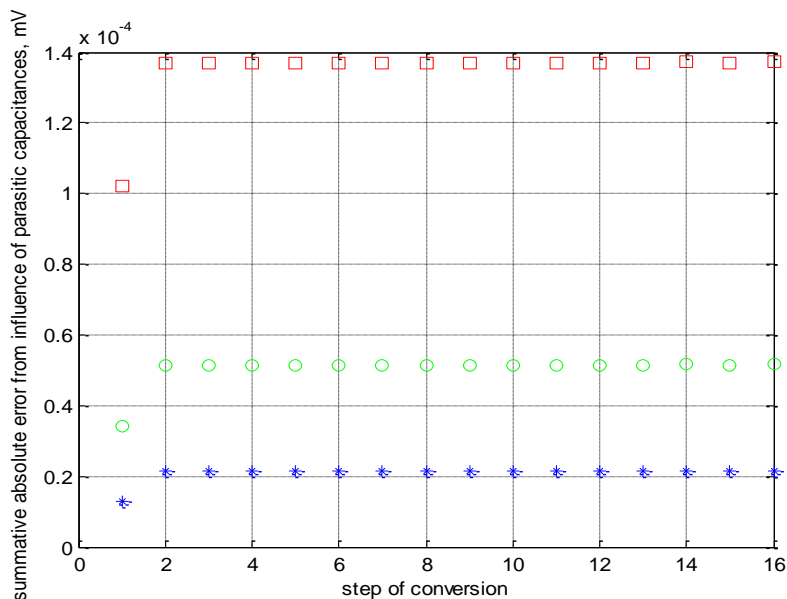
    disp(['ii=',num2str(ii),' deltaUmszag=',num2str(deltaUmszag),'
    deltaUmszag2=',num2str(deltaUmszag2),' deltaUmszag4=',num2str(deltaUmszag4),'
    alfaii=',num2str(alfaii),]);
end
grid;

```

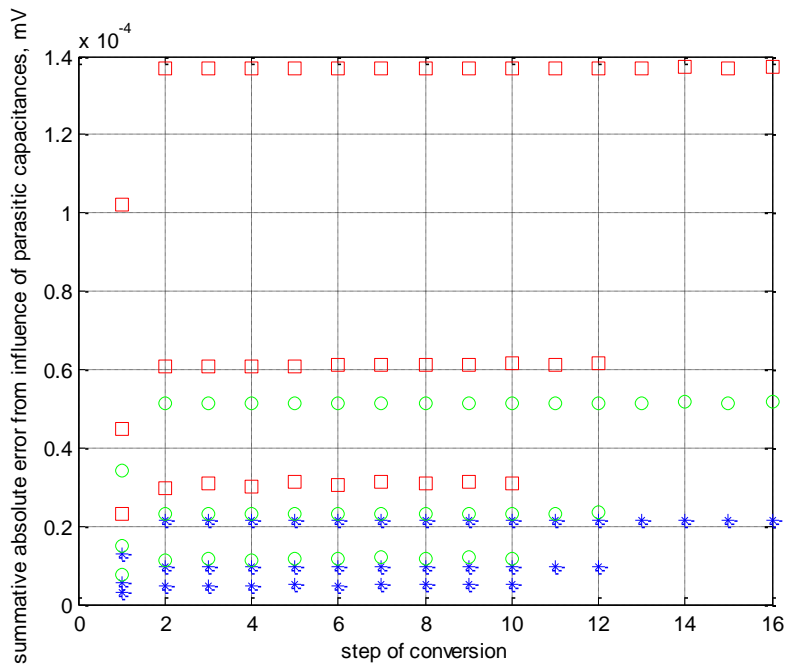
**Результати розрахунку похибок рекурентних ЛАЦП на 10, 12 і 16 розрядів
від впливу паразитних міжелектродних ємностей компонентів**

ii=1 deltaUmszag=1.2821e-05 deltaUmszag2=3.4152e-05
deltaUmszag4=0.00010223 alfaii=0.99565
ii=2 deltaUmszag=2.1511e-05 deltaUmszag2=5.1527e-05
deltaUmszag4=0.00013697 alfaii=0.99579
ii=3 deltaUmszag=2.1498e-05 deltaUmszag2=5.1474e-05
deltaUmszag4=0.00013674 alfaii=0.99593
ii=4 deltaUmszag=2.1514e-05 deltaUmszag2=5.1537e-05
deltaUmszag4=0.00013699 alfaii=0.99607
ii=5 deltaUmszag=2.1501e-05 deltaUmszag2=5.1479e-05
deltaUmszag4=0.00013675 alfaii=0.99621
ii=6 deltaUmszag=2.1518e-05 deltaUmszag2=5.1547e-05
deltaUmszag4=0.00013702 alfaii=0.99635
ii=7 deltaUmszag=2.1503e-05 deltaUmszag2=5.1484e-05
deltaUmszag4=0.00013676 alfaii=0.99649
ii=8 deltaUmszag=2.1522e-05 deltaUmszag2=5.1556e-05
deltaUmszag4=0.00013705 alfaii=0.99663
ii=9 deltaUmszag=2.1506e-05 deltaUmszag2=5.1488e-05
deltaUmszag4=0.00013677 alfaii=0.99677
ii=10 deltaUmszag=2.1525e-05 deltaUmszag2=5.1566e-05
deltaUmszag4=0.00013708 alfaii=0.99691
ii=11 deltaUmszag=2.1508e-05 deltaUmszag2=5.1493e-05
deltaUmszag4=0.00013678 alfaii=0.99705
ii=12 deltaUmszag=2.1529e-05 deltaUmszag2=5.1576e-05
deltaUmszag4=0.00013711 alfaii=0.99719
ii=13 deltaUmszag=2.1511e-05 deltaUmszag2=5.1498e-05
deltaUmszag4=0.00013679 alfaii=0.99733
ii=14 deltaUmszag=2.1533e-05 deltaUmszag2=5.1585e-05
deltaUmszag4=0.00013714 alfaii=0.99747
ii=15 deltaUmszag=2.1513e-05 deltaUmszag2=5.1503e-05
deltaUmszag4=0.0001368 alfaii=0.99761
ii=16 deltaUmszag=2.1536e-05 deltaUmszag2=5.1595e-05
deltaUmszag4=0.00013717 alfaii=0.99775

**Графік похибок для 16 розрядів ЛАЦП і вхідної напруги 0,001В і паразитних ємностей 1(синій), 2(зелений) і 4пФ(червоний)
C1=C2=10 нФ**



**Зведений графік похибок для 16, 12, 10 розрядів і вхідної напруги 0,001В і паразитних ємностей 1(синій), 2(зелений) і 4пФ(червоний)
C1=C2=10 нФ**



ДОДАТОК 3. ПРОГРАМА АНАЛІЗУ ПОХИБОК ВІД ВПЛИВУ СТРУМІВ ВИТІКАННЯ РЕКУРЕНТНИХ ЛАЦП

На початку роботи в команднім вікні прописати
format long
щоб рахувало і ПОКАЗУВАЛО БІЛЬШЕ 4символів після коми

Приклад 1: 8-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 10-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (старші розряди)

```
clear,clc;
n=10;
Nnom=2^n;
%n=10;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^7);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:n
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;
```

```

If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

plot (i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
grid;

disp(['i=',num2str(i),' deltaUilk=',num2str(deltaUilk),'
alfai=',num2str(alfai),' a=',num2str(a),' Ui=',num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП, що має 10-розрядну точність вихідного коду

$C1=C2=10 \text{ nF}$

$i=1 \text{ } \Delta U_{ilk}=-3.9212e-07 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=3.1623$
 $i=2 \text{ } \Delta U_{ilk}=6.232e-06 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=1$
 $i=3 \text{ } \Delta U_{ilk}=-1.1764e-07 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.31623$
 $i=4 \text{ } \Delta U_{ilk}=1.4926e-05 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.1$
 $i=5 \text{ } \Delta U_{ilk}=-1.9606e-08 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.031623$
 $i=6 \text{ } \Delta U_{ilk}=2.2759e-05 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.01$
 $i=7 \text{ } \Delta U_{ilk}=-2.7449e-09 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.0031623$
 $i=8 \text{ } \Delta U_{ilk}=3.0395e-05 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.001$
 $i=9 \text{ } \Delta U_{ilk}=-3.5291e-10 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.00031623$
 $i=10 \text{ } \Delta U_{ilk}=3.7999e-05 \text{ } \alpha_{fai}=0.31623 \text{ } a=0.99105 \text{ } U_i=0.0001$

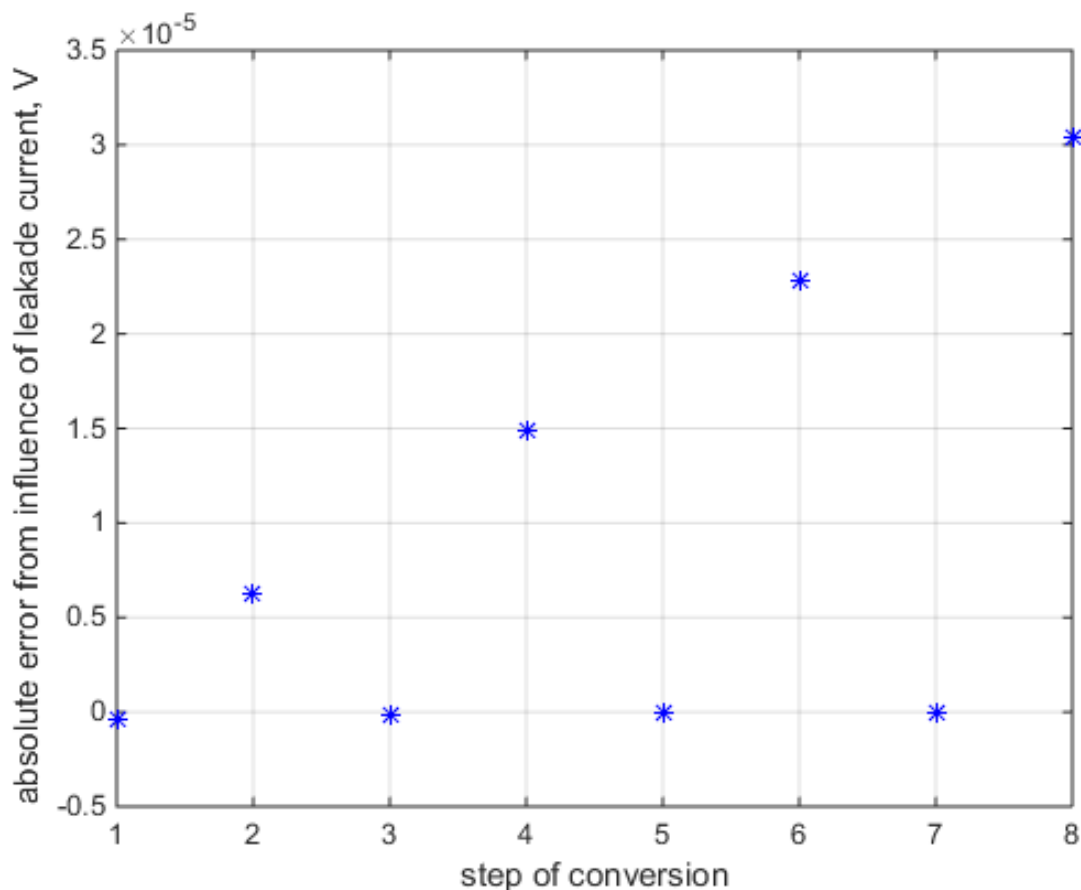


Рис. Д3.1. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 10-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

8-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 10-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear,clc;
n=10;
Nnom=2^n;
%n=10;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0031623;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:7
    alfai=a^(2^(7-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk,'*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakage
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=',num2str(i),' deltaUilk=',num2str(deltaUilk),'
alfai=',num2str(alfai),' a=',num2str(a),' Ui=',num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10$ nF

i=1	$\Delta U_{ilk}=-2.2051e-10$	$\alpha_{fai}=0.56234$	$a=0.99105$	$U_i=0.0017783$
i=2	$\Delta U_{ilk}=7.5982e-06$	$\alpha_{fai}=0.74989$	$a=0.99105$	$U_i=0.0013335$
i=3	$\Delta U_{ilk}=-4.2958e-10$	$\alpha_{fai}=0.86596$	$a=0.99105$	$U_i=0.0011548$
i=4	$\Delta U_{ilk}=1.5197e-05$	$\alpha_{fai}=0.93057$	$a=0.99105$	$U_i=0.0010746$
i=5	$\Delta U_{ilk}=-6.4272e-10$	$\alpha_{fai}=0.96466$	$a=0.99105$	$U_i=0.0010366$
i=6	$\Delta U_{ilk}=2.2796e-05$	$\alpha_{fai}=0.98217$	$a=0.99105$	$U_i=0.0010182$
i=7	$\Delta U_{ilk}=-8.7585e-10$	$\alpha_{fai}=0.99105$	$a=0.99105$	$U_i=0.001009$

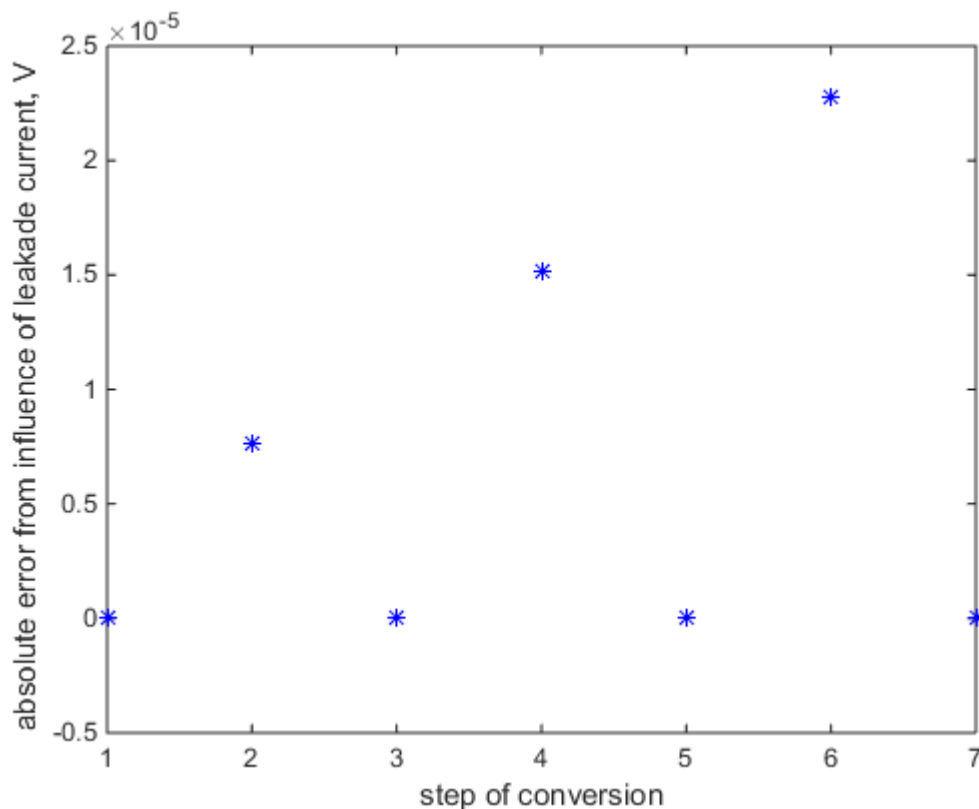


Рис. Д3.2. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 10-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

Приклад 2: 8-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 12-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (старші розряди)

```

clear, clc;
n=12;
Nnom=2^n;
%n=12;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^7);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:n+20
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
    xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), ' deltaUilk=', num2str(deltaUilk), '
alfai=', num2str(alfai), ' a=', num2str(a), ' Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

C1=C2=10 nF

i=1	deltaUilk=-9.2987e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=7.4989
i=2	deltaUilk=-9.2829e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=5.6234
i=3	deltaUilk=-1.5687e-06	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=4.217
i=4	deltaUilk=6.548e-06	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=3.1623
i=5	deltaUilk=-1.4703e-06	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=2.3714
i=6	deltaUilk=1.5502e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=1.7783
i=7	deltaUilk=-1.1575e-06	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=1.3335
i=8	deltaUilk=2.4928e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=1
i=9	deltaUilk=-8.3688e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.74989
i=10	deltaUilk=3.4154e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.56234
i=11	deltaUilk=-5.7519e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.4217
i=12	deltaUilk=4.3004e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.31623
i=13	deltaUilk=-3.8227e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.23714
i=14	deltaUilk=5.1497e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.17783
i=15	deltaUilk=-2.4803e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.13335
i=16	deltaUilk=5.9706e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.1
i=17	deltaUilk=-1.5808e-07	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.074989
i=18	deltaUilk=6.7708e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.056234
i=19	deltaUilk=-9.9352e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.04217
i=20	deltaUilk=7.5567e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.031623
i=21	deltaUilk=-6.1751e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.023714
i=22	deltaUilk=8.3332e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.017783
i=23	deltaUilk=-3.8032e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.013335
i=24	deltaUilk=9.1036e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.01
i=25	deltaUilk=-2.3247e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0074989
i=26	deltaUilk=9.87e-05	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0056234
i=27	deltaUilk=-1.4118e-08	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.004217
i=28	deltaUilk=0.00010634	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0031623
i=29	deltaUilk=-8.5275e-09	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0023714
i=30	deltaUilk=0.00011396	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0017783
i=31	deltaUilk=-5.1261e-09	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0013335
i=32	deltaUilk=0.00012158	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.001

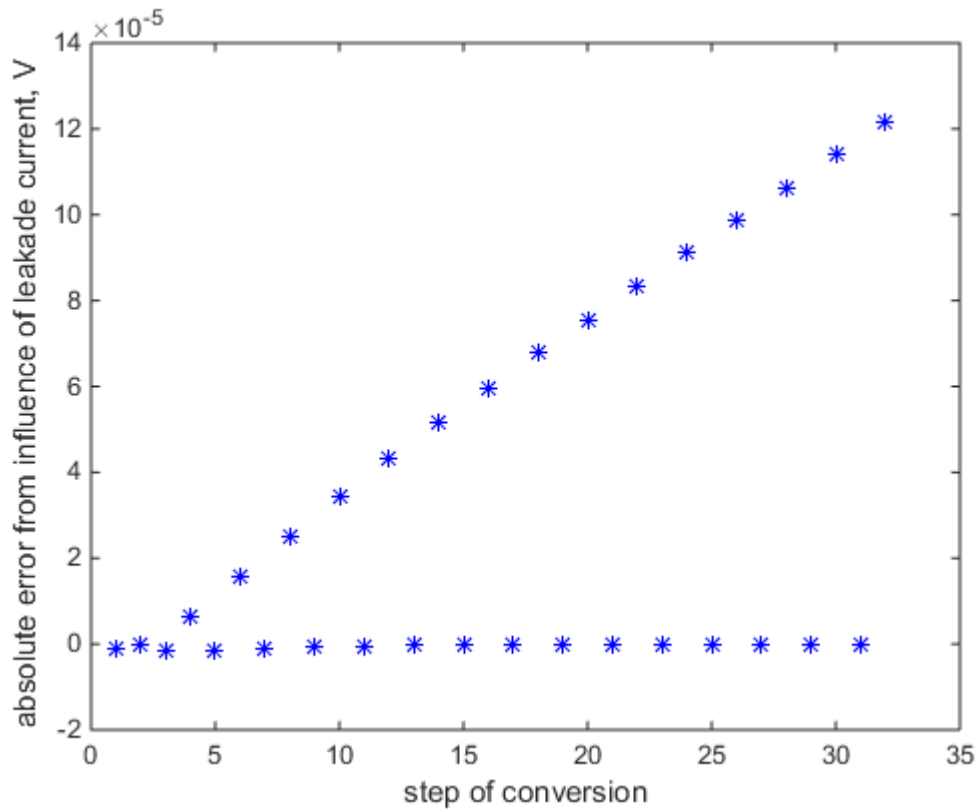


Рис. Д3.3. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

8-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 12-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear, clc;
n=12;
Nnom=2^n;
%n=12;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0013335;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:7
    alfai=a^(2^(7-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), '   deltaUilk=', num2str(deltaUilk), '   '
alfai=', num2str(alfai), '   a=', num2str(a), '   Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10\text{ nF}$

i=1	$\text{deltaUilk}=-1.4319\text{e-}10$	$\text{alfai}=0.86596$	$a=0.99775$	$U_i=0.0011548$
i=2	$\text{deltaUilk}=7.5985\text{e-}06$	$\text{alfai}=0.93057$	$a=0.99775$	$U_i=0.0010746$
i=3	$\text{deltaUilk}=-3.8562\text{e-}10$	$\text{alfai}=0.96466$	$a=0.99775$	$U_i=0.0010366$
i=4	$\text{deltaUilk}=1.5197\text{e-}05$	$\text{alfai}=0.98217$	$a=0.99775$	$U_i=0.0010181$
i=5	$\text{deltaUilk}=-6.2559\text{e-}10$	$\text{alfai}=0.99105$	$a=0.99775$	$U_i=0.001009$
i=6	$\text{deltaUilk}=2.2796\text{e-}05$	$\text{alfai}=0.99551$	$a=0.99775$	$U_i=0.0010045$
i=7	$\text{deltaUilk}=-8.6994\text{e-}10$	$\text{alfai}=0.99775$	$a=0.99775$	$U_i=0.0010022$

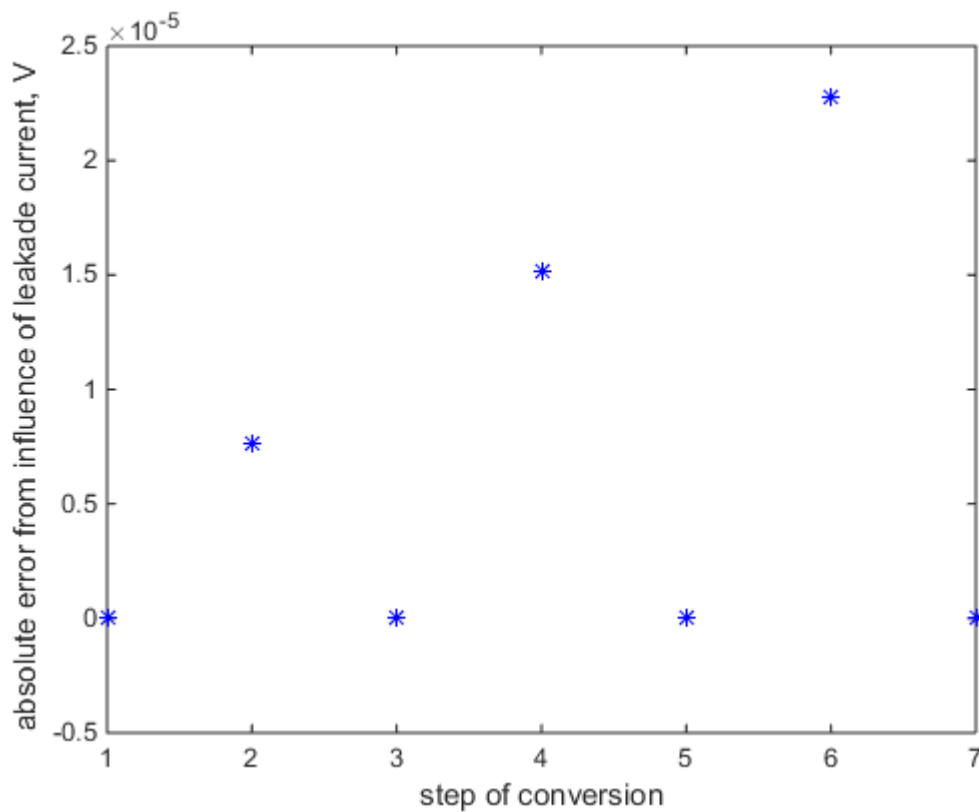


Рис. Д3.4. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 8-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

Приклад 3: 10-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 12-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (старші розряди)

```

clear,clc;
n=12;
Nnom=2^n;
%n=12;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^9);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:n-2
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk,'*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=',num2str(i),' deltaUilk=',num2str(deltaUilk), '
alfai=',num2str(alfai), ' a=',num2str(a), ' Ui=',num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10$ nF

$i=1$ $\Delta U_{ilk}=-3.9212e-07$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=3.1623$
 $i=2$ $\Delta U_{ilk}=6.232e-06$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=1$
 $i=3$ $\Delta U_{ilk}=-1.1764e-07$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.31623$
 $i=4$ $\Delta U_{ilk}=1.4926e-05$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.1$
 $i=5$ $\Delta U_{ilk}=-1.9606e-08$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.031623$
 $i=6$ $\Delta U_{ilk}=2.2759e-05$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.01$
 $i=7$ $\Delta U_{ilk}=-2.7449e-09$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.0031623$
 $i=8$ $\Delta U_{ilk}=3.0395e-05$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.001$
 $i=9$ $\Delta U_{ilk}=-3.5291e-10$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.00031623$
 $i=10$ $\Delta U_{ilk}=3.7999e-05$ $\alpha_{fai}=0.31623$ $a=0.99775$ $U_i=0.0001$

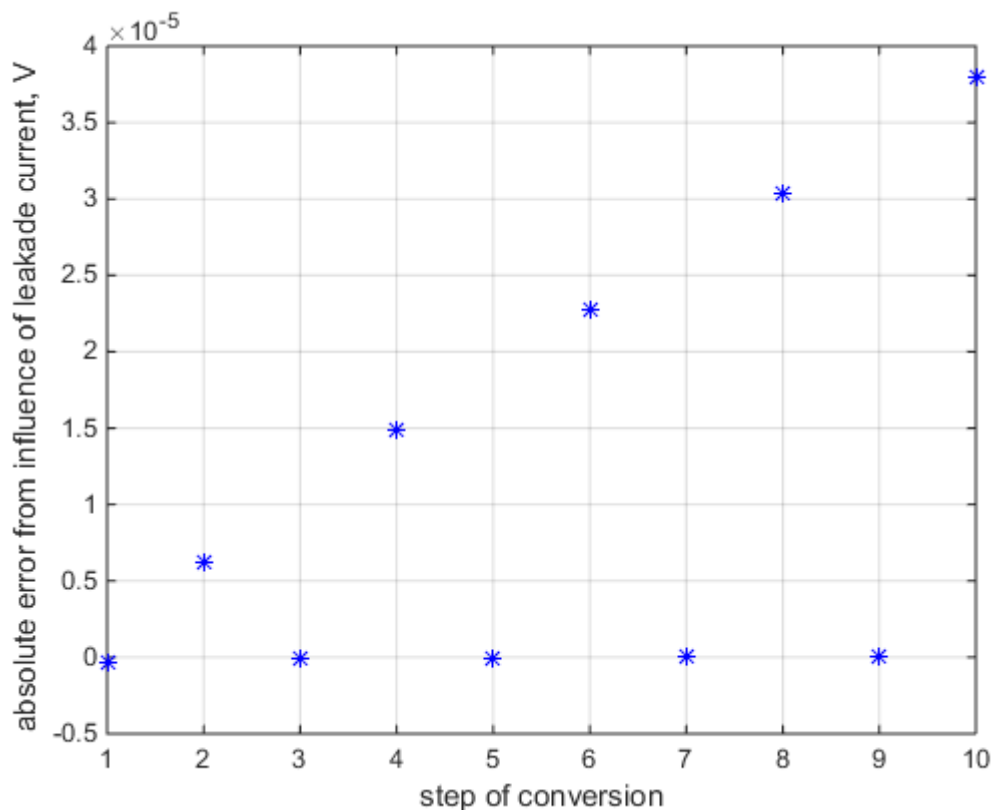


Рис. ДЗ.5. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 10-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

10-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 12-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1 мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear, clc;
n=12;
Nnom=2^n;
%n=12;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0031623;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:9
    alfai=a^(2^(9-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), ' deltaUilk=', num2str(deltaUilk), ' '
alfai=', num2str(alfai), ' a=', num2str(a), ' Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```


Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10\text{ nF}$

i=1	deltaUilk=-2.2051e-10	alfai=0.56234	a=0.99775	Ui=0.0017783
i=2	deltaUilk=7.5982e-06	alfai=0.74989	a=0.99775	Ui=0.0013335
i=3	deltaUilk=-4.2958e-10	alfai=0.86596	a=0.99775	Ui=0.0011548
i=4	deltaUilk=1.5197e-05	alfai=0.93057	a=0.99775	Ui=0.0010746
i=5	deltaUilk=-6.4272e-10	alfai=0.96466	a=0.99775	Ui=0.0010366
i=6	deltaUilk=2.2796e-05	alfai=0.98217	a=0.99775	Ui=0.0010182
i=7	deltaUilk=-8.7585e-10	alfai=0.99105	a=0.99775	Ui=0.001009
i=8	deltaUilk=3.0395e-05	alfai=0.99551	a=0.99775	Ui=0.0010045
i=9	deltaUilk=-1.1185e-09	alfai=0.99775	a=0.99775	Ui=0.0010023

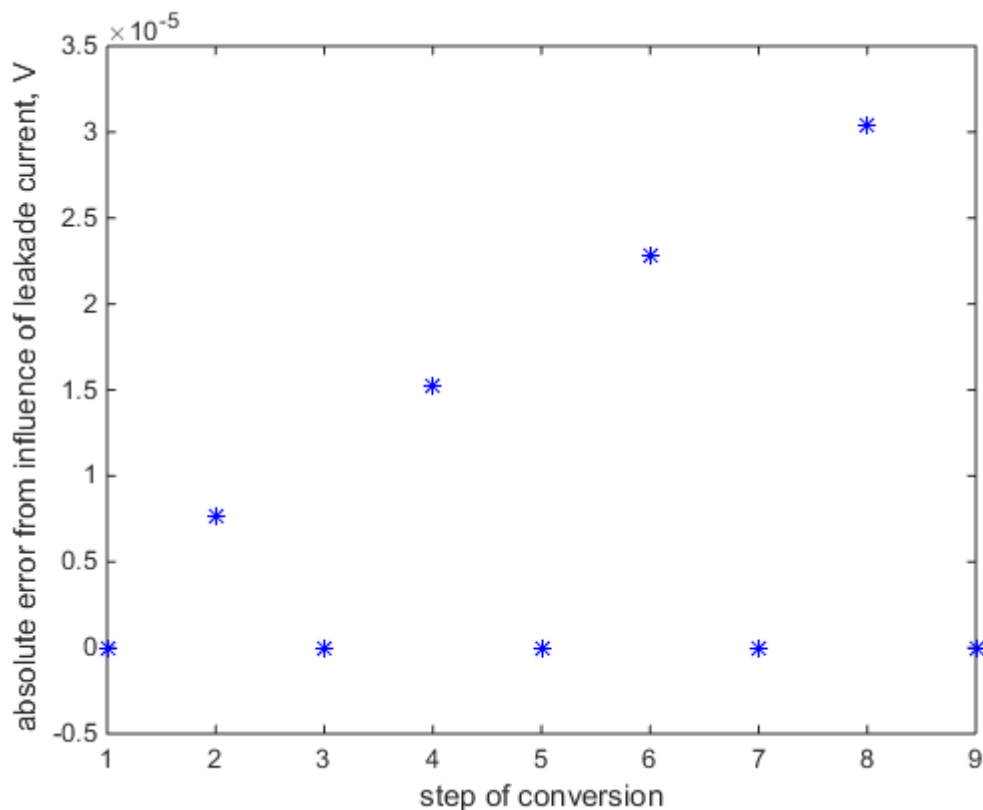


Рис. ДЗ.6. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 10-розрядного рекурентного ЛАЦП з 12-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

Приклад 4: 10-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 14-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В

```

clear, clc;
n=14;
Nnom=2^n;
%n=14;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^9);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:n+18
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
    xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), ' deltaUilk=', num2str(deltaUilk), '
alfai=', num2str(alfai), ' a=', num2str(a), ' Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10 \text{ nF}$

i=1	deltaUilk=-9.2987e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=7.4989
i=2	deltaUilk=-9.2829e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=5.6234
i=3	deltaUilk=-1.5687e-06	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=4.217
i=4	deltaUilk=6.548e-06	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=3.1623
i=5	deltaUilk=-1.4703e-06	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=2.3714
i=6	deltaUilk=1.5502e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=1.7783
i=7	deltaUilk=-1.1575e-06	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=1.3335
i=8	deltaUilk=2.4928e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=1
i=9	deltaUilk=-8.3688e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.74989
i=10	deltaUilk=3.4154e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.56234
i=11	deltaUilk=-5.7519e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.4217
i=12	deltaUilk=4.3004e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.31623
i=13	deltaUilk=-3.8227e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.23714
i=14	deltaUilk=5.1497e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.17783
i=15	deltaUilk=-2.4803e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.13335
i=16	deltaUilk=5.9706e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.1
i=17	deltaUilk=-1.5808e-07	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.074989
i=18	deltaUilk=6.7708e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.056234
i=19	deltaUilk=-9.9352e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.04217
i=20	deltaUilk=7.5567e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.031623
i=21	deltaUilk=-6.1751e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.023714
i=22	deltaUilk=8.3332e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.017783
i=23	deltaUilk=-3.8032e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.013335
i=24	deltaUilk=9.1036e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.01
i=25	deltaUilk=-2.3247e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0074989
i=26	deltaUilk=9.87e-05	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0056234
i=27	deltaUilk=-1.4118e-08	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.004217
i=28	deltaUilk=0.00010634	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0031623
i=29	deltaUilk=-8.5275e-09	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0023714
i=30	deltaUilk=0.00011396	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0017783
i=31	deltaUilk=-5.1261e-09	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0013335
i=32	deltaUilk=0.00012158	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.001

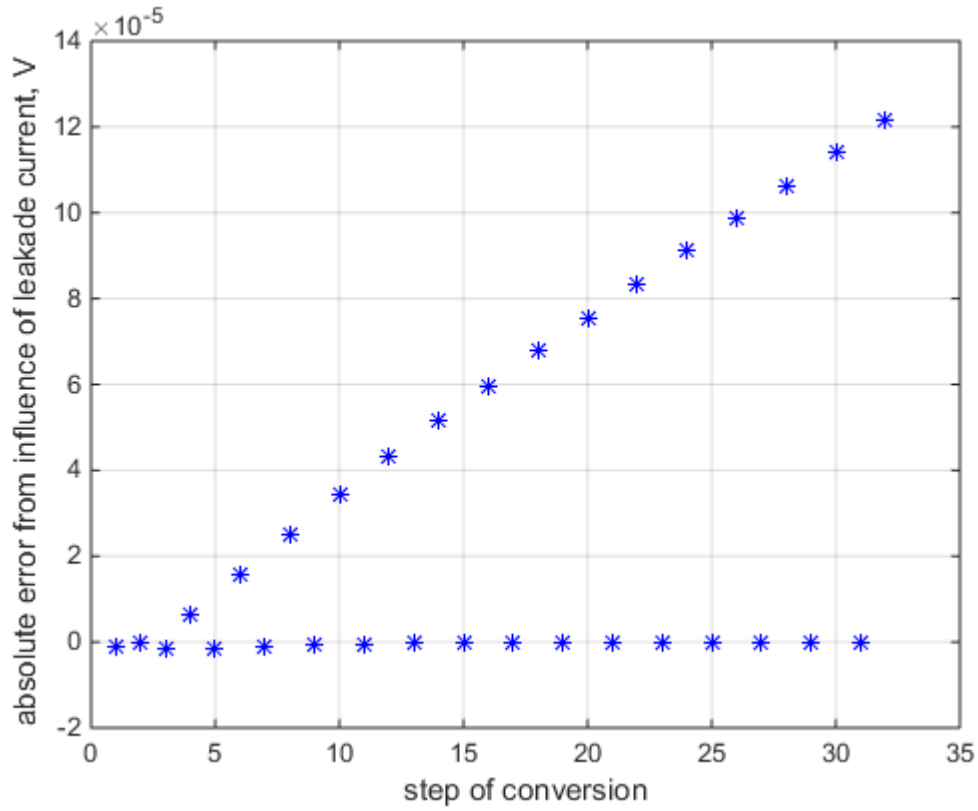


Рис. ДЗ.7. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 10-розрядного рекурентного ЛАЦП з 14-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

10-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 14-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear, clc;
n=14;
Nnom=2^n;
%n=14;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0013335;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:9
    alfai=a^(2^(9-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=',num2str(i), ' deltaUilk=',num2str(deltaUilk), '
alfai=',num2str(alfai), ' a=',num2str(a), ' Ui=',num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10$ nF

i=1	deltaUilk=-1.4319e-10	alfai=0.86596	a=0.99944	Ui=0.0011548
i=2	deltaUilk=7.5985e-06	alfai=0.93057	a=0.99944	Ui=0.0010746
i=3	deltaUilk=-3.8562e-10	alfai=0.96466	a=0.99944	Ui=0.0010366
i=4	deltaUilk=1.5197e-05	alfai=0.98217	a=0.99944	Ui=0.0010181
i=5	deltaUilk=-6.2559e-10	alfai=0.99105	a=0.99944	Ui=0.001009
i=6	deltaUilk=2.2796e-05	alfai=0.99551	a=0.99944	Ui=0.0010045
i=7	deltaUilk=-8.6994e-10	alfai=0.99775	a=0.99944	Ui=0.0010022
i=8	deltaUilk=3.0395e-05	alfai=0.99888	a=0.99944	Ui=0.0010011
i=9	deltaUilk=-1.1166e-09	alfai=0.99944	a=0.99944	Ui=0.0010005

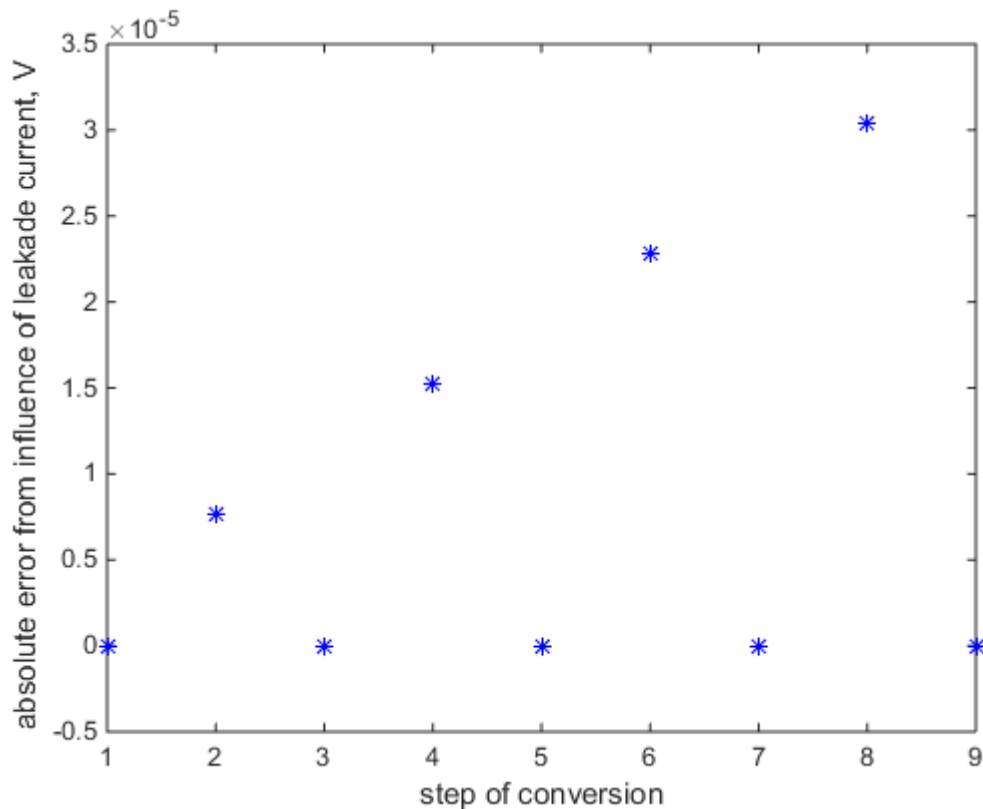


Рис. ДЗ.8. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 10-розрядного рекурентного ЛАЦП з 14-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

Приклад 5: 12-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 14-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (старші розряди)

```

clear, clc;
n=14;
Nnom=2^n;
%n=14;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^11);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:12
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), ' deltaUilk=', num2str(deltaUilk), '
alfai=', num2str(alfai), ' a=', num2str(a), ' Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10\text{ nF}$

$i=1$ $\text{deltaUilk}=-3.9212\text{e-}07$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=3.1623$
 $i=2$ $\text{deltaUilk}=6.232\text{e-}06$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=1$
 $i=3$ $\text{deltaUilk}=-1.1764\text{e-}07$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.31623$
 $i=4$ $\text{deltaUilk}=1.4926\text{e-}05$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.1$
 $i=5$ $\text{deltaUilk}=-1.9606\text{e-}08$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.031623$
 $i=6$ $\text{deltaUilk}=2.2759\text{e-}05$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.01$
 $i=7$ $\text{deltaUilk}=-2.7449\text{e-}09$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.0031623$
 $i=8$ $\text{deltaUilk}=3.0395\text{e-}05$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.001$
 $i=9$ $\text{deltaUilk}=-3.5291\text{e-}10$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.00031623$
 $i=10$ $\text{deltaUilk}=3.7999\text{e-}05$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=0.0001$
 $i=11$ $\text{deltaUilk}=-4.3133\text{e-}11$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=3.1623\text{e-}05$
 $i=12$ $\text{deltaUilk}=4.56\text{e-}05$ $\text{alfai}=0.31623$ $a=0.99944$ $U_i=1\text{e-}05$

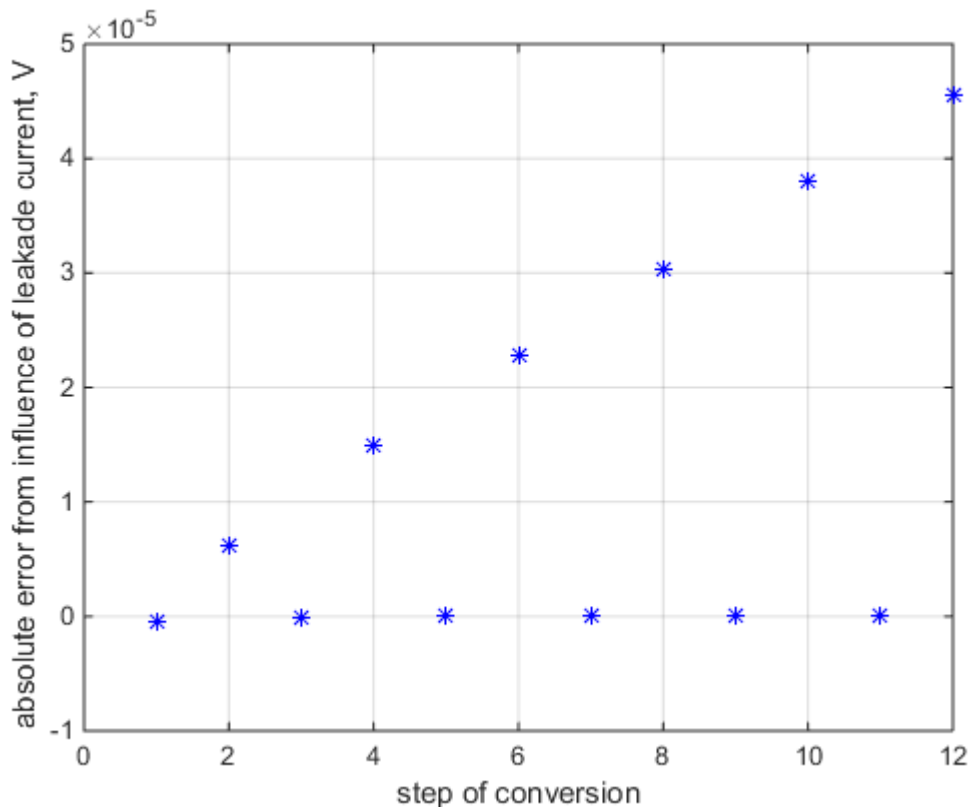


Рис. ДЗ.9. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 12-розрядного рекурентного ЛАЦП з 14-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

12-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 14-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear, clc;
n=14;
Nnom=2^n;
%n=14;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0031623;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:11
    alfai=a^(2^(11-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=',num2str(i),' deltaUilk=',num2str(deltaUilk), '
alfai=',num2str(alfai), ' a=',num2str(a), ' Ui=',num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10\text{ nF}$

i=1	deltaUilk=-2.2051e-10	alfai=0.56234	a=0.99944	Ui=0.0017783
i=2	deltaUilk=7.5982e-06	alfai=0.74989	a=0.99944	Ui=0.0013335
i=3	deltaUilk=-4.2958e-10	alfai=0.86596	a=0.99944	Ui=0.0011548
i=4	deltaUilk=1.5197e-05	alfai=0.93057	a=0.99944	Ui=0.0010746
i=5	deltaUilk=-6.4272e-10	alfai=0.96466	a=0.99944	Ui=0.0010366
i=6	deltaUilk=2.2796e-05	alfai=0.98217	a=0.99944	Ui=0.0010182
i=7	deltaUilk=-8.7585e-10	alfai=0.99105	a=0.99944	Ui=0.001009
i=8	deltaUilk=3.0395e-05	alfai=0.99551	a=0.99944	Ui=0.0010045
i=9	deltaUilk=-1.1185e-09	alfai=0.99775	a=0.99944	Ui=0.0010023
i=10	deltaUilk=3.7993e-05	alfai=0.99888	a=0.99944	Ui=0.0010011
i=11	deltaUilk=-1.3648e-09	alfai=0.99944	a=0.99944	Ui=0.0010006

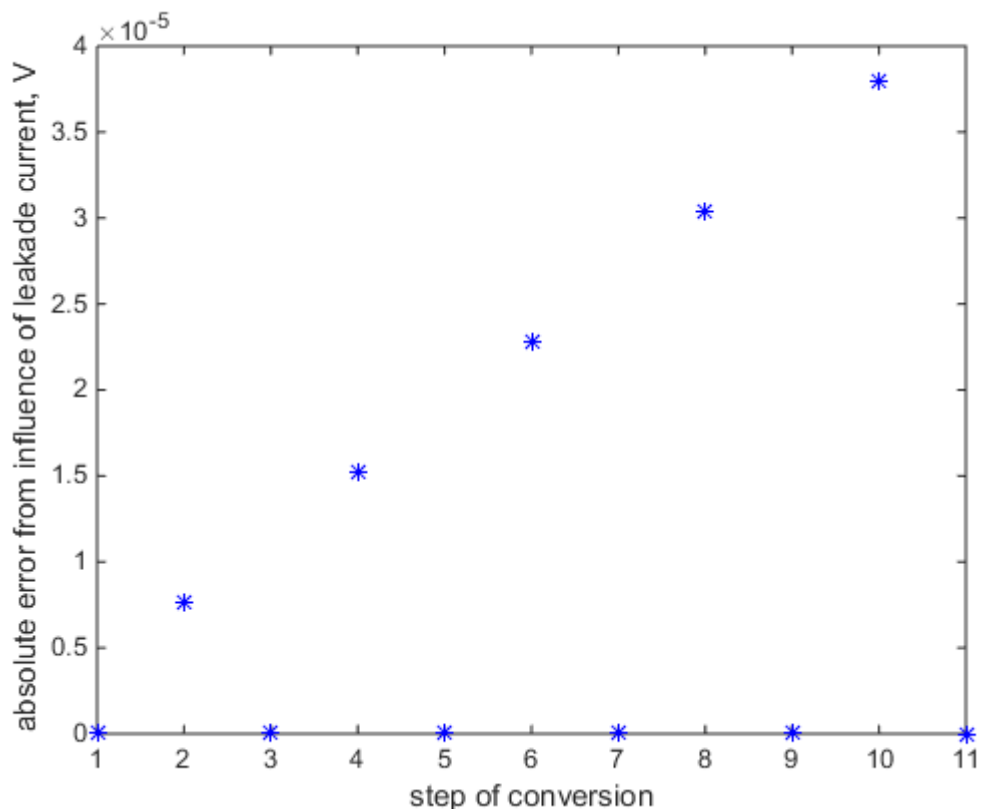


Рис. Д3.10. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 12-розрядного рекурентного ЛАЦП з 14-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

Приклад 6: 12-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 16-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (старші розряди)

```

clear, clc;
n=16;
Nnom=2^n;
%n=16;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=Ur;
alfai=a^(2^11);

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:n+16
    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
    xlabel('step of conversion'); ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V '); hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), ' deltaUilk=', num2str(deltaUilk), ' '
alfai=', num2str(alfai), ' a=', num2str(a), ' Ui=', num2str(Ui), ]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

C1=C2=10 nF

i=1	deltaUilk=-9.2987e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=7.4989
i=2	deltaUilk=-9.2829e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=5.6234
i=3	deltaUilk=-1.5687e-06	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=4.217
i=4	deltaUilk=6.548e-06	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=3.1623
i=5	deltaUilk=-1.4703e-06	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=2.3714
i=6	deltaUilk=1.5502e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=1.7783
i=7	deltaUilk=-1.1575e-06	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=1.3335
i=8	deltaUilk=2.4928e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=1
i=9	deltaUilk=-8.3688e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.74989
i=10	deltaUilk=3.4154e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.56234
i=11	deltaUilk=-5.7519e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.4217
i=12	deltaUilk=4.3004e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.31623
i=13	deltaUilk=-3.8227e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.23714
i=14	deltaUilk=5.1497e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.17783
i=15	deltaUilk=-2.4803e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.13335
i=16	deltaUilk=5.9706e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.1
i=17	deltaUilk=-1.5808e-07	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.074989
i=18	deltaUilk=6.7708e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.056234
i=19	deltaUilk=-9.9352e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.04217
i=20	deltaUilk=7.5567e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.031623
i=21	deltaUilk=-6.1751e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.023714
i=22	deltaUilk=8.3332e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.017783
i=23	deltaUilk=-3.8032e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.013335
i=24	deltaUilk=9.1036e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.01
i=25	deltaUilk=-2.3247e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0074989
i=26	deltaUilk=9.87e-05	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0056234
i=27	deltaUilk=-1.4118e-08	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.004217
i=28	deltaUilk=0.00010634	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0031623
i=29	deltaUilk=-8.5275e-09	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0023714
i=30	deltaUilk=0.00011396	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0017783
i=31	deltaUilk=-5.1261e-09	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.0013335
i=32	deltaUilk=0.00012158	alfai=0.74989	a=0.99986	Ui=0.001

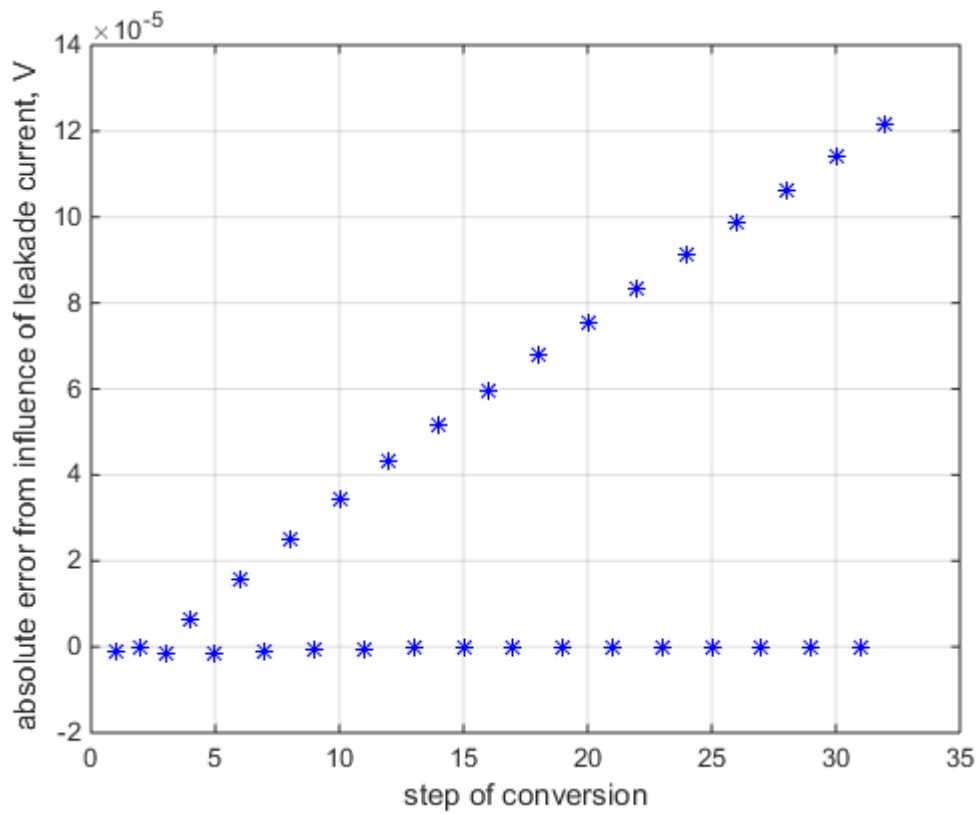


Рис. Д3.11. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 12-розрядного рекурентного ЛАЦП з 16-розрядною точністю вихідного коду (старші розряди)

12-розрядним рекурентним ЛАЦП забезпечуємо 16-розрядну точність вихідного коду у діапазоні вхідних сигналів від 1мВ до 10 В (молодші розряди)

```

clear, clc;
n=16;
Nnom=2^n;
%n=16;
Ur=10.0000000;
Uc=15.0000000;
Uin=0.00100000;
a=exp(1/Nnom*log(Uin/Ur));
C1=10e-8;
C2=10e-8;

Rgs=10e+9;
Rgd=10e+9;
Rds=10e+8;
Rin=10e+10;
Rlkc=10e+10;

Tf1=2*10e-6;
Tf2=2*10e-6;

Ui=0.0013335;

Ygs=1/Rgs;
Ygd=1/Rgd;
Yds=1/Rds;
Yin=1/Rin;
Ylkc=1/Rlkc;

for i=1:1:11
    alfai=a^(2^(11-i));

    Ui=Ui*alfai;

    Ir=(Ur-Ui)*(2*Yds+2*Ygs);
    Ic=(Ui+Uc)*(Ygs+Ygd);
    I1=Ui*(5*Ygs+5*Ygd+Yin+Ylkc);

    If1=Ir-I1-Ic;

    If2=-Ui*(3*Ygs+3*Ygd+Yin+Ylkc);

    deltaUilk=((1+(-1)^i)*If1*Tf1/C1+(1+(-1)^(i-1))*If2*Tf2/C2)*i/2;

    plot(i,deltaUilk, '*b'); hold on;
xlabel('step of conversion');ylabel('absolute error from influence of leakade
current, V ');hold on;
    grid;

    disp(['i=', num2str(i), '   deltaUilk=', num2str(deltaUilk), '   '
alfai=', num2str(alfai), '   a=', num2str(a), '   Ui=', num2str(Ui),]);
end
grid;

```

Результати розрахунку похибок від впливу струмів витікання рекурентних ЛАЦП

$C1=C2=10$ nF

i=1	$\Delta U_{ilk}=-1.4319e-10$	$\alpha_{fai}=0.86596$	$a=0.99986$	$U_i=0.0011548$
i=2	$\Delta U_{ilk}=7.5985e-06$	$\alpha_{fai}=0.93057$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010746$
i=3	$\Delta U_{ilk}=-3.8562e-10$	$\alpha_{fai}=0.96466$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010366$
i=4	$\Delta U_{ilk}=1.5197e-05$	$\alpha_{fai}=0.98217$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010181$
i=5	$\Delta U_{ilk}=-6.2559e-10$	$\alpha_{fai}=0.99105$	$a=0.99986$	$U_i=0.001009$
i=6	$\Delta U_{ilk}=2.2796e-05$	$\alpha_{fai}=0.99551$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010045$
i=7	$\Delta U_{ilk}=-8.6994e-10$	$\alpha_{fai}=0.99775$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010022$
i=8	$\Delta U_{ilk}=3.0395e-05$	$\alpha_{fai}=0.99888$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010011$
i=9	$\Delta U_{ilk}=-1.1166e-09$	$\alpha_{fai}=0.99944$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010005$
i=10	$\Delta U_{ilk}=3.7993e-05$	$\alpha_{fai}=0.99972$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010003$
i=11	$\Delta U_{ilk}=-1.3642e-09$	$\alpha_{fai}=0.99986$	$a=0.99986$	$U_i=0.0010001$

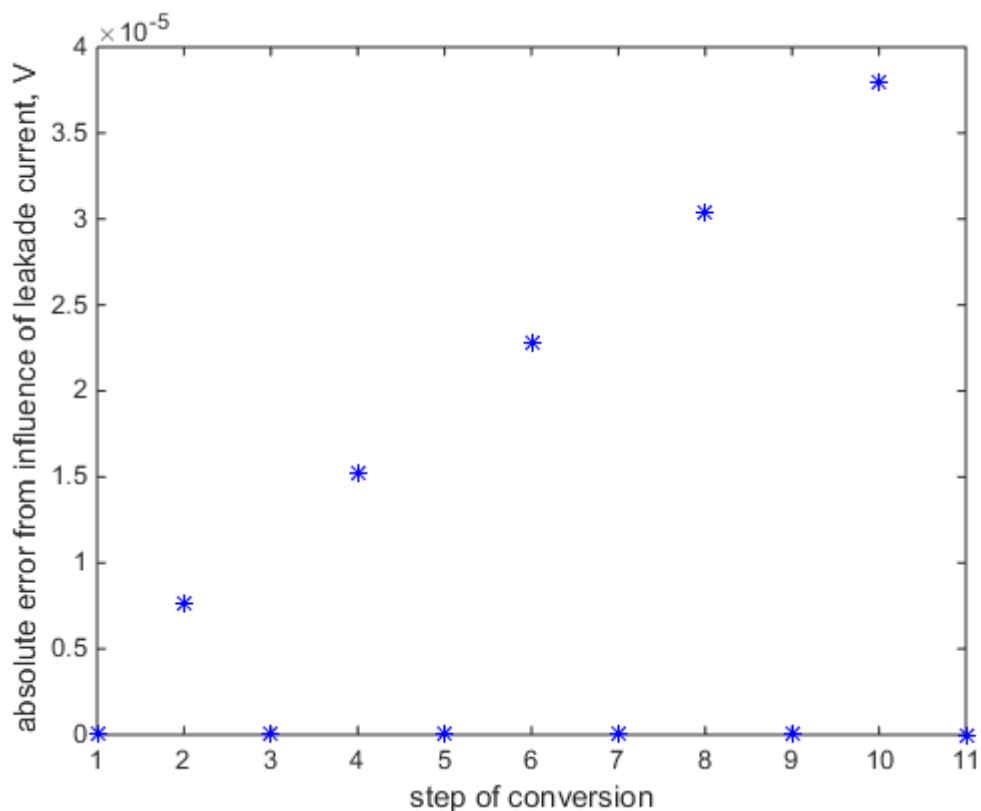


Рис. Д3.12. Абсолютна похибка від впливу струмів витікання 12-розрядного рекурентного ЛАЦП з 16-розрядною точністю вихідного коду (молодші розряди)

ДОДАТОК 4. КОНСТРУКЦІЇ

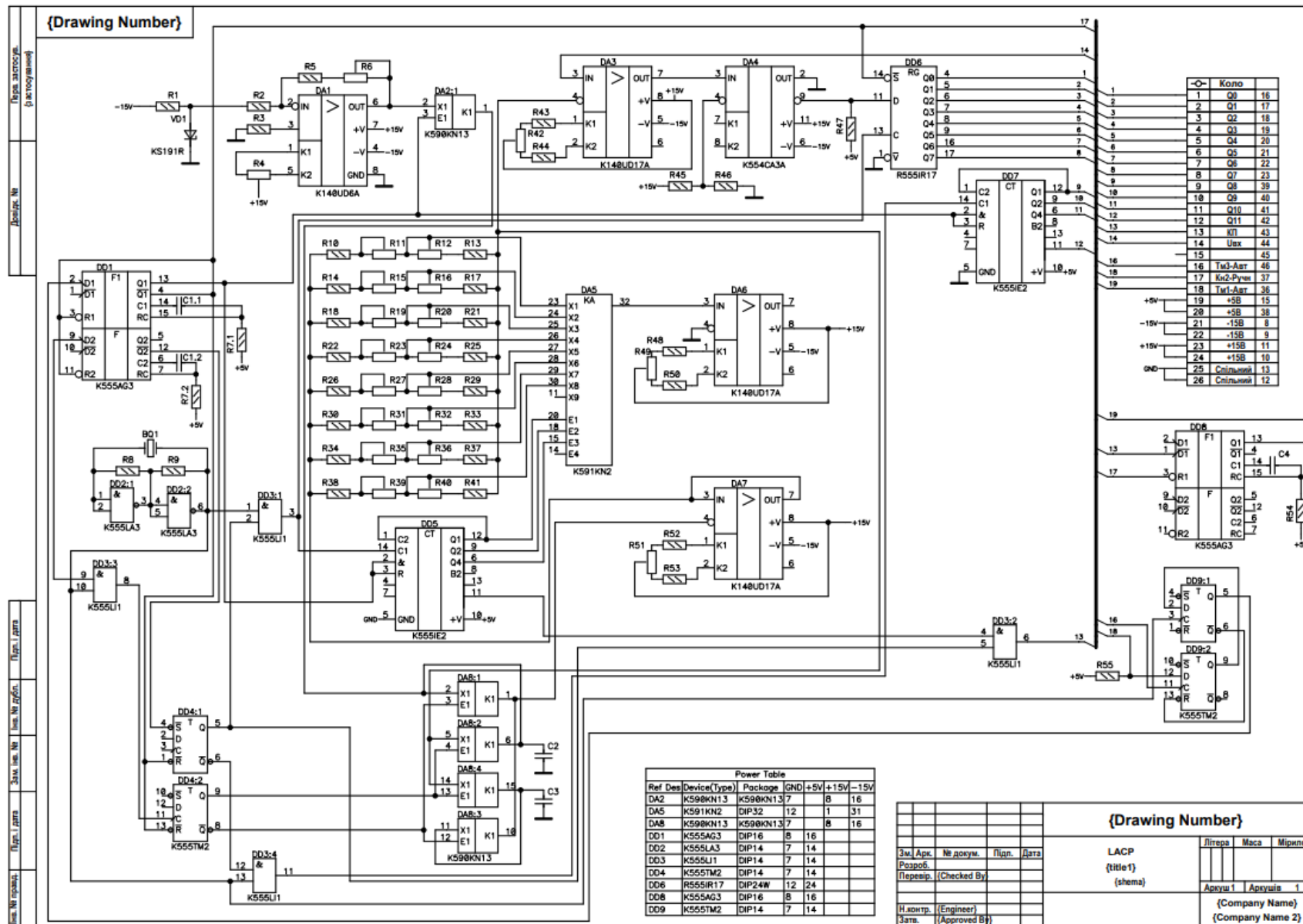


Рис. Д4.1. Принципова схема рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

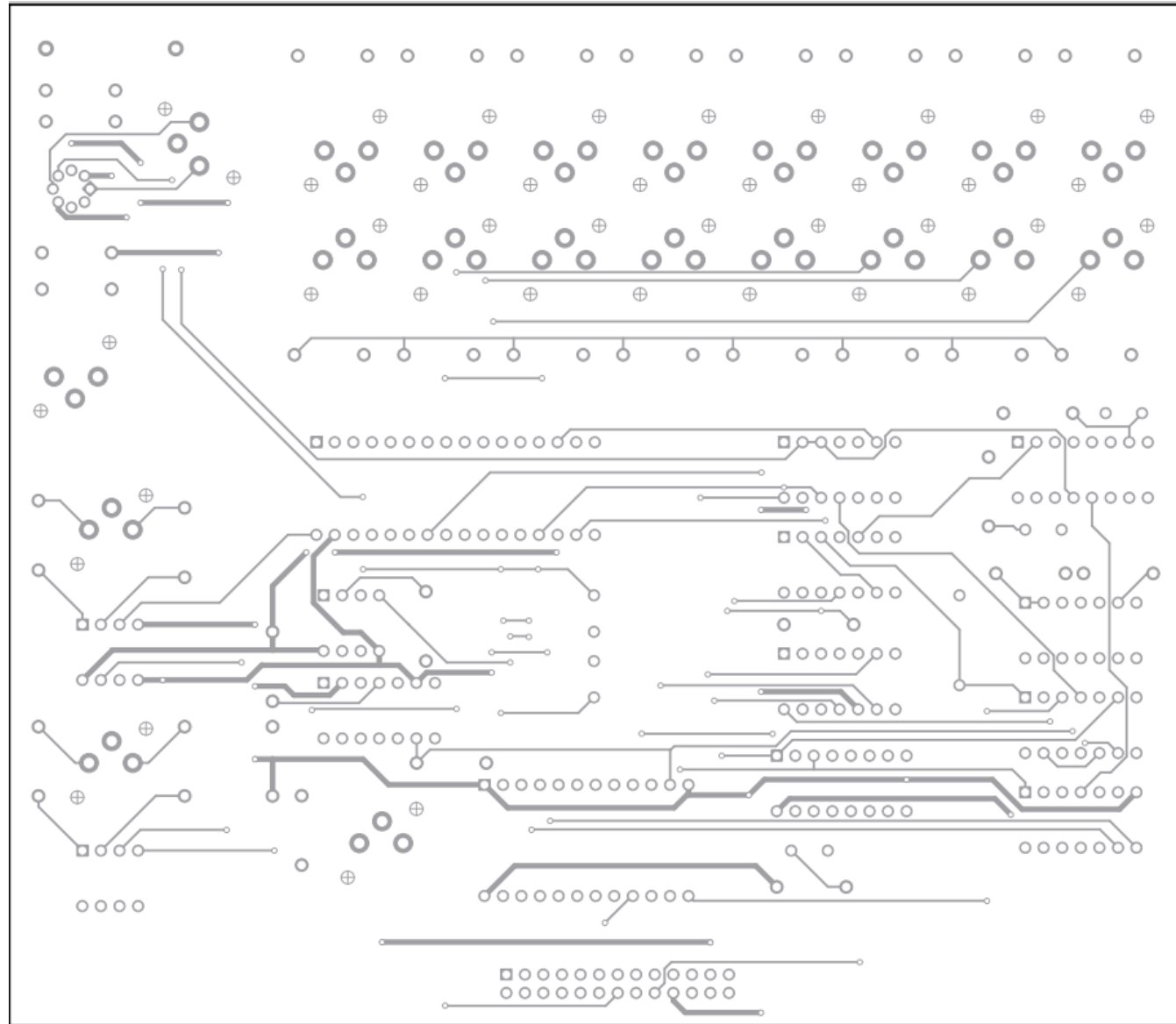


Рис. Д4.2. Вид плати макету знизу рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

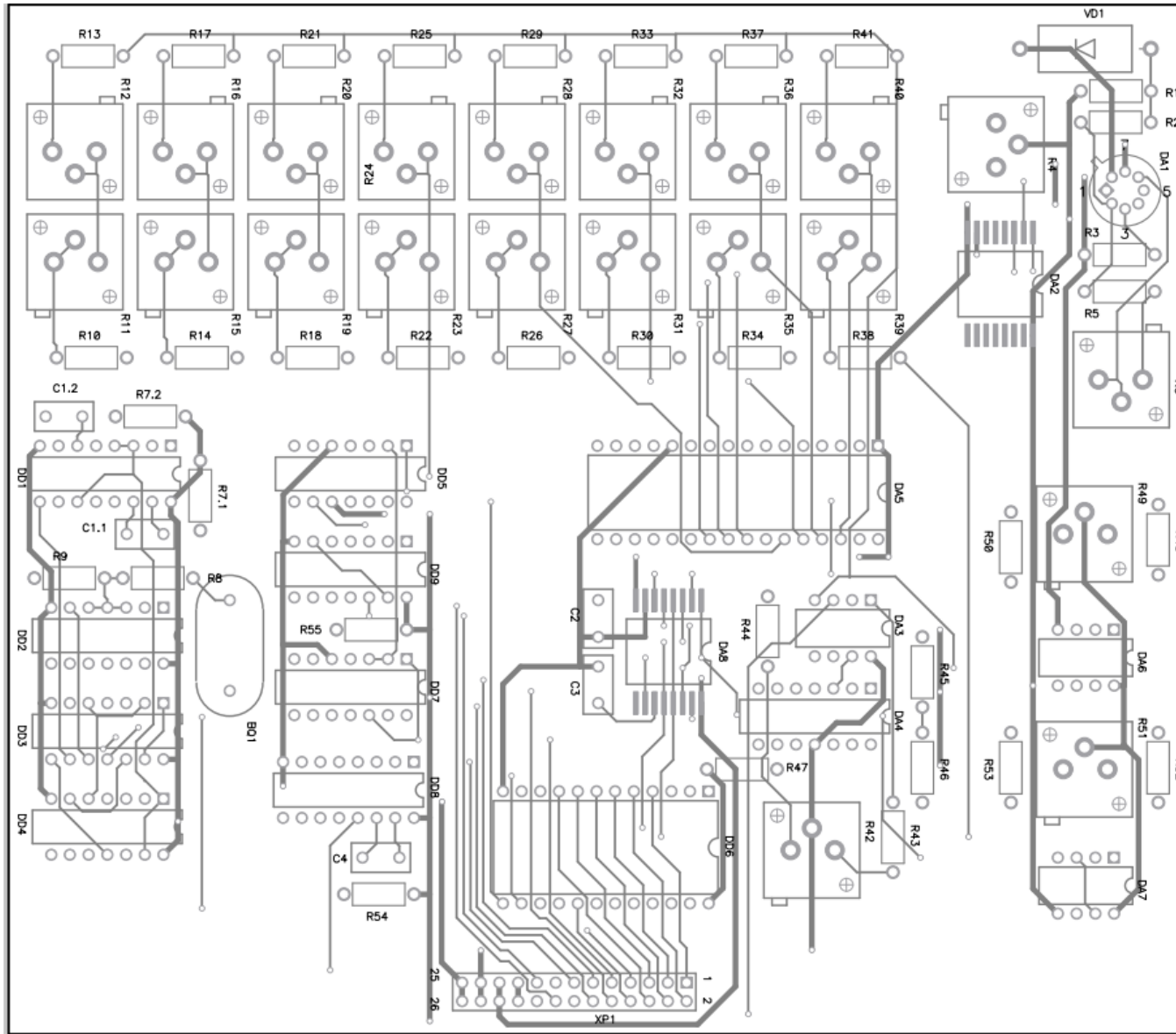


Рис. Д4.3. Вид плати макету зверху рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма

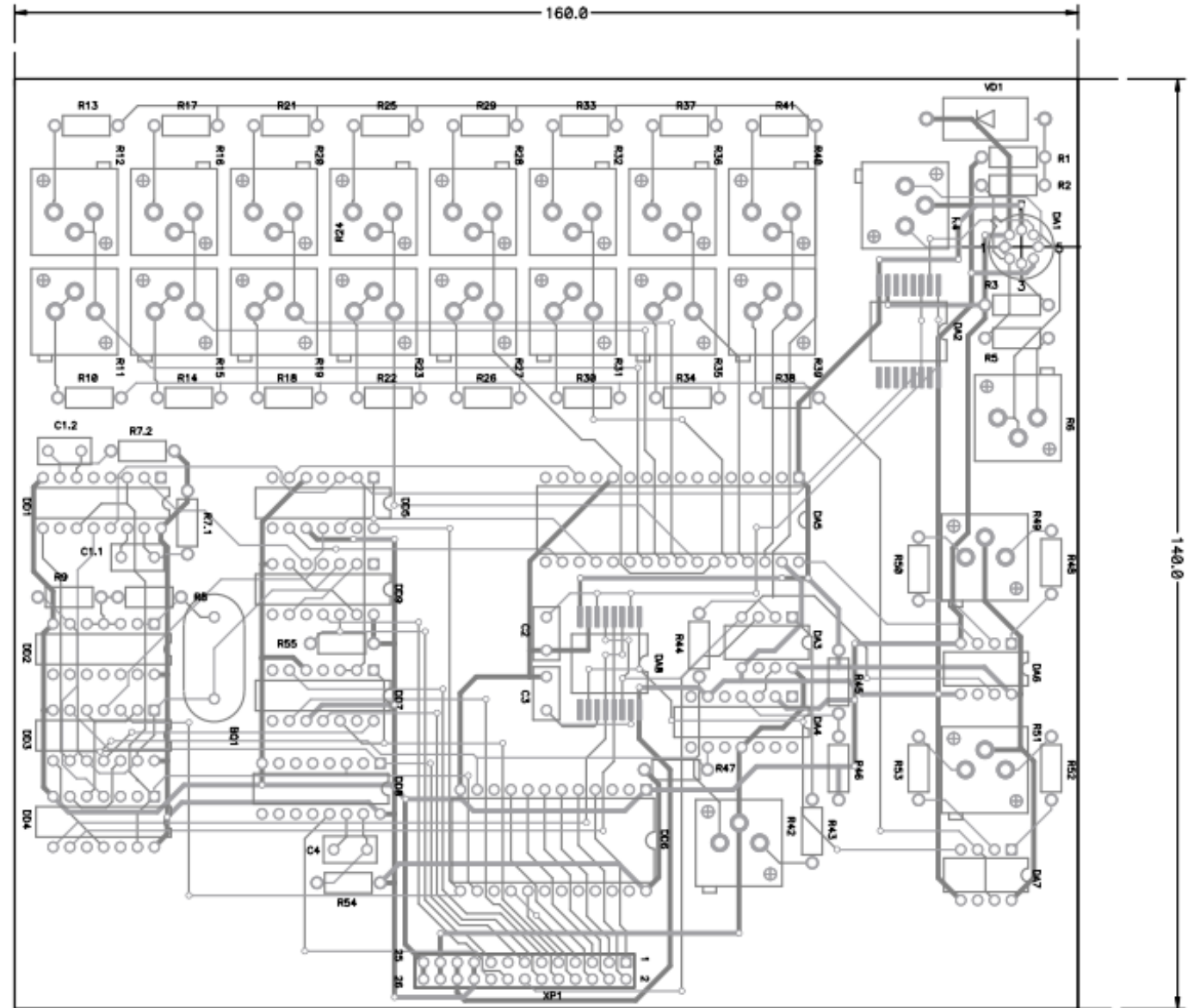


Рис. Д4.4. Загальний вид плати макету рекурентного ЛАЦП зі змінною основою логарифма