

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ “ЛЬВІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА”

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

Мичуда Леся Зиновіївна

УДК 681.335 (088.8)

**ТЕОРІЯ ТА ПРАКТИКА
АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ
ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА КОМУТОВАНИХ КОНДЕНСАТОРАХ**

Спеціальність 05.13.05 – комп’ютерні системи та компоненти

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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

_____Л.З.Мичуда

Науковий консультант: **Пістун Євген Павлович** доктор технічних наук,
професор

Львів – 2018

АНОТАЦІЯ

Мичуда Л.З. Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.13.05 – комп'ютерні системи та компоненти. – Національний університет «Львівська політехніка», Львів, 2018.

У дисертації запропоновано нові та отримали подальшого розвитку відомі теоретичні та практичні основи функціонального перетворення аналогових сигналів, зокрема, розроблено методологічні засади побудови, створено нові методи, математичні моделі, алгоритми та засоби аналого-цифрового функціонального перетворення на комутованих конденсаторах, які перевершують аналоги розширеними функціональними можливостями, підвищеною точністю та швидкодією.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1. Вперше розроблено методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах, які поєднують структурні – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них, що відкриває нові можливості підвищення точності та швидкодії АЦФП.

2. Вперше розроблено метод багатофункціонального аналого-цифрового перетворення, який відрізняється паралельним в часі опитуванням усіх логарифматорів, що дало змогу звести час перетворення до часу перетворення одного з логарифматорів, а також в часі перетворення реалізувати: операції множення та ділення, степеневі функції або корені з високими показниками порядку одиниць–десятьків.

3. Вперше запропоновано метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох вхідних напруг, який відрізняється паралельним в часі перетворенням напруги – зменшуваного шляхом перерозподілу заряду та напруги – від'ємника шляхом накопичення заряду у пасивній конденсаторній

комірці, що дало змогу підвищити точність порівняно з традиційним підходом, коли спершу визначають різницю цих напруг, а потім її логарифмують.

4. Вперше запропоновано метод логарифмічного аналого-цифрового функціонального перетворення, який відрізняється тим, що на першому піддіапазоні значення компенсуючої напруги порівнюється зі значенням вхідної напруги, а на наступних – з мінімальним значенням компенсуючої напруги на попередньому піддіапазоні, що дало змогу спростити схемне рішення, зменшивши число запам'ятовуваних величин, та підвищити точність аналого-цифрових перетворювачів, що реалізовані на основі запропонованого методу.

5. Вдосконалено метод рекурентного функціонального аналого-цифрового перетворення, який відрізняється багатократним звертанням до еталону старшого розряду, що дало змогу суттєво зменшити кількість зразкових величин і підвищити швидкодію перетворення.

6. Запропоновано новий принцип дії інтерполуючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, який відрізняється застосуванням явища перозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явища накопичення заряду на етапі точного перетворення, що дало змогу спростити алгоритм і підвищити швидкодію перетворення внаслідок виключення необхідності відтворення на етапі грубого перетворення попереднього рівня компенсаційної напруги.

7. Вперше розроблено математичні моделі та алгоритми функціонування аналого-цифрових функціональних перетворювачів, які засновані на запропонованих методах перетворення.

Практичне значення одержаних результатів полягає у наступному: 1) розроблено нові засоби аналого-цифрового функціонального перетворення, які перевершують відомі за функціональними можливостями, точністю та швидкодією; 2) розроблені програми комп'ютерного моделювання для оцінки похибок і часу перетворення АЦФП; 3) запропоновані математичні моделі дають змогу прогнозувати характеристики та параметри АЦФП на комутованих конденсаторах в процесі їх проектування; 4) створено ряд нових структур

АЦФП, які порівняно з відомими мають вищу точність і розширені функціональні можливості; 5) розроблені моделі, що враховують види шумів, які діють на АЦФП, дають змогу оцінити спричинені шумами похибки; 6) розроблено схему мінімізації впливу періодичної завади на роботу АЦФП для підвищення точності; 7) дано рекомендації по схемній реалізації різних видів АЦФП на комутованих конденсаторах.

У першому розділі проведено огляд і аналіз сучасного стану методів і засобів аналого-цифрового та функціонального перетворення, характеристик АЦФП і запропоновано їх класифікацію. Аналіз першоджерел дав змогу виявити наступні переваги схем з комутованими конденсаторами: 1) можливість їх реалізації за КМОН-технологією, яка на сьогоднішній день є найпоширенішою; 2) КМОН-технологія дозволяє простим способом реалізувати конденсатор з точністю виконання значно кращою, за точність виконання резисторів; 3) характеристики кіл на комутованих конденсаторах визначаються співвідношенням ємностей конденсаторів, які витримуються значно легше, ніж їх абсолютні значення; 4) схеми на комутованих конденсаторах, на відміну від аналогів на резистивних дільниках струму і напруги, є сумісними за технологією з сучасними стандартними КМОН цифровими вузлами; 5) перетворення та можливість суміщення функцій запам'ятовування аналогового сигналу; 6) температурна та часова стабільність, мала споживана потужність.

Другий розділ присвячено методологічним засадам створення нових методів і принципів побудови АЦФП, що базуються на поєднанні структурних та алгоритмічних принципів підвищення точності аналого-цифрового перетворення на основі властивостей конденсаторних комірок.

Методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах поєднують структурні, – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні, – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них.

Зокрема, пропонується використовувати наперед розрахований ряд значень основ логарифмів, що безпосередньо визначають похибку перетворення, а отримуються із співвідношення ємностей конденсаторів комірок. Вибір числа кроків перетворення, величини кроку, а також поділ усього діапазону перетворення становлять алгоритмічну частину методології підвищення точності та швидкодії. Поділивши весь діапазон перетворення на декілька піддіапазонів і встановлюючи на кожному з них іншу основу логарифму та величину кроку, знайдемо оптимальне співвідношення між значенням похибки та часом перетворення.

На основі розробленої методології запропоновано:

Новий метод аналого-цифрового функціонального перетворення, який дає змогу побудови багатофункціональних і багатовходових перетворювачів із кількістю вхідних напруг 5 – 10 і можливістю виконання операцій піднесення до степеню та добування кореня, показники яких відповідають кількості входів.

Новий метод логарифмування різниці двох напруг, який, на відміну від класичного, не накопичує похибку перетворення, зумовлену послідовністю – визначення різниці із подальшим її логарифмуванням для проведення аналого-цифрового перетворення. З метою підвищення точності у запропонованому новому методі одночасно отримується та логарифмується різниця двох напруг.

Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення. Особливість запропонованого методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення полягає у тому, що при перетворенні використовують рівні компенсуючих напруг, які є на накопичуючих конденсаторах конденсаторних комірок кожного піддіапазону. При переході на наступний піддіапазон змінюють порядок підведення до компаратора порівнюваних напруг, внаслідок чого з кожним піддіапазоном похибку перетворення зменшують аж до досягнення на останньому піддіапазоні заданого значення.

Новий принцип побудови інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів базується на явищі перозподілу заряду на етапі

грубого перетворення і явищі накопичення заряду на етапі точного перетворення, що дає змогу підвищити точність і швидкодію.

Отримав подальшого розвитку рекурентний метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення, який полягає у багатократному використанні ваги старшого розряду і в момент рівності компенсаційної напруги і вхідного сигналу реєструється значення старших розрядів вихідного коду як добуток ваги старшого розряду на кількість використань цієї ваги, а значення молодших розрядів визначається як у класичному рекурентному методі; це дало змогу підвищити швидкодію із збереженням високої точності.

У третьому розділі розроблено алгоритми функціонування та проведено комп'ютерне моделювання роботи перетворювачів, зокрема, встановлено:

1. Багатофункціональний АЦФП має головною перевагою велику кількість входів – 5 або 10 в діапазоні від 1 мВ до 10 В. Збільшення числа вхідних напруг не призводить до збільшення похибки перетворення. При заданій розрядності АЦФП забезпечує точність вищу на 1-2 двійкові розряди. Час перетворення сотні мікросекунд – одиниці мілісекунд при заданій розрядності 10 і одиниці мілісекунд – десятки мілісекунд при заданій розрядності 12 (похибка перетворення при цьому відповідає похибці 13 – 14 розрядних АЦП).

2. Перетворювач з логарифмуванням різниці двох напруг демонструє точність вищу від класичного перетворювача, який спочатку отримує різницю та потім її логарифмує. Похибка 10ти розрядного перетворювача порівняно з класичним є до 10 разів меншою при вхідних напругах, що відрізняються менше ніж на 10 %; якщо напруги відрізняються більше, то похибка зменшується. Тривалість перетворення є від сотень мікросекунд до одиниць мілісекунд.

3. Вдосконалений рекурентний АЦФП має наступні переваги: якщо пріоритетом є швидкодія: 1) для 8ми розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.9975 похибку меншу 0.25 % при часі перетворення меншому 85 мкс; і для основи логарифма 0.9990 похибку меншу 0.1 % при часі

перетворення меншому 195 мкс; 2) для 10ти розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.99975 похибку меншу 0.025 % при часі перетворення меншому 203 мкс; і для основи логарифма 0.9999 похибку меншу 0.01 % при часі перетворення меншому 473 мкс.

Якщо пріоритетом є підвищення точності, то можна досягнути підвищення на 4 або 6 розрядів. Оптимальним за співвідношенням точність – швидкодія можна вважати саме підвищення точності на 4 розряди.

4. АЦФП із зміною основи логарифма має наступні переваги: бажана швидкодія визначається користувачем при заданні кількості дозувань; вибір точності можна задати кількістю піддіапазонів; у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В зведена похибка перетворення не перевищує 0,005 % при основі логарифму $\zeta=0.999$ і 10 дозуваннях на кожному з 4 піддіапазонів; час перетворення менший 100 мкс.

Вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма має, окрім вище вказаних, ще наступні переваги: 1) при перетворенні на 4х піддіапазонах зведена похибка є меншою 0.003 % при часі перетворення меншому 65 мкс (до 26 тактів); 2) при перетворенні на 5ти піддіапазонах основа логарифму для п`ятого піддіапазону $\zeta=0.9999$ і зведена похибка вихідного коду менша 0.001 % при часі перетворення меншому 105 мкс (до 42 тактів).

5. Інтерполуючий перетворювач порівняно з аналогами має підвищені не менше як вдвічі точність та швидкодію. Зведена похибка вихідного коду не перевищує 0.022 % при заданій точності на другому етапі, що відповідає 10ти розрядам (0.1 %), 0.01 % при заданій – 11ти розрядам (0.05 %) і 0.0022 % при заданій – 12ти розрядам (0.01 %). Для АЦФП з етапами перетворення 10 % – 0.1 % та 5 % – 0.05 % при збільшенні вдвічі заданої точності час перетворення зростає удвічі у діапазоні мілівольт, а в діапазоні вхідних напруг більших від 1 В час перетворення в цих двох випадках різниться незначно і менший 300 мкс.

У **четвертому розділі** проведено моделювання впливу шумів і завад на АЦФП на комутованих конденсаторах. Встановлено, що шуми в АЦФП з накопиченням заряду у паралельних і послідовних пасивних конденсаторних

комірках однакові та не перевищують 273 мкВ (с/ш=91 дБ), а шуми у АЦФП з перерозподілом заряду є меншими і не перевищують 218 мкВ (с/ш=93 дБ). Шуми АЦФП на активній конденсаторній комірці менші 246 мкВ (с/ш=92 дБ).

Розроблено схему для мінімізації впливу завад у АЦФП на комутованих конденсаторах. Періодична завада частотою 50 Гц і амплітудою $A_3 = 100$ мВ призводить до абсолютної похибки відтворення вхідного (корисного) сигналу на запам'ятовуючому конденсаторі меншої 0.2 мкВ. Схема забезпечує високий коефіцієнт придушення періодичної завади (114 дБ).

П'ятий розділ присвячено використанню запропонованих нових методів перетворення для побудови оригінальних структурних і функціональних схем АЦФП, зокрема, багатofункціональних, перетворювачів для визначення різниці, із змінною основою логарифму, рекурентних, інтерполюючих, з накопиченням заряду та імпульсним від'ємним зворотним зв'язком, і реалізації їх в розробках і фізичному моделюванню. Наведено результати експериментальних досліджень макетних зразків АЦФП для діапазону вхідних сигналів від 1 мВ до 10 В, причому вихідний сигнал – двійковий код або напруга постійного струму номінальним значенням 10 В. Дано рекомендації щодо реалізації АЦФП і покращання їх параметрів і характеристик.

У висновках сформульовано основні результати дисертаційних досліджень. А **додатки** містять розроблені авторкою програми комп'ютерного моделювання АЦФП, додаткові ілюстрації та результати моделювання й акти впровадження результатів дисертаційних досліджень.

Ключові слова: аналого-цифрове функціональне перетворення, комутовані конденсатори, принципи, методи, алгоритми, засоби, моделювання.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ

ПРАЦІ, В ЯКИХ ОПУБЛІКОВАНІ ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Мичуда Л. З. Аналого-цифровий багатофункціональний перетворювач / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2002. – №460. – С. 66–72.

2. Мичуда Л. З. Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда, Б. О. Католик. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2002. – №445. – С. 160–166.

3. Мичуда Л. З. Вимірювальний перетворювач ємність – код / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2004. – №506. – С. 249–252.

4. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з перерозподілом заряду заряду. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Б. О. Католик. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №11. – С. 167–183.

5. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №11. – С. 183–190.

6. Оцінка динамічних властивостей логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах / Б. О.Католик, К. І. Ільканич, З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Сборник научных трудов Национального горного университета. – 2004. – №19 т.2. – С. 135–143.

7. Мичуда З. Р. Аналоговий помножувач на основі частотної модуляції / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Г. І. Влах. // Міжвідомчий збірник наукових праць “Відбір і обробка інформації”. – 2004. – №20(96). – С. 64–68.

8. Мичуда З. Р. Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, К. І. Ільканич. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №12. – С. 220–224.

9. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація. – 2005. – №537. – С. 103–106.

10. Оцінка точності логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба, К. І. Ільканич. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – №3. – С. 181–184.

11. Мичуда Л. З. Аналогові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем енергообліку / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – №3. – С. 184–186.

12. Влах Г. І. Аналого-цифровий перетворювач електроенергії / Г. І. Влах, З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Науково-технічний журнал “Методи та прилади контролю якості”, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу. – 2005. – №13. – С. 80–82.

13. Підвищення точності та швидкодії логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Б. О. Католик, О. Р. Коструба. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2006. – спецвипуск – С. 203–205.

14. Мичуда З. Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація. – 2008. – №617. – С. 163–170.

15. Мичуда З. Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2008. – №19. – С. 38–43.

16. 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 збірник «Вимірювальна техніка і метрологія». – 2010. – №71. – С. 13–19.

17. Мичуда Л. З. Функціональні перетворювачі рекурентного типу на комутованих конденсаторах для систем енергообліку / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2010. – №677. – С. 98–104.

18. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2011. – №5 (98). – С. 164–166.

19. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком. Моделювання впливу струмів витікання. / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2010. – №24. – С. 168–173.

20. U.Antoniw, L.Myczuda, Z.Myczuda, A.Szczesniak. Logarytmiczne przetworniki analogowo-cyfrowe z nagromadzeniem ładunku i impulsowym sprzężeniem zwrotnym// PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R.89, NR 8/2013, str. 277–281. (**Scopus**)

21. Мичуда З. Р. Оцінювання динамічних властивостей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комітках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2014. – №802. – С. 37–44.

22. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комітках. Частина 1 / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2016. – №852. – С. 62–68.

23. Мичуда З. Р. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, І. А. Костів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2016. – №852. – С. 77–82.

24. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках. Частина 2 / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування. – 2017. – №880. – С. 9–17.

25. Мичуда З. Р. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Г. С. Єлісеєва. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2017. – №880. – С. 31–39.

26. Мичуда Л. З. Підвищення точності вимірювання віддалі до об'єкта (Accuracy Increase of Distance Measurement to the Object) / Л. З. Мичуда, В. Д. Погребенник. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2017. – №2(38). – С. 112–127. (**Index Copernicus**)

27. Мичуда Л. З. Вдосконалений рекурентний метод аналого-цифрового функціонального перетворення для підвищення точності та швидкодії (Improved Recurrent Method of Analog to Digital Functional Conversion for Increase of Speed and Accuracy) / Л. З. Мичуда. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2018. – №1. – С. 73 – 92. (**Index Copernicus**)

28. Lesya Mychuda. Development of Algorithms for Improving the Accuracy and Performance Speed of a Functional Analog-to-Digital Converter // Східноєвропейський журнал передових технологій (Eastern-European Journal of Enterprise Technologies), ISSN 1729-3774 – 2018. – №3/9 (93). pp.58–69. – DOI:10.15587/1729-4061.2018.132479 . (**Scopus, Index Copernicus**)

**ПРАЦІ, ЯКІ ЗАСВІДЧУЮТЬ АПРОБАЦІЮ МАТЕРІАЛІВ
ДИСЕРТАЦІЇ**

29. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р. Вимірювальний перетворювач ємності на комутованих конденсаторах. // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2003”, Вінниця–Кореїз, 2003, – с.26–29.

30. Мичуда З.Р., Католик Б.О., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення зі зміною основи логарифму // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця–Ялта, 2004, – с.63–67.

31. Мичуда З.Р., Ільканич К.І., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення за рекурентним методом // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця–Ялта, 2004, – с.68–71.

32. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Блок аналого-цифрового перетворення для лічильників електроенергії підвищеної точності // Сборник трудов международной НТК «Наука и предпринимательство», Ялта, 2005, – с. 64–68.

33. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Підвищення швидкодії прецизійних перетворювачів напруга–частота. // Технічні вісті, №1₍₂₂₎,2₍₂₃₎. – Львів, 2006, – с.102.

34. Мичуда Л.З. Оцінка завадостійкості аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Матеріали XVIII МНТК з автоматичного управління «Автоматика-2011», Львів, 2011, – с.404–405.

35. Мичуда Л.З. Обчислення степеневих рядів за допомогою аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Матеріали XIII международной НТК «Приборостроение – 2004», Винница–Кореиз, 2004. – с. 58–62.

36. Мичуда Л.З. Схемотехнічні рішення обчислювальних пристроїв на комутованих конденсаторах для обліку енергоносіїв // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції "Вимірювання витрати та кількості газу", Івано-Франківськ, 2005. – с.56.

37. Мичуда Л.З. Аналогові та аналого-цифрові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем обліку енергоносіїв //

Збірник праць 5-ї міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми економії енергії» – Львів – 2008. – с.341.

38. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду // Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи – 2008", Черкаси–Гурзуф, 2008, – с. 86–88.

39. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач // Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи – 2008", Черкаси–Гурзуф, 2008, – с. 89–91.

40. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком // Тези міжнародної НТК "Контроль і управління в складних системах" (КУСС–2010), Вінниця, 2010, – с.151.

41. Мичуда Л.З. Оцінка впливу шумів на конденсаторні комірки аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах // Тези міжнародної наукової конференції «Контроль і управління в складних системах» (КУСС-2010), Вінниця, 2010, – с. 149.

42. Мичуда Л.З. Функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах із зміною основи логарифму // Збірник тез доповідей Першої міжнародної наукової конференції «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (ВКДТС – 2011), 18–20 жовтня 2011р., Вінниця: ВНТУ, 2011, – с.74.

43. Мичуда Л.З. Методи зміни основи логарифма для покращення метрологічних характеристик аналого-цифрових функціональних перетворювачів. // Збірник тез доповідей XVII Міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування: стан і перспективи», 15–16 травня 2018 р., Київ, Україна, – с.194–195.

44. Мичуда Л.З. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд/ Мичуда Л. З., Мичуда З.Р., Єлісеєва Г. С. // Матеріали конференції Автоматика/Automatics – 2018/

XXV Міжнародна конференція з автоматичного управління, 18–19 вересня 2018 року, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018, – с.120–122.

ПУБЛІКАЦІЇ, ЯКІ ДОДАТКОВО ВІДОБРАЖАЮТЬ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ ДИСЕРТАЦІЇ

45. Патент 39126 Україна. Аналоговий помножувач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Влах Г.І., Мичуда Л.З. 2001, Бюл.№5.

46. Патент 57054 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Мичуда Л.З., 2003, Бюл. №6.

47. Патент 89229 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., 2010, Бюл. №21.

48. Патент 113138 Україна. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач/ Мичуда Л.З., 2016, Бюл. №23.

49. Патент 114064 Україна. Спосіб функціонального аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., 2017, Бюл. №7.

50. Patent 227862 Polska. Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy/ Myszuda Z., Myszuda Ł., Antoniów U., Szczesniak A., 2018, WUP 01/18.

51. Заявка на патент на винахід № а201805976 Україна. Функціональний аналого-цифровий перетворювач / Мичуда Л.З., Заявл 29.05.2018, Опубл. 25.09.2018, Бюл «Промислова Власність» №18, 2018.

52. Заявка на патент на винахід № а201806835 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., Заявл 18.06.2018, Опубл. 25.10.2018, Бюл «Промислова Власність» №20, 2018.

53. Патент 116938 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення. / Мичуда Л.З., 2018, Бюл №10/2018.

ABSTRACT

L.Z. Mychuda. Theory and practice of analog-to-digital functional converters on switched capacitors. – Manuscript.

Thesis for a Doctor of Technical Sciences degree by specialty 05.13.05 – computer systems and components. – Lviv Polytechnic National University, Lviv, 2018.

The thesis created new, and also received the further development of the well-known theoretical and practical bases of the functional conversion of analog signals, in particular, methodological principles of construction have been developed, new methods, mathematical models, algorithms and means of analog-to-digital functional conversion (ADFC) based on switched capacitors have been created, that considerably prevail analogues on advanced functionality, increased accuracy and speed.

The scientific novelty of the results obtained is as follows:

1. For the first time, the methodological principles of constructing ADFC on switched capacitors, which combine structural ones – by changing the basis of logarithm and the ratio of capacities, and algorithmic – by choosing the number of subbands of transformation, the number and size of steps on each of them, are developed, which opens new possibilities for increasing the accuracy and speed of ADFC.
2. For the first time, the method of multifunctional analog-to-digital conversion, which differs in a time-consuming survey of all logarithmators, has been developed, which made it possible to reduce the conversion time to the time of transforming one of the logarithmatori, as well as realize in the conversion time: multiplication and division operations, power functions, or roots with high degree order of units–tens.
3. For the first time, the method of logarithmic analog-digital conversion of the difference between two input voltages is proposed, which is characterized by a parallel-time transformation of the voltage-decreasing by redistribution of charge and voltage-offset by the accumulation of charge in a passive capacitor cell, which made

it possible to increase the accuracy compared to the traditional approach, when first determine the difference between these stresses, and then logarithm it.

4. For the first time, a method of logarithmic analog-to-digital functional conversion is proposed, which is different in that the value of the compensating voltage in the first subband is compared with the value of the input voltage, and on the following – with the minimum value of the compensating voltage in the previous subband, which made it possible to simplify the circuit decision by reducing the number of memorable quantities, and improve the accuracy of analog-to-digital converters, implemented on the basis of the proposed method.

5. The method of recurrent functional analog-to-digital conversion, which is characterized by multiple access to the standard of the senior level, has been improved, which made it possible to significantly reduce the number of sample values and increase the speed of conversion.

6. A new principle of the interpolating logarithmic analog-to-digital converters is proposed, which differs by applying the phenomenon of distribution of charge at the stage of gross conversion and the phenomenon of charge accumulation at the stage of exact conversion, which made it possible to simplify the algorithm and increase the speed of conversion due to the elimination of the need for reproduction at the stage of gross transformation of the previous level of compensating voltage.

7. For the first time mathematical models and algorithms of functioning of analog-to-digital functional converters, which are based on proposed methods of transformation, are developed.

The practical significance of the results obtained is as follows: 1) new means of analog-to-digital functional conversion, which outperform the known functionality, accuracy and speed, are developed; 2) computer simulation software was developed for estimation of errors and time of transformation of ADFC; 3) the proposed mathematical models allow to predict the characteristics and parameters of ADFC on switched capacitors in the process of their design; 4) created a number of new structures of ADFC, which, compared with the known, have higher accuracy and enhanced functionality; 5) developed models that take into account the types of noise

acting on the ADFC, give an opportunity to estimate errors caused by noise; 6) a scheme for minimizing the impact of periodic interference on the work of ADFC for improving accuracy; 7) recommendations on the scheme implementation of various types of ADFC on switched capacitors.

In the first section, the review and analysis of the current state of methods and means of analog-to-digital and functional conversion, characteristics of ADFC, and their classification is proposed. The analysis of the primary sources has made it possible to reveal the following advantages of circuits with switched capacitors: 1) the possibility of their realization on the CMOS-technology, which is by far the most widespread; 2) CMOS-technology allows an easy way to realize a capacitor with a precision of performance much better, for the accuracy of the resistors; 3) the characteristics of circuits on commutated capacitors are determined by the ratio of capacitance capacitors, which are maintained much easier than their absolute values; 4) circuits on switched capacitors, in contrast to analogues at resistive dividers of current and voltage, are compatible with the technology with modern standard CMOS digital nodes; 5) conversion and the possibility of combining the functions of memorizing the analog signal; 6) temperature and time stability, low power consumption.

The second section is devoted to the methodological principles of the creation of new methods and principles for the construction of ADFP, based on a combination of structural and algorithmic principles for increasing the accuracy of analog-to-digital conversion based on the properties of capacitor cells.

The methodological principles of constructing ADFC on switched capacitors combine structural – by changing the basis of logarithm and the ratio of capacities, and algorithmic – by choosing the number of subbands of transformation, the number and size of steps on each of them.

In particular, it is proposed to use a predetermined number of values of the bases of logarithms, which directly determine the error of the conversion, but are derived from the ratio of capacitances of the condenser cells. The choice of the number of steps for conversion, the value of the step, as well as the division of the

entire range of conversion, constitute the algorithmic part of the methodology for increasing accuracy and speed. By dividing the entire range of conversion into several subbands and setting on each of them another basis of the logarithm and the value of the step, we find the optimal correlation between the error value and the conversion time.

On the basis of the developed methodology it is proposed:

A new method of analog-to-digital functional conversion, which enables the construction of multi-function and multi-port converters with an 5-10 inputs of voltage and the ability to perform operations of raising to degree and extracting the root, whose degree indicator corresponds to to the number of inputs.

A new method for the logarithm of the difference of two voltages, which, unlike the classical one, does not accumulate the error of the conversion due to the sequence – the definition of the difference with its subsequent logarithm for the analog-to-digital conversion. In order to increase the accuracy in the proposed new method, the difference between the two voltages is simultaneously obtained with logarithmic conversion.

New method of logarithmic analog-to-digital conversion. The peculiarity of the proposed method of logarithmic analog-to-digital conversion is that when converting, the levels of compensating voltages used on the accumulating capacitor of the capacitors cells of each subband are used. When switching to the next subband, the order of supply the voltage to the comparator is changing, resulting in the reduction of the error in each subband until the achievement of the given value of summary error in the last sub-band.

A new principle for constructing interpolation logarithmic analog-to-digital converters is based on the phenomenon of distribution of charge at the stage of gross transformation and the phenomenon of accumulation of charge at the stage of exact transformation, which enables to improve accuracy and speed.

The further development of the recurrent method of logarithmic analog-to-digital conversion, which consists in the repeated use of the weight of the standard of the senior level, and at the moment of the equalization of the compensating voltage

and the input signal, the value of the higher digits of the source code as the product of the weight of the older discharge is recorded for the number of uses of this weight, and the value of the lower digits is determined as in the classical recurrent method; this allowed to increase the speed with high accuracy.

In the third section algorithms of functioning are developed and computer simulation of converters work is carried out, in particular, it is proven:

1. Multifunctional ADFC has the main advantage of a large number of inputs - 5 or 10 in the range from 1 mV to 10 V. Increasing the number of input voltages does not lead to an increase in conversion error. At a given bit, the ADFC provides a higher accuracy of 1 – 2 binary digits. The time of the conversion is from hundreds of microseconds to the units of milliseconds at a given 10 digits and is from milliseconds to tens of milliseconds at a given 12 digits (the error of conversion corresponds to the error of 13 – 14 bit ADCs).

2. The converter with the logarithm of the difference of the two voltages shows the higher accuracy in comparison with the classical converter, which initially receives the difference and then logarithms it. The error of the 10-bit converter compared with the classical one is up to 10 times lower for input voltages, which differ by less than 10%; If the voltages differ, then the error decreases. The conversion time is from hundreds of microseconds to milliseconds.

3. Improved recurrent ADFC has the following advantages: if the priority is the speed: 1) for 8 digits it is possible to get: for the basis of the logarithm 0.9975 the summary error is less than 0.25% at conversion time less than 85 μ s; and for the basis of the logarithm 0.9990 the summary error is less than 0.1% at the time of conversion to less than 195 μ s; 2) For 10 digits is possible to get: for the basis of the logarithm 0.99975 the summary error is less than 0.025% at conversion time less than 203 μ s; and for the basis of the logarithm 0.9999, the summary error is less than 0.01% at conversion time less than 473 μ s.

If the priority is to increase the accuracy, it is possible to achieve an increase of 4 or 6 digits. The optimal ratio of the accuracy and speed is the increase of 4 digits.

4. The ADFP with the change of the basis of the logarithm has the following advantages: Desired speed is determined by the user when setting the number of doses; the choice of accuracy can be set to the number of sub-bands; in the range of input voltages from 1 mV to 10 V, the summary error does not exceed 0.005% at the basis of the logarithm $\zeta = 0.999$ and 10 doses in each of the 4 subbands; conversion time less than 100 μs .

Improved ADFC with a change of the basis of the logarithm has, besides the above, the following advantages: 1) when converted to 4 subbands, the summary error margin is less 0.003% at the conversion time to less than 65 μs (up to 26 cycles); 2) when converting to 5 subbands, the base for the logarithm for the fifth subband is $\zeta = 0.9999$ and the summary error of the output code is less than 0.001% at a conversion time of less than 105 μs (up to 42 cycles).

5. Interpolating converter in comparison with analogues has increased at least twice the accuracy and speed. The summary error of the source code does not exceed 0.022% at the given accuracy in the second stage, which corresponds to 10th digits (0.1%), 0.01% at the given – 11th digits (0.05%) and 0.0022% at the given – 12th digits 0.01%. For ADFC with conversion stages of 10% – 0.1% and 5% – 0.05% with doubling the specified accuracy, the transformation time doubles in the millivolt range, and in the range of input voltages larger than 1 V the conversion time in these two cases varies slightly and is less than 300 μs .

In the fourth section, the simulation of the noise and interference signals on the ADFC on switched capacitors was carried out. It was established that the noise in the ADFC with charge accumulation in parallel and successive passive capacitor cells is the same and does not exceed 273 μV ($s / n = 91$ dB), while the noise in the ADFC with charge redistribution is smaller and does not exceed 218 μV ($s / n = 93$ dB). The noise of the ADFC on the active capacitor cell is smaller than 246 μV ($s / n = 92$ dB).

The scheme for minimizing the influence of noise in the ADFC on switched capacitors has been developed. Periodic interference with a frequency of 50 Hz and an amplitude = 100 mV leads to an absolute error of reproduction of the input

(useful) signal on a storage capacitor smaller than $0.2 \mu\text{V}$. The scheme provides a high coefficient of suppression of periodic noise (114 dB).

The fifth section is devoted to the use of the proposed new transformation methods for constructing the original structural and functional schemes of ADFC, in particular, multifunctional converters, converters for determining the difference, converters with a variable basis of logarithm, recurrent converters, interpolating converters, converters with charge accumulation and pulsed negative feedback, and implementing them in development and physical modeling. The results of experimental researches of prototype ADFC samples for the range of input signals from 1 mV to 10 V are presented, and the output signal is a binary code or a DC voltage with a nominal value of 10 V. Recommendations for the implementation of ADFC and improvement of their parameters and characteristics are given.

The conclusions formulated the main results of the dissertation research. And **the additions** contain the author's program of computer simulation of the ADFC, additional illustrations and results of modeling and acts of introduction of the results of the dissertation research.

Key words: analog-to-digital functional conversion, switched capacitors, principles, methods, algorithms, means, modelling.

THE LIST OF PUBLISHED WORKS ON THE THEME OF DISSERTATION

1. Mychuda L. Z. Analoho-tsyfrovyyi bahatofunktsionalnyi peretvoriuvach / L. Z. Mychuda, Z. R. Mychuda. // Visnyk NULP – Teploenerhetyka. Inzheneriia dovkillia. Avtomatyzatsiia. – 2002. – №460. – S. 66–72.
2. Mychuda L. Z. Interpoliuiuchy i loharyfmichnyi analoho-tsyfrovyyi peretvoriuvach / L. Z. Mychuda, Z. R. Mychuda, B. O. Katolyk. // Visnyk NULP – Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2002. – №445. – S. 160–166.

3. Mychuda L. Z. Vymiriuvalni peretvoriuvach yemnist – kod / L. Z. Mychuda, Z. R. Mychuda. // Visnyk NULP – Teploenerhetyka. Inzheneriia dovkillia. Avtomatyzatsiia. – 2004. – №506. – S. 249–252.
4. Mychuda Z. R. Loharyfmichni ATsP z pererozpodilom zariadu zariadu. Modeliuvannia vplyvu parazytnykh mizhelektrodneykh yemnostei / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, B. O. Katolyk. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”. – 2004. – №11. – S. 167–183.
5. Mychuda Z. R. Modeliuvannia vplyvu strumiv vytikannia v loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu v aktyvnykh kondensatornykh komirkakh / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, O. R. Kostruba. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”. – 2004. – №11. – S. 183–190.
6. Otsinka dynamichnykh vlastyvostei loharyfmichnykh ATsP na komutovanykh kondensatorakh / B. O. Katolyk, K. I. Ilkanych, Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda. // Sbornyk nauchnykh trudov Natsyonalnoho hornoho unyversyteta. – 2004. – №19 t.2. – S. 135–143.
7. Mychuda Z. R. Analohovyi pomnozhuвач na osnovi chastotnoi moduliatsii / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, H. I. Vлах. // Mizhvidomchyi zbirnyk naukovykh prats “Vidbir i obrobka informatsii”. – 2004. – №20(96). – S. 64–68.
8. Mychuda Z. R. Novyi metod loharyfmichnoho analoho-tsyfrovoho peretvorennia / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, K. I. Ilkanych. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”. – 2004. – №12. – S. 220–224.
9. Mychuda Z. R. Modeliuvannia vplyvu strumiv vytikannia v loharyfmichnykh ATsP z pererozpodilom zariadu / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda. // Visnyk NULP – Teploenerhetyka. Inzheneriia dovkillia. Avtomatyzatsiia. – 2005. – №537. – S. 103–106.
10. Otsinka tochnosti loharyfmichnykh ATsP na komutovanykh kondensatorakh / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, O. R. Kostruba, K. I. Ilkanych. // Visnyk Cherkaskoho derzhavnoho tekhnolohichnoho unyversytetu. – 2005. – №3. – S. 181–184.

11. Mychuda L. Z. Analohovi funktsionalni peretvoriuvachi na komutovanykh kondensatorakh dlia system enerhoobliku / L. Z. Mychuda, Z. R. Mychuda. // Visnyk Cherkaskoho derzhavnoho tekhnolohichnoho universytetu. – 2005. – №3. – S. 184–186.

12. Vlach H. I. Analoho-tsyfrovyi peretvoriuvach elektroenerhii / H. I. Vlach, Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda. // Naukovo-tekhnichnyi zhurnal “Metody ta pryklady kontroliu yakosti”, Ivano-Frankivskyi natsionalnyi tekhnichnyi universytet nafty i hazu. – 2005. – №13. – S. 80–82.

13. Pidvyshchennia tochnosti ta shvydkodii loharyfmichnykh analoho-tsyfrovykh peretvoriuvachiv / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, B. O. Katolyk, O. R. Kostruba. // Visnyk Cherkaskoho derzhavnoho tekhnolohichnoho universytetu. – 2006. – spetsvypusk – S. 203–205.

14. Mychuda Z. R. Modeliuvannia vplyvu parazytnykh mizhelektrodneykh yemnostei v loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu na poslidovnykh pasyvnykh kondensatornykh komirkakh / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Visnyk NULP – Teploenerhetyka. Inzheneriia dovkillia. Avtomatyzatsiia. – 2008. – №617. – S. 163–170.

15. Mychuda Z. R. Paralelni loharyfmichni analoho-tsyfrovyi peretvoriuvach / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, O. R. Kostruba. // Zbirnyk naukovykh prats “Kom’iuterni tekhnolohii druzarstva”. – 2008. – №19. – S. 38–43.

16. Modeliuvannia vplyvu parazytnykh mizhelektrodneykh yemnostei v loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu z impulsnym vid’iemnym zvorotnym zv’iazkom / Z. Mychuda, L. Mychuda, U. Antoniv, A. Shymanskyi. // Mizhvidomchyi zbirnyk «Vymiriuvalna tekhnika i metrolohii». – 2010. – №71. – S. 13–19.

17. Mychuda L. Z. Funktsionalni peretvoriuvachi rekurentnoho typu na komutovanykh kondensatorakh dlia system enerhoobliku / L. Z. Mychuda, Z. R. Mychuda. // Visnyk NULP - Teploenerhetyka. Inzheneriia dovkillia. Avtomatyzatsiia. – 2010. – №677. – S. 98–104.

18. Mychuda Z. R. Modeliuvannia vplyvu strumiv vytikannia v loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu z impulsnym vid'iemnym zvorotnym zv'iazkom / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. – 2011. – №5 (98). – S. 164–166.

19. Mychuda Z. R. Loharyfmichni ATsP z nakopychenniam zariadu z impulsnym vid'iemnym zvorotnym zv'iazkom. Modeliuvannia vplyvu strumiv vytikannia. / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”. – 2010. – №24. – S. 168–173.

20. U.Antoniw, L.Myczuda, Z.Myczuda, A.Szczesniak. Logarytmiczne przetworniki analogowo-cyfrowe z nagromadzeniem ładunku i impulsowym sprzężeniem zwrotnym// PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R.89, NR 8/2013, str. 277–281. (**Scopus**)

21. Mychuda Z. R. Otsiniuvannia dynamichnykh vlastyvoستي loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu na poslidovnykh pasyvnykh kondensatornykh komirkakh / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Visnyk NULP – Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2014. – №802. – S. 37–44.

22. Mychuda Z. R. Loharyfmichni ATsP z nakopychenniam zariadu na poslidovnykh pasyvnykh kondensatornykh komirkakh. Chastyna 1 / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Visnyk NULP – Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2016. – №852. – S. 62–68.

23. Mychuda Z. R. Slidkuiuchy i loharyfmichnyi analoho-tsyfrovyyi peretvoriuvach / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, I. A. Kostiv. // Visnyk NULP – Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2016. – №852. – S. 77–82.

24. Mychuda Z. R. Loharyfmichni ATsP z nakopychenniam zariadu na poslidovnykh pasyvnykh kondensatornykh komirkakh. Chastyna 2 / Z. R. Mychuda, L. Z. Mychuda, U. S. Antoniv. // Visnyk NULP - Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2017. – №880. – S. 9–17.

25. Mychuda Z. R. Intehralni analoho-tsyfrovi peretvoriuvachi z loharyfmichnoiu kharakterystykoiu peretvorenna. Ohliad / Z. R. Mychuda, L. Z.

Mychuda, H. S. Yelisieieva. // Visnyk NULP – Avtomatyka, vymiriuvannia ta keruvannia. – 2017. – №880. – S. 31–39.

26. Mychuda L. Z. Pidvyshchennia tochnosti vymiriuvannia viddali do obiekta (Accuracy Increase of Distance Measurement to the Object) / L. Z. Mychuda, V. D. Pohrebennyk. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2017. – №2(38). – S. 112–127. **(Index Copernicus)**

27. Mychuda L. Z. Vdoskonalenyi rekurentnyi metod analoho-tsyfrovoho funktsionalnogo peretvorennia dlia pidvyshchennia tochnosti ta shvydkodii (Improved Recurrent Method of Analog to Digital Functional Conversion for Increase of Speed and Accuracy) / L. Z. Mychuda. // Zbirnyk naukovykh prats “Komp’iuterni tekhnolohii drukarstva”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2018. – №1. – S. 73 – 92. **(Index Copernicus)**

28. Lesya Mychuda. Development of Algorithms for Improving the Accuracy and Performance Speed of a Functional Analog-to-Digital Converter // Східноєвропейський журнал передових технологій (Eastern-European Journal of Enterprise Technologies), ISSN 1729-3774 – 2018. – №3/9 (93). pp.58–69. – DOI:10.15587/1729-4061.2018.132479 . **(Scopus, Index Copernicus)**

PUBLISHED WORKS OF APPROBATION NATURE

29. Mychuda L.Z., Mychuda Z.R. Vymiriuvalni peretvoriuvach yemnosti na komutovanykh kondensatorakh. // Materialy MNTK “Pryladobuduvannia – 2003”, Vinnytsia–Koreiz, 2003, – s.26–29.

30. Mychuda Z.R., Katolyk B.O., Mychuda L.Z. Loharyfmichne analoho-tsyfrove peretvorennia zi zminoiu osnovy loharyfmu // Materialy MNTK “Pryladobuduvannia – 2004”, Vinnytsia–Ialta, 2004, – s.63–67.

31. Mychuda Z.R., Ilkanych K.I., Mychuda L.Z. Loharyfmichne analoho-tsyfrove peretvorennia za rekurentnym metodom // Materialy MNTK “Pryladobuduvannia – 2004”, Vinnytsia–Ialta, 2004, – s.68–71.

32. Vlakh H.I., Mychuda Z.R., Mychuda L.Z. Blok analoho-tsyfrovoho peretvorennia dlia lychylnykh elektroenerhii pidvyshchanoi tochnosti // Sbornyk trudov mezhdunarodnoi NTK «Nauka y predprynymatelstvo», Yalta, 2005, – s. 64–68.

33. Vlakh H.I., Mychuda Z.R., Mychuda L.Z. Pidvyshchennia shvydkodii pretsyziinykh peretvoriuvachiv napruha–chastota. // Tekhnichni visti, №1(22),2(23). – Lviv, 2006, – s.102.

34. Mychuda L.Z. Otsinka zavadostiikosti analohovykh funktsionalnykh peretvoriuvachiv na komutovanykh kondensatorakh// Materialy XVIII MNTK z avtomatychnoho upravlinnia «Avtomatyka-2011», Lviv, 2011, – s.404–405.

35. Mychuda L.Z. Obchyslennia stepenevykh riadiv za dopomohoiu analohovykh funktsionalnykh peretvoriuvachiv na komutovanykh kondensatorakh// Materyaly XIII mezhdunarodnoi NTK «Pryborostroenye – 2004», Vynnytsa–Koreyz, 2004. – s. 58–62.

36. Mychuda L.Z. Skhemotekhnichni rishennia obchysliuvalnykh prystroiv na komutovanykh kondensatorakh dlia obliku enerhonosiiv // Materialy vseukrainskoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii "Vymiriuvannia vytraty ta kilkosti hazu", Ivano-Frankivsk, 2005. – s.56.

37. Mychuda L.Z. Analohovi ta analoho-tsyfrovi funktsionalni peretvoriuvachi na komutovanykh kondensatorakh dlia system obliku enerhonosiiv // Zbirnyk prats 5-i mizhnarodnoi naukovo-praktychnoi konferentsii «Problemy ekonomii enerhii» – Lviv – 2008. – s.341.

38. Mychuda Z.R., Mychuda L.Z., Antoniv U.S. Loharyfmichni analoho-tsyfrovi peretvoriuvachi z nakopychenniam zariadu // Tezy mizhnarodnoi NTK "Datchyky, prylady ta systemy – 2008", Cherkasy–Hurzuf, 2008, – s. 86–88.

39. Mychuda Z.R., Mychuda L.Z., Kostruba O.R. Paralelni loharyfmichni analoho-tsyfrovi peretvoriuvach // Tezy mizhnarodnoi NTK "Datchyky, prylady ta systemy – 2008", Cherkasy–Hurzuf, 2008, – s. 89–91.

40. Mychuda Z.R., Mychuda L.Z., Antoniv U.S. Modeliuvannia vplyvu strumiv vytikannia v loharyfmichnykh ATsP z nakopychenniam zariadu z impulsnym

vid'iemnym zvorotnym zv'iazkom // Tezy mizhnarodnoi NTK "Kontrol i upravlinnia v skladnykh systemakh" (KUSS–2010), Vinnytsia, 2010, – s.151.

41. Mychuda L.Z. Otsinka vplyvu shumiv na kondensatorni komirky analogovykh funktsionalnykh peretvoriuvachiv na komutovanykh kondensatorakh // Tezy mizhnarodnoi naukovoï konferentsii «Kontrol i upravlinnia v skladnykh systemakh» (KUSS-2010), Vinnytsia, 2010, – s. 149.

42. Mychuda L.Z. Funktsionalni peretvoriuvachi na komutovanykh kondensatorakh iz zminoiu osnovy loharyfmu // Zbirnyk tez dopovidei Pershoi mizhnarodnoi naukovoï konferentsii «Vymiriuvannia, kontrol ta diahnostyka v tekhnichnykh systemakh» (VKDTS – 2011), 18–20 zhovtnia 2011r., Vinnytsia: VNTU, 2011, – s.74.

43. Mychuda L.Z. Metody zminy osnovy loharyfma dlia pokrashchennia metrolohichnykh kharakterystyk analogo-tsyfrovykh funktsionalnykh peretvoriuvachiv. // Zbirnyk tez dopovidei XVII Mizhnarodnoi naukovo-tekhnicnoi konferentsii «Pryladobuduvannia: stan i perspektyvy», 15–16 travnia 2018 r., Kyiv, Ukraina, – s.194–195.

44. Mychuda L.Z. Intehralni analogo-tsyfrovi peretvoriuvachi z loharyfmichnoi kharakterystykoiu peretvorennia. Ohliad/ Mychuda L. Z., Mychuda Z.R., Yelisieieva H. S. // Materialy konferentsii Avtomatyka/Automatics – 2018/ XKhV Mizhnarodna konferentsiia z avtomatychnoho upravlinnia, 18–19 veresnia 2018 roku, Lviv: Vydavnytstvo Lvivskoi politekhniky, 2018, – s.120–122.

ADDITIONAL PUBLICATIONS

45. Patent 39126 Ukraina. Analogovyi pomnozhuвач/ Mychuda Z.R., Dudykevych V.B., Vlakh H.I., Mychuda L.Z. 2001, Biul.№5.

46. Patent 57054 Ukraina. Analogovyi bahatofunktsionalnyi peretvoriuvach/ Mychuda Z.R., Dudykevych V.B., Mychuda L.Z., 2003, Biul. №6.

47. Patent 89229 Ukraina. Analogovyi bahatofunktsionalnyi peretvoriuvach/ Mychuda Z.R., Mychuda L.Z., 2010, Biul. №21.

48. Patent 113138 Ukraina. Loharyfmichnyi analoho-tsyfrovyyi peretvoriuvach/ Mychuda L.Z., 2016, Biul. №23.

49. Patent 114064 Ukraina. Sposib funktsionalnoho analoho-tsyfrovoho peretvorennia/ Mychuda L.Z., 2017, Biul. №7.

50. Patent 227862 Polska. Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy/ Myczuda Z., Myczuda Ł., Antoniów U., Szczesniak A., 2018, WUP 01/18.

51. Zaiavka na patent na vynakhid № a201805976 Ukraina. Funktsionalnyi analoho-tsyfrovyyi peretvoriuvach / Mychuda L.Z., Zaiavl 29.05.2018, Opubl. 25.09.2018, Biul «Promyslova Vlasnist» №18, 2018.

52. Zaiavka na patent na vynakhid № a201806835 Ukraina. Sposib loharyfmichnoho analoho-tsyfrovoho peretvorennia/ Mychuda L.Z., Zaiavl 18.06.2018, Opubl. 25.10.2018, Biul «Promyslova Vlasnist» №20, 2018.

53. Patent 116938 Ukraina. Sposib loharyfmichnoho analoho-tsyfrovoho peretvorennia. / Mychuda L.Z., 2018, Biul №10/2018.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ	2
ABSTRACT	16
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	33
ВСТУП.....	35
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ	44
1.1. Огляд сучасного стану методів і засобів аналого-цифрового функціонального перетворення	44
1.2. Методи побудови та характеристики аналого-цифрових перетворювачів	45
1.3. Методи побудови та характеристики функціональних перетворювачів	53
1.4. Схеми на комутованих конденсаторах як перспективний напрямок побудови аналого-цифрових і функціональних перетворювачів.....	66
1.5. Класифікація аналого-цифрових функціональних перетворювачів...	69
1.6. Огляд похибок аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах.....	71
1.7. Визначення напрямків досліджень.....	75
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1.....	76
РОЗДІЛ 2. МЕТОДОЛОГІЧНІ ЗАСАДИ СТВОРЕННЯ НОВИХ МЕТОДІВ І ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ	78
2.1. Методологічні засади створення аналого-цифрових функціональних перетворювачів підвищеної точності і швидкодії	78
2.2. Новий метод аналого-цифрового функціонального перетворення.....	80
2.3. Новий метод логарифмування різниці двох напруг	88
2.4. Розвиток рекурентного методу логарифмічного аналого-цифрового функціонального перетворення	96

2.5. Розвиток методу аналого-цифрового функціонального перетворення із змінною основою логарифма	106
2.6. Новий принцип побудови інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів	123
2.7. Розвиток методу функціонального перетворення з імпульсним зворотнім зв'язком	129
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2.....	132
РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА КОМУТОВАНИХ КОНДЕНСАТОРАХ	136
3.1. Аналіз похибок та оцінка швидкодії покращеного багатофункціонального АЦФП на комутованих конденсаторах	136
3.2. Аналіз похибок та оцінка швидкодії АЦФП для логарифмування різниці на комутованих конденсаторах.....	155
3.3. Аналіз похибок та оцінка швидкодії вдосконаленого рекурентного АЦФП на комутованих конденсаторах.....	174
3.4. Аналіз похибок та оцінка швидкодії покращеного АЦФП на комутованих конденсаторах із змінною основою логарифма	188
3.5. Аналіз похибок та оцінка швидкодії запропонованого інтерполюючого АЦФП на комутованих конденсаторах.....	227
3.6. Похибки, що виникають у конденсаторних комірках.....	241
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3.....	242
РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ШУМІВ І ЗАВАД НА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА КОМУТОВАНИХ КОНДЕНСАТОРАХ	246
4.1. Оцінка впливу шумів на конденсаторні комірки АЦФП на комутованих конденсаторах	246
4.2. Моделювання впливу шумів на АЦФП на пасивних конденсаторних комірках.....	248
4.3. Моделювання впливу шумів на АЦФП на активних	

конденсаторних комірках	277
4.4. Розробка пристрою мінімізації завад у АЦФП на комутованих конденсаторах	280
ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4.....	284
РОЗДІЛ 5. РЕАЛІЗАЦІЯ ТА ВПРОВАДЖЕННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА КОМУТОВАНИХ КОНДЕНСАТОРАХ.....	286
5.1. Багатофункціональні аналого-цифрові перетворювачі.....	287
5.1.1. Універсальний багатофункціональний АЦФП.....	287
5.1.2. Покращений багатофункціональний АЦФП.....	292
5.1.3. Обчислення степеневих рядів за допомогою аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах.....	298
5.2. Функціональний аналого-цифровий перетворювач для визначення логарифма різниці двох напруг.....	302
5.3. Покращений рекурентний АЦФП.....	319
5.4. Покращений логарифмічний аналого-цифровий перетворювач із змінною основою логарифма.....	326
5.5. Новий інтерполуючий логарифмічний АЦФП.....	332
5.6. Покращений логарифмічний АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним від`ємним зворотним зв`язком.....	335
Висновки до розділу 5.....	341
ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	343
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	349
ДОДАТКИ.....	385
Додаток 1 Акти використання результатів дисертаційної роботи.....	385
Додаток 2 Тексти програм моделювання АЦФП.....	389
Додаток 3. Додаткові ілюстрації та числові значення результатів комп`ютерного моделювання АЦФП.....	
Додаток 4. Список праць дисертантки.....	

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЛП – аналоговий логарифмічний перетворювач
АЦП – аналого-цифровий перетворювач
АФП – аналоговий функціональний перетворювач
АЦФП – аналого-цифровий функціональний перетворювач
БК - буферний каскад
БМ – блок визначення мантиси
БУ – блок керування
БХ - блок визначення характеристики
БФПФ – блок формування показникової функції
ІП – інвертуючий підсилювач
ГТІ - генератор тактових імпульсів
ДОН - джерело опорної напруги
ДС – джерело струму
ЕЗ – елемент затримки
КГ – кварцовий генератор
К – ключ аналоговий
КК – конденсаторна комірка
КЛАЦП – квазілогаримічний аналого-цифровий перетворювач
Км – компаратор
ЛАЦП – логарифмічний аналого-цифровий перетворювач
Л - лічильник
ЛР – лічильник результату
МП – масштабуючий підсилювач
ОВ – одновібратор
ОП – операційний підсилювач
П – підсилювач
ПД – піковий детектор

ПНС - перетворювач напруга-струм

ПНЧ - перетворювач напруга-частота

РЗ – регістр зсуву

РП – регістр пам'яті

РР - регістр результату

СВ - схема віднімання

С - конденсатор

С_д- конденсатор дозуючий

С_н – конденсатор накопичуючий

Т – тригер

ФІП - формувач імпульсних послідовностей

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач

ЧІФП – число-імпульсний функціональний перетворювач

$\log A$ – логарифм числа A за довільною основою

N – вихідний код

ζ - основа логарифму для ЛАЦП на пасивних конденсаторних комірках

α - основа логарифму для ЛАЦП на активних конденсаторних комірках

ВСТУП

Актуальність роботи. У системах автоматики та автоматизації точність та швидкість отримання інформації від об'єкта є однією з визначальних для забезпечення коректної роботи усієї системи. Кількість давачів, як і кількість вхідних сигналів, відрізняються. Наприклад, для контролю заповнення баку автомобіля є один давач. Він має одну вхідну величину. Для системи контролю у «розумному домі» застосовують десятки давачів. Кожен з них має від 1 до 3 вхідних величин. А на типовій автоматизованій лінії підприємства харчової промисловості кількість давачів перевищує 200. Така кількість зумовлена багатьма факторами, що підлягають контролю. У засобах і системах медичної, військової та науково-дослідницької сфери кількість давачів може бути ще більшою.

Для покращення технічних та експлуатаційних характеристик згаданих систем необхідно покращувати метрологічні характеристики основних вузлів, наприклад, аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Оскільки вони забезпечують зв'язок сучасних цифрових систем з давачами, більшість яких мають аналогові вихідні сигнали.

Високою технологічністю виготовлення та метрологічними характеристиками вигідно відрізняються перетворювачі інформації з застосуванням схем на комутованих конденсаторах [26, 186, 190, 203]. Конденсатори вирізняються стабільністю характеристик, а значення ємностей, одержуваних у ході технологічного процесу, добре узгоджуються із заданими номіналами. Характеристики кіл на комутованих конденсаторах визначаються співвідношенням ємностей конденсаторів [39 – 41, 130, 160, 178, 186, 189, 190], які витримуються значно легше при виготовленні, ніж їх абсолютні значення. За технологічністю в інтегральному виконанні, точністю виготовлення, температурною та часовою стабільністю конденсатори не поступаються, а в

розробках ряду фірм перевершують високоточні елементи інших типів і, зокрема, тонкоплівкові резистори [186, 248].

Перевага схем на комутованих конденсаторах в порівнянні з АЦП на резистивних ділниках струму і напруги полягає в сумісності за технологією з сучасними стандартними КМОН цифровими вузлами, малому споживанні потужності та можливості суміщення функцій перетворення і запам'ятовування аналогового сигналу [26, 186, 188, 190].

При цьому поряд аналого-цифровим перетворенням особливої ваги набуває задача забезпечення одночасного оброблення багатьох вхідних сигналів та можливості функціонального перетворення.

Усі ці завдання можуть виконати аналого-цифрові функціональні перетворювачі (АЦФП) на комутованих конденсаторах. Такі аналогові багатофункціональні перетворювачі (АБФП) з трьома логарифматорами випускають провідні фірми світу, наприклад, Analog Devices (AD538), Burr-Brown (4301/2), National Semiconductor (LN0094) [186, 198 – 202, 205 – 208].

Більшість аналого-цифрових функціональних перетворювачів, що випускаються провідними фірмами, мають наступні обмеження: кількість вхідних сигналів не більша трьох, а також виконання однієї певної функції – множення або ділення, або степеневі функції. Функціональні можливості перетворювачів найчастіше розширюють шляхом збільшення на їх вході кількості логарифматорів. Проте найбільшим недоліком аналого-цифрових обчислювачів з багатьма логарифматорами є те, що важко досягти ідентичності характеристик логарифматорів. Неідентичність характеристик призводить до збільшення похибки перетворення і викликає потребу в додаткових підстройках, що значно ускладнює практичну реалізацію. Тому, при сучасному стані технології інтегральних схем виготовляють в одній інтегральній схемі не більше трьох логарифматорів. Перетворювачі на комутованих комірках дозволяють опрацьовувати до десяти вхідних сигналів без погіршення точності. Також вони виконують набір не менше як з чотирьох функцій.

Подальше вдосконалення аналого-цифрових функціональних перетворювачів є актуальною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Робота виконана в рамках держбюджетних науково-дослідних робіт за планом Міністерства освіти і науки України, а саме: Держбюджетна тема «Проблемно-орієнтовані перетворювачі інформації» (ДБ/ЧІП, 2002–2003 р.) №д.р. 0102U001206; Держбюджетна тема «Теоретичні засади створення швидкодіючих проблемно-орієнтованих перетворювачів інформації» (ДБ/Заряд, 2004–2005 р.) №д.р. 0104U002297; Держбюджетна тема «Розвиток теорії аналізу і синтезу проблемно-орієнтованих перетворювачів інформації» (ДБ/ПЛІС, 2006–2007 р.) №д.р. 0106U001343.

Мета і задачі досліджень. Метою роботи є розроблення методологічних засад побудови, створення нових і вдосконалення відомих методів і засобів аналого-цифрового функціонального перетворення на комутованих конденсаторах для розширення функціональних можливостей і підвищення точності та швидкодії.

Для досягнення поставленої мети необхідним є розв'язання таких завдань:

1. Провести огляд і аналіз сучасного стану АЦФП.
2. Розробити методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах.
3. Розробити метод логарифмування різниці двох сигналів з підвищеною точністю.
4. Розробити метод функціонального аналого-цифрового перетворення підвищеної точності, який дозволяє отримати степеневу функцію високого порядку та корінь високого порядку.
5. Підвищити швидкодію рекурентного методу перетворення.
6. Покращити алгоритм функціонування інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів з метою підвищення його точності.

7. Розробити алгоритми функціонування та математичні моделі запропонованих методів аналого-цифрового функціонального перетворення.
8. Дослідити шуми і завади, що діють на АЦФП, оцінити значення похибок, зумовлених шумами.
9. Провести комп'ютерне моделювання розроблених АЦФП.
10. Провести фізичне моделювання розроблених АЦФП.
11. Впровадити розроблені АЦФП у виробництво.

Об'єкт дослідження – процес логарифмічного аналого-цифрового перетворення інформації про стан фізичних об'єктів.

Предмет дослідження – методи та засоби аналого-цифрового функціонального перетворення з підвищеними функціональними можливостями, точністю та швидкодією.

Методи досліджень. Методологія та методи дослідження ґрунтуються на застосуванні теорії лінійних електричних кіл, диференціальних рівнянь і функцій комплексної змінної, методи імітаційного моделювання та цифрової обробки сигналів, теорії похибок, а також математичної статистики та експериментальних методів для перевірки адекватності одержаних моделей.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:

1. Вперше розроблено методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах, які поєднують структурні – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них, що відкриває нові можливості підвищення точності та швидкодії АЦФП.

2. Вперше розроблено метод багатофункціонального аналого-цифрового перетворення, який відрізняється паралельним в часі опитуванням усіх логарифматорів, що дало змогу звести час перетворення до часу перетворення одного з логарифматорів, а також в часі перетворення реалізувати: операції

множення та ділення; степеневу функцію з показником m , тобто $U_{\text{вх}}^m$ або реалізацію кореня з показником p , тобто $\sqrt[p]{U_{\text{вх}}}$.

3. Вперше запропоновано метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох вхідних напруг $U_1 - U_2$, який відрізняється паралельним в часі перетворенням напруги – зменшуваного шляхом перерозподілу заряду та напруги – від'ємника шляхом накопичення заряду у пасивній конденсаторній комірці, що дало змогу підвищити точність порівняно з традиційним підходом, коли спершу визначають різницю цих напруг, а потім її логарифмують.

4. Вперше запропоновано метод логарифмічного аналого-цифрового функціонального перетворення, який відрізняється тим, що на першому піддіпазоні значення компенсуючої напруги порівнюється зі значенням вхідної напруги, а на наступних – з мінімальним значенням компенсуючої напруги на попередньому піддіпазоні, що дало змогу спростити схемне рішення, зменшивши число запам'ятовуваних величин, та підвищити точність аналого-цифрових перетворювачів, що реалізовані на основі запропонованого методу.

5. Вдосконалено метод рекурентного функціонального аналого-цифрового перетворення, який відрізняється багатократним звертанням до еталону лише старшого розряду, що дало змогу суттєво зменшити кількість зразкових величин і підвищити швидкодію перетворення.

6. Запропоновано новий принцип дії інтерполуючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, який відрізняється застосуванням явища перозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явища накопичення заряду на етапі точного перетворення, що дало змогу спростити алгоритм і підвищити швидкодію перетворення внаслідок виключення необхідності відтворення на етапі грубого перетворення попереднього рівня компенсаційної напруги.

7. Вперше розроблено математичні моделі та алгоритми функціонування аналого-цифрових функціональних перетворювачів, які засновані на запропонованих методах перетворення.

Практичне значення одержаних результатів полягає у наступному:

– розроблено нові методи та засоби аналого-цифрового функціонального перетворення, які перевершують відомі за функціональними можливостями, точністю та швидкодією;

– розроблені програми комп'ютерного моделювання для оцінки похибок і часу перетворення АЦФП;

– запропоновані математичні моделі дають змогу прогнозувати характеристики та параметри АЦФП на комутованих конденсаторах в процесі їх проектування;

– створено ряд нових структур АЦФП, які порівняно з відомими мають вищу точність і розширені функціональні можливості;

– розроблені моделі, що враховують види шумів, які діють на АЦФП, дають змогу оцінити похибки, спричинені шумами;

– розроблено схему мінімізації впливу періодичної завади на роботу АЦФП для підвищення точності;

– дано рекомендації по схемній реалізації різних видів АЦФП на комутованих конденсаторах.

Реалізація та впровадження результатів роботи. Основний зміст дисертаційної роботи складають результати досліджень, що виконувалися на кафедрі автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету «Львівська політехніка» за період з 2000 р. по 2018 р.

За участю авторки розроблено та впроваджено ряд нових аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах (НДР, що фінансувалися з 2002 р. по 2007 р. за рахунок держбюджету, а саме – Міністерства освіти і науки України):

1) Багатофункціональні АЦП (№д.р. 0102U001206)

2) Швидкодіючі інтерполяційні ЛАЦП на комутованих конденсаторах (№д.р. 0104U002297)

3) Швидкодіючі рекурентні ЛАЦП (№д.р. 0104U002297)

4) Швидкодіючі аналого-цифрові багатофункціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах (№д.р. 0104U002297)

5) Багатоканальні ЛАЦП і ФАЦП на комутованих конденсаторах з розширеними функціональними можливостями (№д.р. 0106U001343).

Запропоновані багатофункціональні та рекурентні АЦФП використано у розробках ЛЦ ІКД НАН і та ДКА України, зокрема, при розробці апаратури для космічних досліджень.

Використані у розробках пристрої захищені патентами України.

Акти впровадження та використання результатів дисертаційної роботи наведені у Додатку 1.

Результати дисертаційного дослідження рекомендуються до впровадження у навчальному процесі для студентів базового напряму підготовки 6.050202 та студентів спеціальності 151 на кафедрі автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету «Львівська політехніка» у лекційних курсах: «Електричні вимірювання»; «Електроніка та мікросхемотехніка» та «Програмування систем реального часу».

Особистий внесок здобувача. Всі наукові результати отримані дисертантом самостійно. У роботах, які опубліковані у співавторстві, дисертанту належать постановка задач, концепції та принципи побудови, розробка алгоритму функціонування, розробка математичних моделей, комп'ютерне моделювання, основні математичні викладки, постановка чисельного експерименту, аналіз результатів.

У працях, опублікованих у співавторстві, авторці належать: [250, 251, 252, 276, 288, 289] – розробка алгоритму функціонування та комп'ютерне моделювання; [257, 274, 275, 282, 283] - розробка алгоритму функціонування; [255, 262, 269] – методика оцінювання динамічних властивостей; [259, 264,

277, 284] – методика оцінювання точності; [268, 292] – концепція та принцип побудови; [253, 254, 258, 263, 265, 267, 297] – постановка чисельного експерименту, основні математичні викладки та аналіз результатів; [260, 261, 266] – постановка задач і концепції побудови; [270 – 273, 302] – комплексний аналіз проблем розвитку АЦФП і розроблення шляхів їх вирішення; [256, 287, 296] – формальний опис і методика дослідження запропонованого методу помноження, [298] – розробка багатофункціонального перетворювача підвищеної точності та швидкодії.

Апробація результатів дисертації. Основні положення та результати виконаних у дисертації досліджень доповідалися і обговорювалися на 11 міжнародних науково-технічних конференціях, симпозіумах і семінарах, зокрема:

1. XII Міжнародна науково-технічна конференція «Приборостроение – 2003», Вінниця–Кореїз, 2003.
2. XIII Міжнародна науково-технічна конференція «Приборостроение – 2004», Вінниця–Кореїз, 2004.
3. XIV Міжнародна науково-технічна конференція «Наука и предпринимательство – 2005», Вінниця–Ялта, 2005.
4. Всеукраїнська науково-технічна конференція «Вимірювання витрати та кількості газу», Івано-Франківськ, 2005.
5. 5-а міжнародна науково-практична конференція «Проблеми економії енергії», Львів, 2008.
6. Міжнародна науково-технічна конференція «Датчики, прилади та системи – 2008», Черкаси–Гурзуф, 2008.
7. Міжнародна наукова конференція «Контроль і управління в складних системах» (КУСС–2010), Вінниця, 2010.
8. XVIII Міжнародна конференція з автоматичного управління Автоматика/Automatics – 2011, Львів, 2011.

9. Перша міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (ВКДТС – 2011), Вінниця, 2011.
10. XVII міжнародна науково-технічна конференція «Приладобудування: стан і перспективи», Київ, 2018.
11. XXV Міжнародна конференція з автоматичного управління Автоматика/Automatics – 2018, Львів, 2018.

Результати роботи також доповідалися на наукових семінарах кафедри автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету "Львівська політехніка".

Публікації результатів досліджень. Основний зміст роботи опублікований у 57 наукових працях, у тому числі: 4 статті, що входять до міжнародних наукометричних баз (1 стаття у закордонному виданні, що входить до наукометричної бази Scopus [268], 1 стаття у виданні, що входить до наукометричної бази Scopus [300], 2 статті у виданнях, що входить до наукометричної бази Scopus [298, 299]), 24 наукових статтях у фахових виданнях [250 – 267, 269 – 273, 297], 16 матеріалах науково-технічних конференцій [274 – 286, 296, 301, 302], 6 патентах [287 – 291, 295] та 2 заявках України [293, 294] на винаходи та 1 патенті Польщі на винахід [292].

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, п'яти розділів, висновків, списку використаної літератури і додатків. Основний зміст викладено на 295 сторінках. 53 сторінки займають 14 таблиць і 132 рисунки. Список використаних джерел із 302 найменуваннями наведений на 36 сторінках. 4 додатки наведено на 108 сторінках.

РОЗДІЛ 1.

АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ

1.1. Огляд сучасного стану методів і засобів аналого-цифрового функціонального перетворення

Більшість сигналів довколишнього середовища є аналоговими. Проте ні сучасні технічні системи, ні побутові пристрої не можуть працювати без інформації у цифровій формі [1 – 15]. Тому питання побудови та вдосконалення аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) не тільки не втрачає актуальності, але і потребує все більшої уваги. Основними вимогами стають, окрім підвищення точності та швидкодії, технологічність виконання, мала споживана потужність і стійкість до зовнішніх впливів.

Разом з тим із збільшенням інформаційних потоків зростає потреба у високоточній паралельній обробці все більшого числа вхідних сигналів, а також виконання з ними певних функціональних перетворень. У системах автоматизації й автоматизації точність і швидкість отримання інформації від об'єкта є однією з визначальних для забезпечення коректної роботи усієї системи. Кількість давачів, як і кількість вхідних сигналів, відрізняються. Наприклад, для контролю заповнення баку автомобіля є один давач. Він має одну вхідну величину. Для системи контролю у «розумному домі» застосовують десятки давачів. Кожен з них має від 1 до 3 вхідних величин. А на типовій автоматизованій лінії підприємства харчової промисловості кількість давачів перевищує 200. Така кількість зумовлена багатьма факторами, що підлягають контролю. У засобах і системах медичної, військової та науково-дослідницької сфери кількість давачів може бути ще більшою. При цьому набір функцій для обробки даних може бути найрізноманітнішим – наприклад, при вимірюванні теплоти чи температури потребують обчислити різницю двох сигналів, при вимірюванні витрат –

отримати корінь з добутку і частки, у цифрових лічильниках електроенергії обов'язкова функція перемноження. Тому широке застосування отримали функціональні перетворювачі (ФП), які можуть бути як аналоговими, так і цифровими, так і число-імпульсними. А особливо доцільним та перспективним є поєднання аналого-цифрового та функціонального перетворення у одному пристрої – аналого-цифровому функціональному перетворювачі (АЦФП).

1.2. Методи побудови та характеристики аналого-цифрових перетворювачів

Пристрої аналого-цифрового перетворення класифікують за характеристикою перетворення на лінійні та нелінійні. Лінійні, за звичай, мають вищу швидкодію, а нелінійні, зокрема логарифмічні, – ширший динамічний діапазон вхідних сигналів.

До основних характеристик АЦП відносять: похибки (абсолютну, зведену, квантування), час перетворення та швидкодію, динамічний діапазон і мінімімальне та максимальне значення вхідного сигналу, число розрядів, роздільчу здатність.

За способом перетворення і лінійні [16 – 28], і логарифмічні [29 – 41] АЦП можуть бути паралельними [2, 39, 42 – 47], порозрядного кодування [1, 2, 17, 18, 29, 38, 39, 48 – 51] і послідовної лічби [1, 2, 3, 17, 21, 22, 36, 37, 39, 40, 52,]. Окрім того є особливі за алгоритмом функціонування АЦП, наприклад, рекурентні [39, 53 – 61, 178, 179], конвєсні [31,32, 62 – 64], сігма-дельта [65 – 76], із самокалібруванням [17, 19, 20, 21, 22, 77 – 84], із позиційною надлишковістю [17, 19 – 26, 49, 85 – 93].

Зокрема, рекурентні АЦП класично застосовують для підвищення швидкодії у цифрових системах. Наприклад, у [53] запропоновано аналого-цифрове перетворення із застосуванням нейронних мереж рекурентного типу, що підвищило продуктивність та швидкість оброблення потоків даних. У [54] рекурентні алгоритми застосовано для підвищення точності

динамічної нейромережевої моделі первинного вимірювального перетворювача. Проте все частіше рекурентні залежності застосовують у системах вимірювань та автоматики. У [55] описано рекурентні алгоритми синтезу усереднюючих перетворювачів для систем об'єднаних електричних сигналізаторів наявності підземних електричних комунікацій. У роботі [56] аналого-цифровий перетворювач з нейронно кодованим зміщенням рівня, що працює за рекурентним алгоритмом.

Конверсні АЦП збільшують швидкодію багатоступінчатих перетворювачів і оптимізують співвідношення між розрядністю, швидкодією та складністю схемної реалізації. У [62] описано конверсний АЦП (рис.1.1) на комутованих конденсаторах, який має похибку вихідного коду, що залежить від опорної напруги V_{ref} та ємності конденсатора C_2 і може бути побудований як для 8ми-розрядного вихідного коду, так і для 12 – 14 розрядів.

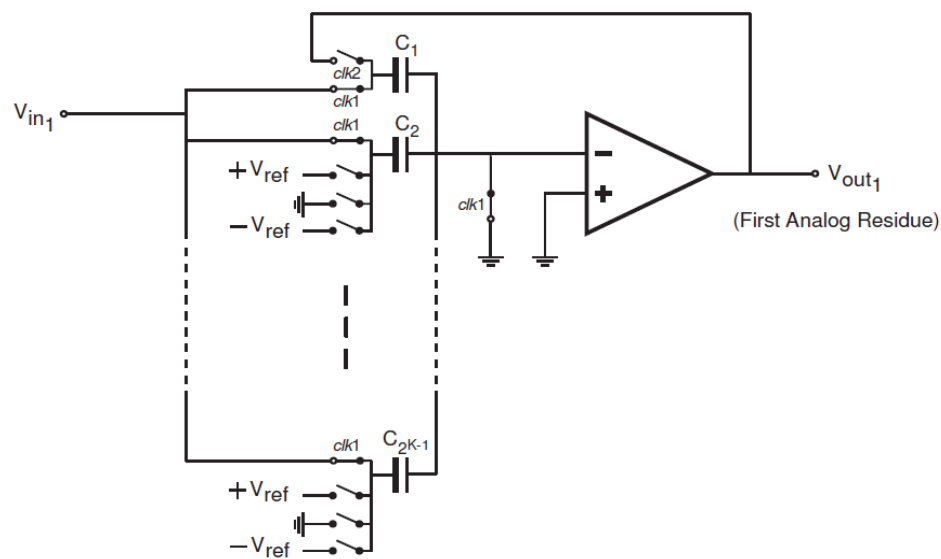


Рис.1.1. Конверсний АЦП на комутованих конденсаторах

У логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів (ЛАЦП) більшість дослідників відзначають насамперед широкий динамічний діапазон вхідних сигналів. Основою для побудови ЛАЦП можуть бути інтегруючі перетворювачі, сітки резисторів – вагові резистори, матриці резисторів R –

2R, регулярні структури та комутовані конденсатори. Схеми на комутованих конденсаторах можуть працювати як на основі явища перерозподілу заряду, так і на основі накопичення заряду.

Розглянемо деякі приклади сучасних логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів.

У праці [29] розглянуто логарифмічний аналого-цифровий перетворювач порозрядного кодування. Для його побудови використано комірку з комутованими конденсаторами. Досягнуто підвищення точності перетворення зменшенням струмів витікання ключів.

У [30] описано реалізацію малопотужного циклічного АЦП на комутованих конденсаторах. Використано структуру конденсаторів типу С-2С. Вихідний код перетворювача має 9 бітів.

У статті [31] описано реалізацію інтегрального 8-розрядного конвеєрного ЛАЦП на комутованих конденсаторах. На комутованих конденсаторах виконано вхідний каскад вибірки-зберігання та переключення полярності, а також – підсилювачі в розрядах АЦП. Перетворювач виготовлено за КМОН (комплементарні метал – окисл – напівпровідник) 0,18 мкм технологією, динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ (вхідні сигнали від 0,4 мВ до 1 В), співвідношення сигнал-шум 36 дБ, займає площу 0,56 мм² і споживана потужність 2,54 мВт.

У роботі [32] описано інтегральний конвеєрний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач, виконаний за КМОН 0,35 мкм технологією. За рахунок транслінійного принципу перетворення досягнуто простої конструкції та низького енергоспоживання. Споживана потужність 3,3 мкВт при тактовій частоті 1 кГц. Діапазон вхідних сигналів від 0,7 нА до 100 нА. Вихідний код – 8 бітів.

Використання схем на комутованих конденсаторах дає змогу значно зменшити споживану потужність пристроїв, що особливо важливе для інтегрального виконання. Так було реалізовано 64-канальний програмований нейростимулятор [33], виготовлений у вигляді інтегральної схеми.

Використовується він у медицині для лікування і дослідження неврологічних розладів, у тому числі хвороби Паркінсона. До складу нейростимулятора входять схеми на комутованих конденсаторах: логарифмічний АЦП, фільтри, підсилювачі, 64-канальний ЦАП. Повний пристрій виготовлений за КМОН 0.18мкм технологією, займає 2.7 мм^2 і споживає 89 мкВт в нормальному робочому режимі і 271 мкВт в режимі живлення від 1.8 В.

У статті [34] пропонується розробка та реалізація мініатюрного логарифмічного аналого-цифрового перетворювача. Пристрій з циклічною архітектурою. Перевагою є мале споживання потужності. А також можливість використання його для лінеаризації характеристик сенсорів.

У роботі [35] досліджено виконання логарифмічного АЦП на мережі логічних елементів.

У роботі [36] описується проектування ЛАЦП з послідовним перерозподілом заряду на двох конденсаторах, призначеного для використання в цифрових системах, що реалізують логарифмічну арифметику. Для представлення чисел в ЛАЦП використовується 8-розрядний формат. Перетворення виконується за 128 періодів тактових імпульсів. Динамічний діапазон вхідних сигналів складає 4 декади, відносна похибка становить 3 - 7%. При точності відношення ємностей конденсаторів 0 - 4% похибки перетворення лежать у межах одного наймолодшого розряду.

У роботі [37] на основі ємнісних комірок побудовано логарифмічний АЦП з перерозподілом заряду, похибка перетворення якого не перевищує 0,5% у діапазоні вхідних сигналів 80 дБ (1мВ-10В).

Особливої уваги заслуговують АЦП із інформаційною надлишковістю [16]. Вони використовують інформаційну надлишковість у вигляді надлишкових позиційних систем числення та дають змогу побудувати високоточні перетворювачі на неточній елементній базі.

У роботі [17] запропоновано методи підвищення точності мікроелектронних порозрядних АЦП на комутованих конденсаторах з використанням інформаційної надлишковості. Підвищення точності

порозрядних АЦП без зниження швидкодії дає змогу використовувати їх замість більш дорогих і складних сігма-дельта АЦП. Уперше введено інформаційну надлишковість до аналого-цифрових перетворювачів з перерозподілом заряду для підвищення точності перетворення, запропоновано математичні моделі структур АЦП на комутованих конденсаторах з інформаційною надлишковістю.

Структуру n -розрядного АЦП із перерозподілом заряду на основі конденсаторної матриці вагового типу [18] зображено на рис. 1.2. Вона складається зі схеми порівняння СП, матриці конденсаторів, що є двійково-зваженими, одного додаткового конденсатора, ємність якого збігається з ємністю конденсатора наймолодшого розряду, а також ключових елементів, що комутують конденсатори згідно з визначеним алгоритмом. Перетворення здійснюється послідовно в три етапи: дискретизації, перехідної фази та врівноваження.

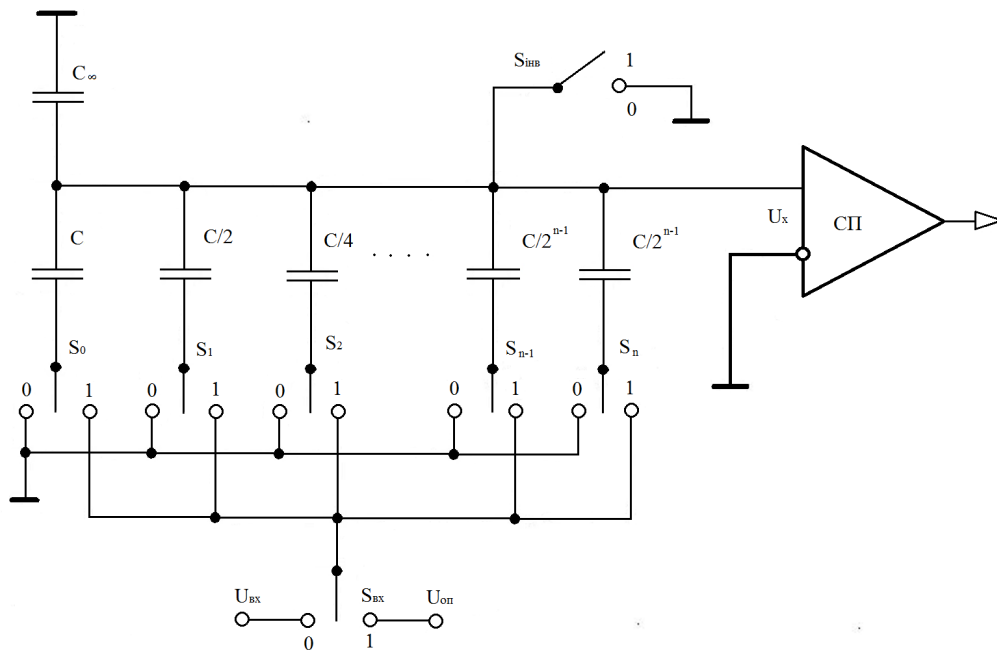


Рис.1.2. АЦП з перерозподілом заряду на основі конденсаторної матриці вагового типу

Характерною рисою розглянутої структури є те, що ні паразитні ємності ключів $S_0 - S_n$, ні паразитні ємності верхніх обкладинок

конденсаторної матриці фактично не впливають на точність перетворення. Перше пояснюється тим, що ємність ключа або розряджається до “землі”, або заряджається до рівня $U_{оп}$, але ніколи не абсорбує заряд із верхньої обкладинки. Даний факт дає змогу реалізувати ключі на транзисторах із досить широким каналом і забезпечити високу швидкодію. Відсутність впливу паразитних ємностей верхніх обкладинок пояснюється алгоритмом функціонування перетворювача. Справа в тому, що напруга U_x в кінці перетворення дорівнює 0, тобто збігається із значенням U_x на етапі вибирання вхідного сигналу. Як наслідок, заряд на цій паразитній ємності в кінці перетворення такий самий, як і на етапі вибирання, тобто заряд похибки практично відсутній. Слід також відзначити, що початкове значення U_x не обов’язково повинно дорівнювати 0. Цей факт дозволяє усунути вплив зсуву нуля конденсатора, запам’ятавши значення зсуву нуля на конденсаторній матриці в режимі вибирання. АЦП із перерозподілом заряду на основі ЦАП вагового типу має один суттєвий недолік, пов’язаний з його інтегральною реалізацією. Оскільки номінал ємності конденсатора пропорційний його площі, то при реалізації n -розрядного АЦП відношення площ наймолодшого та найстаршого конденсаторів дорівнюватиме 2^{n-1} , тобто при $n=14$ приблизно дорівнює 10000. Тому виникають дві проблеми. Перша пов’язана з обмеженою площею кристалу. Реалізація конденсаторів великої ємності за багатошаровою технологією має суттєві недоліки. Друга проблема — абсолютна точність виготовлення конденсаторів. Навіть при використанні прецизійної технології існування крайових ефектів, підтравлення маски та інших призводить до того, що абсолютна похибка реалізації конденсаторів великої ємності може в кілька разів і навіть десятків разів перебільшувати ємність наймолодшого конденсатора.

У паралельних АЦП на КК [19] (так званих флеш-АЦП) перетворення напруги в цифровий код здійснюється за допомогою одного порівняння і дає змогу одержати максимально можливу швидкодію, але при ньому використовується 2^{n-1} компараторів, де n – число розрядів АЦП (рис.1.3). У

даному АЦП формування граничних рівнів здійснюється за допомогою масштабних підсилювачів. Утворений внаслідок порівняння $U_{ВХ}$ і U_i унітарний код надходить у логічну частину і перетворюється в ній у вихідний код. У чистому вигляді такі АЦП не знайшли широкого застосування, оскільки вимагають використання великої кількості компараторів.

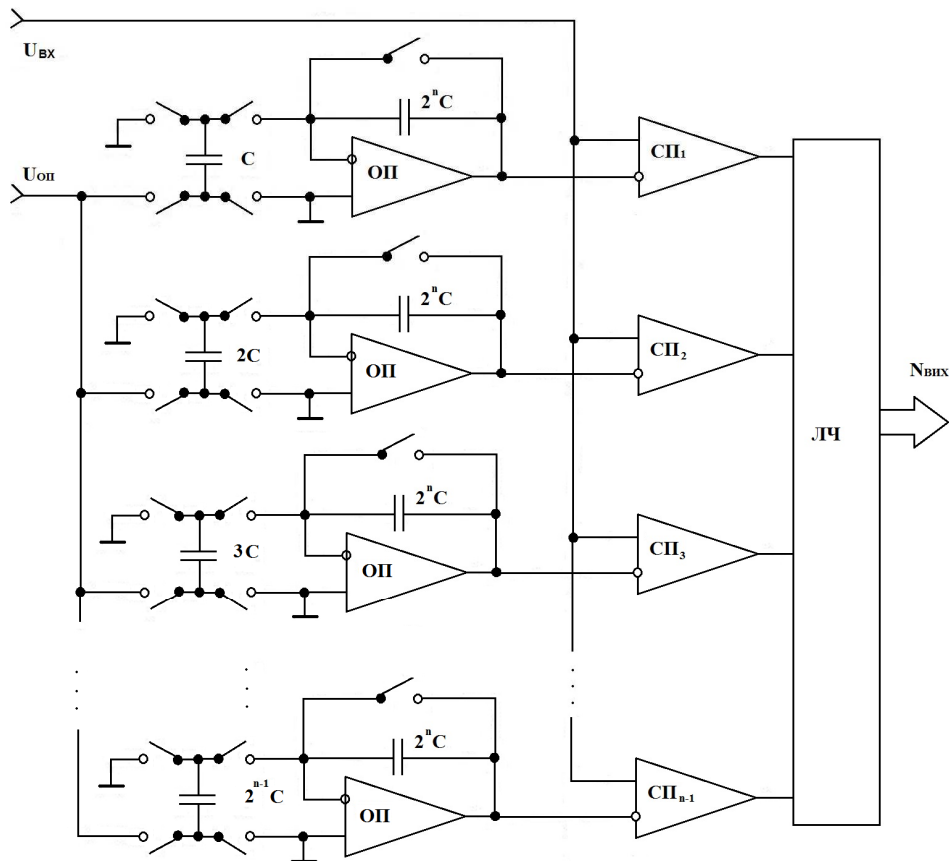


Рис.1.3 Паралельний АЦП на комутованих конденсаторах

Робота [52] присвячена АЦП із зрівноваженням зарядів на переключних конденсаторах. Розроблено новий АЦП з КМОН-технологією, що реалізує порозрядне зрівноваження. АЦП містить інтегратор з комутованими конденсаторами, компаратор і цифрову логарифмічну схему інтегратора, який запускається 2-фазним синхронізатором, послідовно накопичуючи приріст заряду. Добуваючи квантований заряд із накопиченого кожного разу, коли вихідний заряд стає додатним, інтегратор підтримує рівновагу зарядів. Демонструються можливості використання АЦП у

інтерфейсних пристроях при обробці сигналів від різних ємнісних давачів. Очікувана точність перетворення – вище точності 14 двійкових розрядів, так як напруга зміщення і кінцеве значення коефіцієнту підсилення ємності не впливають на процес перетворення. АЦП відрізняється простотою виготовлення і може бути розміщеним на кристалі невеликої площі.

Робота [181] присвячена АЦП із зрівноваженням зарядів на переключних конденсаторах. Розроблено новий АЦП з КМОН-технологією, що базується на принципі порозрядного кодування. АЦП містить інтегратор з переключними конденсаторами, компаратор і цифрову логарифмічну схему інтегратора, який запускається 2-фазним синхронізатором, послідовно накопичуючи приріст заряду. Добуваючи квантований заряд із накопиченого кожного разу, коли вихідний заряд стає додатнім, інтегратор підтримує рівновагу зарядів. Відношення між частотами накопичення і добування за певний період часу є цифровим представленням аналогового сигналу. Демонструються можливості використання АЦП у інтерфейсних пристроях при обробці сигналів від різних ємнісних давачів. Очікувана точність перетворення – вище 14 біт, так як напруга зміщення і кінцеве значення коефіцієнту підсилення ємності не впливають на процес перетворення. АЦП відрізняється простотою виготовлення і може бути розміщеним на кристалі невеликої площі.

Робота [182] присвячена АЦП на переключних конденсаторах з автоматичною підстройкою діапазону. Розроблено послідовний АЦП з КМОН-технологією на переключних конденсаторах, що базується на двійковій інтеграції зі змінною крутизною. Аналоговий сигнал спочатку накопичується конденсатором у виді заряду, а потім із накопиченого заряду добувається квантований заряд до тих пір, поки напруга на обкладках конденсатора не стане рівна нулю. Для збільшення дозволяючої здатності вводиться функція автоматичної підстройки діапазону, з допомогою якої змінюється частота накопичення по закону двійної геометричної прогресії по відношенню до вхідної аналогової напруги. Схема АЦП містить 3 основних

блоки: інтегратор на переключних конденсаторах, компаратор і схему цифрового управління. В АЦП досягається розділяюча здатність у 10 біт, він відрізняється хорошою стабільністю, лінійністю характеристик і низькою собівартістю. АЦП нечутливий до зміни напруги зміщення і наявності паразитних ємностей. У ньому відсутній підсилювач з програмованим коефіцієнтом підсилення.

У статті [210] автори пропонують перетворювач на комутованих конденсаторах із малою споживаною потужністю. Наголошено на технологічності виготовлення, компактності пристрою, зменшенні втрат та підвищеній ефективності роботи. Особливістю застосування є робота з високими напругами до 450 В.

У статті [248] здійснено порівняння логарифмічних і лінійних АЦП на підставі біомедичних застосувань, де сигнали мають широкий діапазон. Показано, що логарифмічні АЦП кращі в області менших сигналів, але для великих амплітуд мають більшу абсолютну похибку.

Проводячи огляд сучасного стану побудови та вдосконалення аналого-цифрових перетворювачів в Україні варто відзначити провідні наукові школи та роботи їх науковців. Зокрема, Стадника Б.І. [1 – 5], Орнатського П.П. [123, 155, 156], Смолова В.Б. [121, 122, 144, 148 – 151], Гітиса Е.І. [152 – 154], Кондалева А.І., Багацького В.А., Романова В.О. [134, 157 – 167]. А також Азарова О.Д. [16, 17, 19 – 26, 47, 50, 51, 64, 81 – 93, 168 – 177] і Мичуди З.Р. [29, 37 – 41, 129 – 133, 178 – 180], які мали суттєвий вплив на дослідження, викладені у цій роботі.

1.3. Методи побудови та характеристики функціональних перетворювачів

Функціональні перетворювачі (ФП), як й аналого-цифрові, є невід'ємними частинами систем автоматики, робототехніки, вимірювальної та обчислювальної техніки. Їх основними характеристиками є діапазон

вхідних сигналів, точність і швидкодія. Проте класифікують їх за дещо іншими, ніж АЦП, ознаками.

Зокрема, за призначенням ФП поділяють на вимірювальні та формуючі. За кількістю вхідних сигналів – на ФП з 1 вхідним сигналом і ФП з багатьма вхідними сигналами.

За виконуваними функціями – на арифметичні, перетворювачі елементарних функцій, перетворювачі тригонометричних функцій, однофункціональні та багатфункціональні [100, 101, 130, 135 – 147]. Зауважимо, що ФП однофункціональні найчастіше називають не ФП, а за видом виконуваної функції. Окрім того, до функціональних відносяться перетворювачі, за часте застосування яких їх виділили в окремі проіменовані групи пристроїв, а саме: помножувачі [136, 139, 142], логарифматори [40, 95 – 97, 102, 103, 130 – 134], інтегратори [185, 189, 190, 213], квадратори, пристрої піднесення до степеня, тощо.

За формою вихідного сигналу ФП поділяють на цифрові [120 – 128] та аналогові [129 – 133]. При цьому варто виділити, що до цифрових відносяться ФП з вихідним кодом у вигляді число-імпульсної послідовності та з паралельним вихідним кодом: двійковим, двійково-десятковим, псевдовипадковим та іншим. Особливий внесок у розвиток теорії та практики побудови число-імпульсних функціональних перетворювачів зроблено науковою школою Дудикевича В.Б. [94 – 119, 130, 147, 233 – 239, 244, 245]. Роботи провідних науковців цієї школи, зокрема: Дудикевича В.Б., Максимовича В.М., Мороза Л.В., мали суттєвий вплив на дослідження викладені у цій роботі.

Розглянемо деякі приклади функціональних перетворювачів.

У [94, 105] наведена структурна схема число-імпульсного функціонального перетворювача (ЧІФП), в якому результат формується у двійково-десятковому коді (рис.1.4). Перетворювач містить: лічильники Лч1 і Лч2, комбінаційні суматори КС1 – КС3, комбінаційну схему віднімання КСВ, регістри Рг1 – Рг3, перетворювач кодів ПК, постійні запам'ятовуючі пристрої

ПЗП1 і ПЗП2, схему додавання імпульсних потоків СД, логічні елементи І1 та І2. Цей пристрій виконує перетворення зі змінною розрядністю. Зміна кількості розрядів забезпечується перетворювачем коду ПК залежно від числа у лічильнику Лч2. Паралельний код з виходу ПК керуватиме розрядністю накопичуючих суматорів на Рг1, КС1 і Рг2, КС2. Імпульсний сигнал з ПК налаштовує всі елементи структурної схеми при перемиканні кількості розрядів.

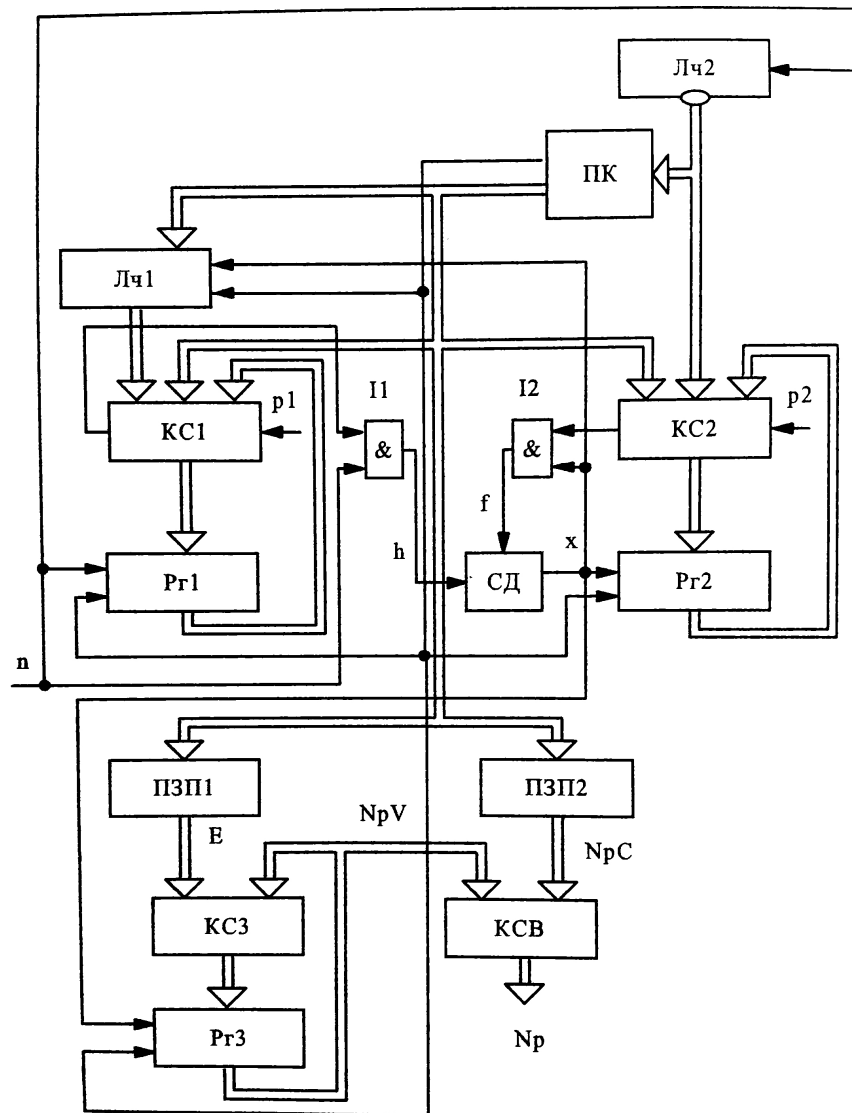


Рис.1.4. Структурна схема обернено-пропорційного перетворювача зі змінною розрядністю

У [94, 105] наведена структурна схема ЧФП для реалізації обернено-пропорційної функції (рис.1.5), що працює у двох системах числення. Вона відрізняється від наведеної на рис.1.4 подаванням керуючого сигналу V на входи лічильників Лч1 і Лч2, комбінаційних суматорів КС1 – КС2 та комбінаційної схеми віднімання КСВ. Цей сигнал переводить елементи у відповідний режим роботи та формує у постійних запам'ятовуючих пристроях ПЗП1 і ПЗП2 значення констант для відповідної системи числення.

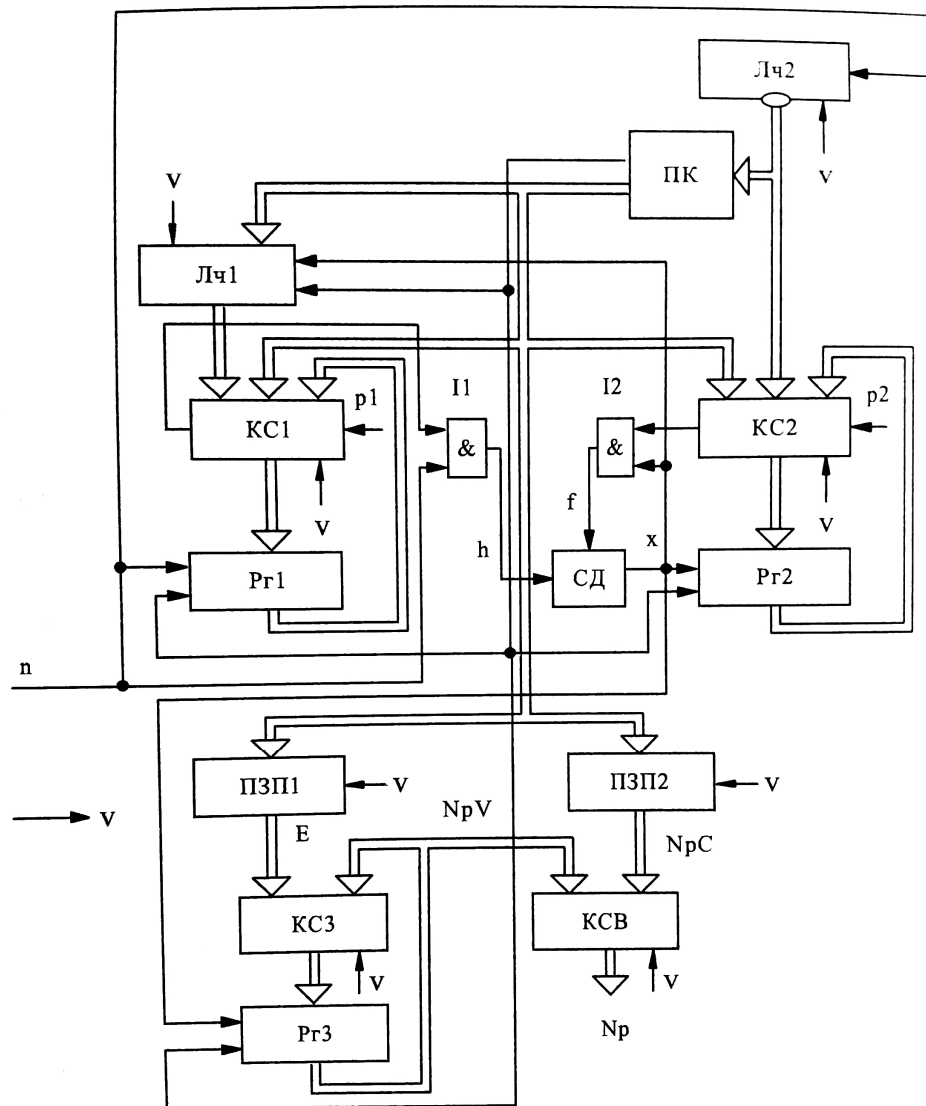


Рис.1.5. ЧФП для реалізації обернено-пропорційної функції, що працює у двох системах числення

У [94, 118] розглянуто пристрої функціонального перетворення на двійкових дільниках (ДД). На рис.1.6 наведено ЧІФП для реалізації функції кореня квадратного з використанням ДД [94, 118]. Перетворювач містить схему віднімання імпульсних потоків СД, керований дільник частоти КДЧ, число-імпульсний помножувач ЧІП і лічильники Лч1 – Лч3. Лічильник Лч1 і дільник КДЧ утворюють двійковий дільник ДД. Такого типу ЧІФП може бути реалізований також на основі двійкових помножувачів або накопичуючих суматорів. Похибка пристрою зменшується з збільшенням кількості двійкових розрядів лічильника Лч2. Але одночасно збільшується кількість імпульсів у колі додатного зворотного зв'язку f_{\max} і зменшується швидкодія пристрою.

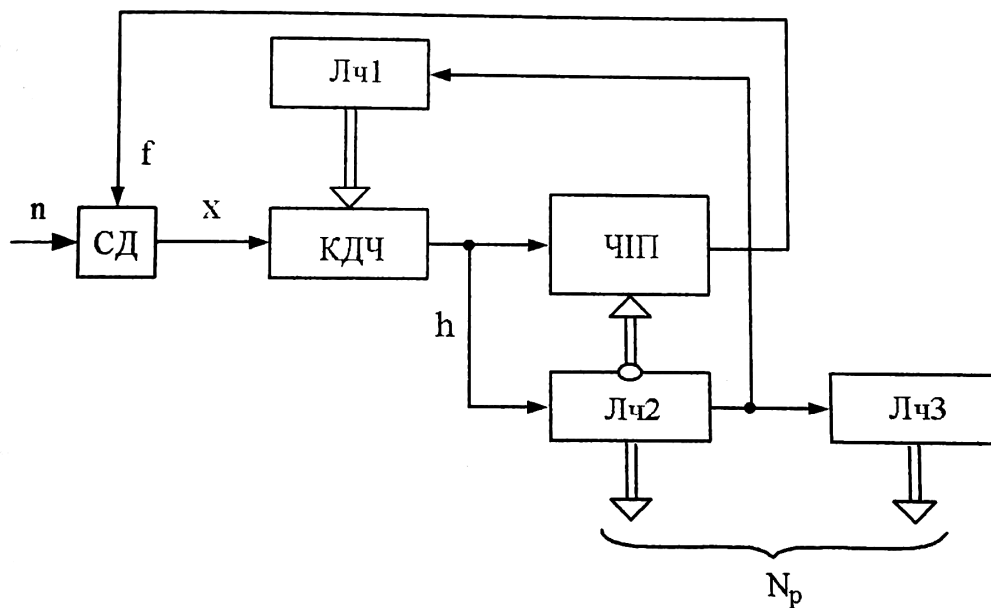


Рис.1.6. ЧІФП для реалізації функції кореня квадратного з використанням ДД

У роботі [136] запропоновано перемножувач електричних сигналів, що містить ключі, запам'ятовуючі конденсатори, два інтегруючі конденсатори, два операційні підсилювачі, р-канальний МДН-транзистор, струмове дзеркало, яке містить п-канальні МДН-транзистори, джерело напруги зміщення.

Запропонований у роботі [137] функціональний перетворювач складається з включених послідовно джерел опорної напруги, ключів, інтегратора, блоку вибірки-зберігання, запам'ятовуючих конденсаторів, блоку управління.

У роботі [138] з метою розширення області застосування запропоновано функціональний перетворювач, що містить N апроксимуючих комірок, до складу яких входять конденсатори, ключі і компаратор; інтегратор, блок вибірки-зберігання, блок модуляції, побудований на компараторі, конденсаторах, ключах та інтеграторі.

Схема, запропонованого у роботі [139] чотириквadrантного аналогового помножувача на комутованих конденсаторах, містить, окрім комутованих конденсаторів, два операційні підсилювачі та МОП-ПТ для перемноження сигналів.

У роботі [140] описано функціональний перетворювач двох змінних, що містить два логарифматори, три антилогарифматори, суматор, суматор з програмованим коефіцієнтом передачі, два масштабуючі блоки, два цифрові АЦП, шифратор.

З проведеного огляду видно, що значна частина функціональних та аналого-цифрових перетворювачів побудовані на комутованих конденсаторах (КК). На комутованих конденсаторах розробляють високоточні заводостійкі схеми різноманітного призначення [172, 177, 184 – 188, 191, 210 – 220]. Одними з найпростіших є схеми інтеграторів та фільтрів.

В [183] описується твердотілий вимірювальний перетворювач на комутованих конденсаторах (ППК), який може взаємодіяти з ємнісними або резистивними чутливими елементами і перетворювати їх аналогові сигнали у вихідну напругу з широтно-імпульсною модуляцією; ця напруга точно відповідає зміні ємності чи опору чутливого елемента. На виході ППК створюються прямокутні імпульси, які можуть безпосередньо вводитися у мікропроцесор. ППК мають велику швидкодію (тривалість вимірювального циклу меншу 0,1 мс) і високу точність вимірювання.

У роботі [184] запропонована схема з переключенням і конденсатором для нелінійної обробки аналогових сигналів. Схема для кореляції та згортки аналогових сигналів для адаптивних фільтрів, модуляторів і демодуляторів, пристроїв, що реалізують різні нелінійні операції. Схема реалізує операції множення і ділення аналогових сигналів і складається з перемикача, конденсатора, ОП. Основна модифікація схеми множення-ділення виконується на базі двох фазоінверторів (ФІ) з підключеним колом "перемикач – конденсатор – НЧ-фільтр" (ПКФ). Обидва ФІ керуються одним компаратором напруги, виконаним на ОП, що дозволяє реалізувати всі елементи на одній інтегральній схемі, яка виконує операції піднесення до квадрату, добування кореня квадратного і обчислення ефективного значення, а також перетворення координат у системах управління промисловими роботами. Відмінність схеми полягає у тому, що 1-й вхідний сигнал поступає на 1-й вхід компаратора, 2-й вхідний сигнал через 2-й ФІ поступає на наступний ПКФ, а 3-й вхідний сигнал через 1-й ФІ поступає на 2-й ПКФ, вихідний сигнал якого подається на інвертуючий вхід компаратора.

У роботі [185] пропонується експоненційний інтегратор з великою сталою часу на комутованих конденсаторах. Запропонований пристрій дозволяє при порівняно невеликих ємностях конденсаторів отримати велику сталу часу інтегрування. Це досягається застосуванням трьох вузлів комутованих конденсаторів з величинами ємностей C_e , C_s і C_p (використання комутації дозволяє виключити резистори). Вихід 1-го вузла і вхід 2-го і 3-го вузлів з'єднані зі спільною точкою. Вхід 1-го вузла підключений до входу пристрою, вихід 2-го вузла з'єднаний з виходом ОП з одиничним коефіцієнтом підсилення, а вихід 3-го вузла – з виходом пристрою. Стала часу пристрою рівна $(C_e + C_s + C_p) / C_p$. У реальних умовах при бажанні використовувати ємності ≥ 0.5 пФ і ≥ 50 пФ можна отримати сталу часу $\approx 2 - 3$ с. Пристрій може використовуватися для фільтрації.

У [190] розроблено інтегратор з врахуванням паразитних ємностей або паразитно-нечутливий інтегратор. За допомогою двох додаткових

перемикачів, інтегратор зроблено нечутливим до паразитних ємностей із кращою функцією передачі та поліпшеною лінійністю, для якої допустимо знехтувати нелінійними ємностями.

Поява фільтрів на комутованих конденсаторах [190, 212] дозволила на низьких частотах отримати фільтри, співмірні за габаритами та стабільністю з кварцовими фільтрами. При цьому налаштування цього виду фільтрів зводиться просто до вибору тактової частоти. Порівнюючи даний вид фільтра з цифровими фільтрами ми виграємо по енергоспоживанню й габаритах. А окрім того, складність проектування цифрового фільтра значно перевищує складність розробки фільтрів на КК. Якщо говорити про стабільність частотних характеристик, то при використанні особливо стабільних опорних генераторів фільтри на КК перевершують всі відомі типи фільтрів.

У роботі [213] описано інтегратор з комутованим конденсатором, що має понижену чутливість до підсилення ОП. Пропонується вдосконалена схема інтегратора з одним ОП і двома комутованими інтегруючими конденсаторами.

Проте найперспективнішим застосуванням комутованих конденсаторів є побудова АЦП та ФП [17, 18, 22, 39, 42, 52, 92, 93, 129 – 133, 172, 177, 181 – 204].

Так у наступних працях розроблено високоточні аналогові та аналого-цифрові функціональні перетворювачі, вихідний сигнал яких може мати як аналогову, так і цифрову форму – залежно від виду застосованого антилогарифматора.

Описаний у [129] новий вид аналогових функціональних перетворювачів типу логарифм – антилогарифм використовує процеси перерозподілу заряду в ємнісних комірках. Основою аналогових ФП цього виду є ємнісні комірки логарифматора та антилогарифматора. Кожна з комірок містить дозуючий і накопичуючий конденсатори та три аналогові ключі. Відрізняються ці комірки лише наявністю компаратора у комірці логарифматора. Особливістю таких ФП є те, що вихідний сигнал кожного з

логарифматорів – число-імпульсний код, значення якого пропорційне вхідному аналоговому сигналу. Коди логарифматорів обробляються арифметичним пристроєм (АП) і подаються на антилогарифматор. Вихідний сигнал антилогарифматора є аналоговим і його залежність від вхідних сигналів ФП визначається функцією АП. Якщо АП додає, віднімає, ділить чи множить імпульси, то ФП відповідно множить, ділить, добуває корінь чи підносить до степеня аналогові сигнали.

У роботі [130] запропоновані нові принципи побудови та структури АФП на основі перерозподілу заряду в КК, які дозволяють підвищити точність і розширити функціональні можливості АФП при простій схемній реалізації.

Найпростішим способом побудови аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах буде послідовне поєднання однієї комірки логарифматора й однієї комірки антилогарифматора, доповнених блоком керування, який подає на ключі рознесені у часі імпульсні послідовності.

Структурна схема найпростішого АФП [131] на одному логарифматорі (Л) та антилогарифматорі (АЛ) наведена на рис.1.7 Окрім конденсаторних комірок (КК) і компаратора (Км) вона містить формувач імпульсних послідовностей (ФП), генератор тактових імпульсів (ГТІ) і одновібратор (ОВ) для подання сигналу початку перетворення.

Для визначення можливих функціональних залежностей цього перетворювача прирівнюють кількість імпульсів логарифматора n та кількість імпульсів антилогарифматора r , а також забезпечують рівність основ логарифмування та антилогарифмування $\varepsilon = \zeta$ відповідною рівністю ємностей накопичуючого та дозуючого конденсаторів логарифматора та антилогарифматора, тоді

$$r = n = \frac{1}{\text{Ln}\zeta} \cdot \text{Ln} \frac{U_2}{U_1} \quad \text{і} \quad r = \frac{1}{\text{Ln}\varepsilon} \cdot \text{Ln} \frac{U_4}{U_3} \quad (1.1)$$

Звідси отримане співвідношення:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_4}{U_3} \quad (1.2)$$

де U_2 – вхідна напруга логарифматора;

U_4 – вихідна напруга антилогарифматора;

U_1 і U_3 – опорні напруги логарифматора й антилогарифматора.

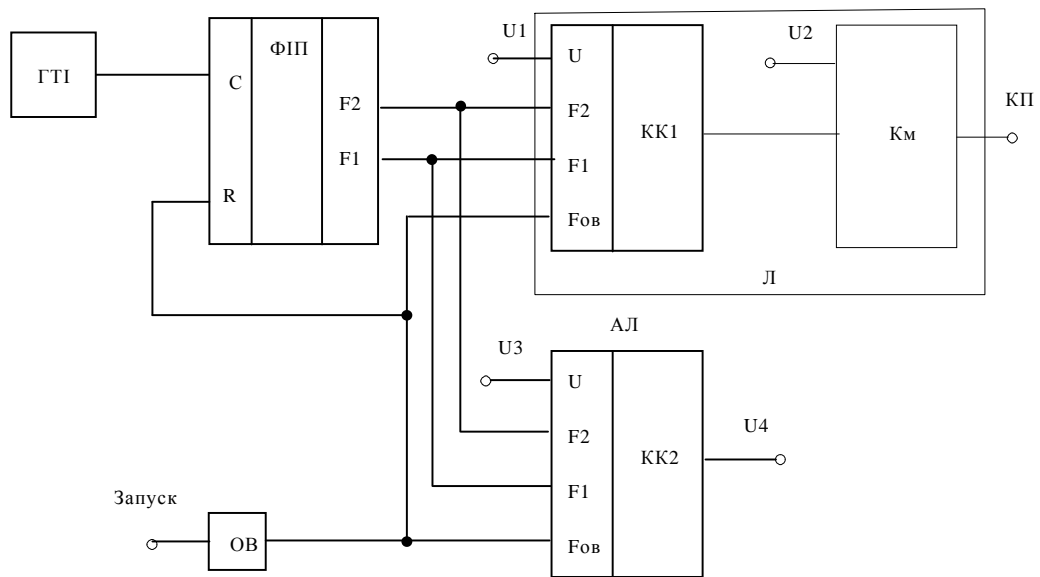


Рис.1.7. Найпростіший АФП на комутованих конденсаторах

Якщо забезпечити, щоб опорна напруга U_1 логарифматора була не рівна напрузі U_3 антилогарифматора, а також $U_1 > U_2$ то

$$U_4 = \frac{U_2 \cdot U_3}{U_1}. \quad (1.3)$$

Отже, якщо прийняти, що:

а) $U_1 = U_4$, то $U_4 = \sqrt{U_2 \cdot U_3}$; (1.4)

б) $U_2 = U_3$, то $U_4 = \frac{U_2^2}{U_1}$. (1.5)

Найпростіший аналоговий функціональний перетворювач на комутованих конденсаторах може виконувати множення та ділення

$$U_4 = \frac{U_2 \cdot U_3}{U_1}, \text{ а також добування кореня квадратного } U_4 = \sqrt{U_2 \cdot U_3} \text{ і}$$

$$\text{піднесення до квадрату } U_4 = \frac{U_2^2}{U_1}. \text{ Тобто цей пристрій є обчислювачем, який}$$

опрацьовує вхідні аналогові сигнали і може подати їх перераховані значення у вигляді число-імпульсного коду (кількості імпульсів).

З метою значного розширення функціональних можливостей АФП нами запропоновано ввести у схему найпростішого АФП другий логарифматор, аналогічний першому.

Структурна схема АФП на двох логарифматорах [130] наведена на рис.1.8. Цей перетворювач містить два логарифматори (Л1 і Л2), антилогарифматор (АЛ), формувач імпульсних послідовностей (ФП), генератор тактових імпульсів (ГТІ), одновібратор (ОВ) і блок управління.

Робота АФП на двох логарифматорах відрізняється від роботи найпростішого АФП на комутованих конденсаторах тим, що блок управління подає на антилогарифматор суму імпульсів (перерозподілу заряду) від двох логарифматорів.

Розглянемо реалізацію різних математичних функцій АФП на двох логарифматорах. Нехай від першого логарифматора приходить кілька імпульсів n_1 і від другого логарифматора – n_2 . Тоді кількість імпульсів, що приходить на антилогарифматор, рівна їх сумі: $r = n_1 + n_2$ і, згідно

$$n_1 = \frac{1}{\text{Ln}\zeta} \cdot \text{Ln} \frac{U_2}{U_1} \text{ та } n_2 = \frac{1}{\text{Ln}\zeta} \cdot \text{Ln} \frac{U_2'}{U_1'}$$
 отримуємо:

$$r = \frac{1}{\text{Ln}\zeta} \cdot \text{Ln} \frac{U_2 \cdot U_2'}{U_1 \cdot U_1'} \quad (1.6)$$

де U_1 і U_2 – опорна і вхідна напруги першого логарифматора;

U'_1 і U'_2 – опорна і вхідна напруги другого логарифматора.

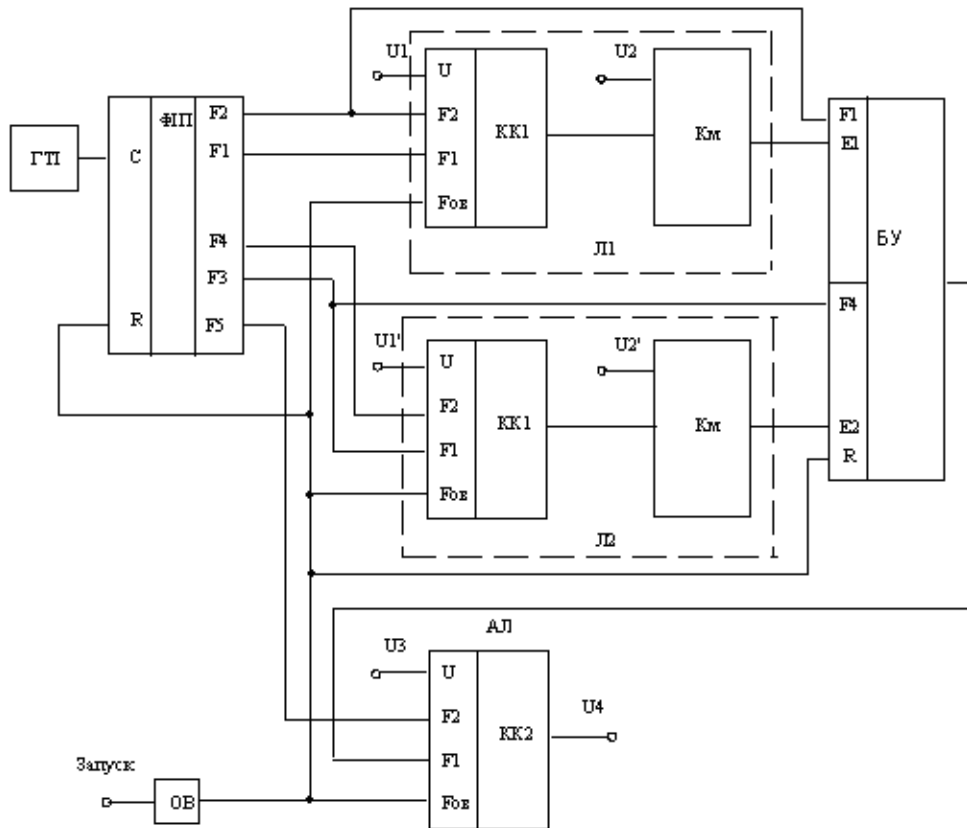


Рис.1.8. АФП на комутованих конденсаторах на двох комірках логарифматорів та антилогарифматора

Як і для випадку найпростішого АФП на комутованих конденсаторах для антилогарифматора є справедливим вираз $U_4 = \varepsilon^r \cdot U_3$, з якого отримуємо:

$$r = \frac{1}{\text{Ln}\varepsilon} \cdot \text{Ln} \frac{U_4}{U_3}, \quad (1.7)$$

де U_4 і U_3 – вихідна та опорна напруги антилогарифматора.

Якщо прийняти $\zeta = \varepsilon$, тобто вибрати рівними ємності відповідних конденсаторів логарифматора та антилогарифматора, то отримаємо:

$$\frac{U_2 \cdot U'_2}{U_1 \cdot U'_1} = \frac{U_4}{U_3}. \quad (1.8)$$

Отже, якщо прийняти:

$$\text{а) } U_1 = U_4, \text{ тоді } \frac{U_2 \cdot U'_2}{U_1 \cdot U'_1} = \frac{U_4}{U_3} \text{ і } U_4 = \sqrt{\frac{U_2 \cdot U'_2 \cdot U_3}{U'_1}} \text{ або } U_4 = \sqrt{U_0 \cdot U_x} \text{ при}$$

$$U_2 = U'_2 = U'_1 = U_0 \text{ і } U_3 = U_x; \quad (1.9)$$

$$\text{б) } U_1 = U_4 \text{ і } U'_1 = U_4, \text{ тоді } U_4 = \sqrt{U_2 \cdot U'_2 \cdot U_3} \text{ або } U_4 = \sqrt{U_0^2 \cdot U_x} \text{ при}$$

$$U_2 = U'_2 = U_0 \text{ і } U_3 = U_x; \quad (1.10)$$

$$\text{в) } U_1 = U'_1 = U_3 = U_0, \text{ тоді } U_4 = \frac{U_2 \cdot U'_2}{U_0}; \quad (1.11)$$

$$\text{г) } U_1 = U'_1 = U_3 = U_0 \text{ і } U_2 = U'_2 = U_x, \text{ тоді } U_4 = \frac{U_x^2}{U_0}; \quad (1.12)$$

$$\text{д) } U_1 = U'_1 = U_0, \text{ тоді } U_4 = \frac{U_2 \cdot U'_2 \cdot U_3}{U_0^2}; \quad (1.13)$$

$$\text{е) } U_1 = U'_1 = U_0 \text{ і } U_2 = U'_2 = U_3 = U_x, \text{ тоді } U_4 = \frac{U_x^3}{U_0^2}; \quad (1.14)$$

$$\text{ж) } U_1 = U'_1 = U_x, U_2 = U'_2 = U_y \text{ і } U_3 = U_0, \text{ тоді } U_4 = \left(\frac{U_y}{U_x}\right)^2 \cdot U_0. \quad (1.15)$$

У наведених вище формулах через U_0 позначена опорна напруга, яка може бути задана наперед, а через U_x та U_y – вхідні напруги. Як бачимо з одержаних виразів, введення другого логарифматора майже вдвічі збільшує кількість виконуваних функцій.

Отже, використовуючи два логарифматори та антилогарифматор маємо можливість значно розширити функціональні можливості розроблюваного АФП і отримати вже не чотири математичні залежності (множення, ділення, піднесення до квадрату і добування кореня квадратного), як у найпростішому

АФП на комутованих конденсаторах, а множення, ділення, піднесення до квадрату і кубу, добування кореня квадратного та кубічного у різних поєднаннях.

По аналогії, з подальшим збільшенням числа логарифматорів, функціональні можливості відповідно розширюватимуться.

Якщо використати два логарифматори на однакових конденсаторних комірках (тоді на антилогарифматор буде надходити сума імпульсів від двох логарифматорів: $r=n_1+n_2$), то можемо отримати вісім функцій. Якщо використати три комірки логарифматорів, то отримуємо усього тринадцять функцій: множення, ділення, піднесення до квадрату, кубу і до четвертого степеню, а також добування кореня квадратного, кубічного і бікватратного у різних поєднаннях [130].

Використання арифметичного блоку АБ дозволяє реалізувати спеціальні функції, які вибираються користувачем відповідно до поставленої задачі. Їх виконання забезпечується обробкою число-імпульсного коду на виході блоку логарифматорів [130, 133].

1.4. Схеми на комутованих конденсаторах як перспективний напрямок побудови аналого-цифрових і функціональних перетворювачів

Пристрої на комутованих конденсаторах привертають увагу тим, що перетворення вхідного сигналу, чи то аналого-цифрове, чи цифро-аналогове, чи функціональне, відбувається шляхом перерозподілу або накопичення заряду. Така реалізація забезпечує низку переваг [26, 186, 190, 203].

Зокрема, перетворювачі на комутованих конденсаторах споживають значно меншу потужність порівняно з пристроями на резистивних елементах [186, 248]. Порівняно з пристроями на розрядних RC-колах мають вищу швидкодію [186, 249]. Порівняно з пристроями, що для реалізації нелінійних

функцій використовують властивості р-п переходу, мають значно вищу температурну стабільність [186, 190].

До схеми перетворювача на комутованих конденсаторах входять: конденсатори, ключові елементи, операційні підсилювачі та компаратори – тобто пристрої, які виготовляються інтегрально з високою точністю. Їх інтегральне виконання не становить складнощів [26, 190, 203].

Для побудови перетворювачів на комутованих конденсаторах непотрібні схеми вибірки-зберігання [26, 186, 190, 203]. Функція запам'ятовування сигналу природно суміщена з функцією перетворення.

Параметри перетворювача визначаються не номіналами конденсаторів, а співвідношенням ємностей конденсаторів [39 – 41, 130, 160, 178, 186, 189, 190], що значно легше витримується із заданою точністю.

Дослідженню та підтвердженню переваг схем на комутованих конденсаторах присвячено низку праць: [18, 27, 28, 36, 130, 141, 160, 177, 186 – 193, 199, 200, 201, 202, 203, 205 – 206, 209]. Усі вони відзначають просту реалізацію за КМОН-технологією (комплементарні метал – окисл – напівпровідник) саме конденсатора. Відносна похибка виготовлення конденсаторів у типових МОН-технологіях майже в 7 разів менша за похибку виготовлення інтегральних резисторів за дифузійною технологією, та вдвічі менша порівняно з технологією іонної імплантації, а температурний коефіцієнт інтегрального конденсатора майже в 100 разів менший порівняно з аналогічним показником дифузійних резисторів і майже в 20 разів менший порівняно з резисторами, що виконані за технологією іонної імплантації [26, 186, 188, 190].

Технологічність виконання конденсаторів дає змогу нарощувати кількість комірок у перетворювачах типу логарифм – антилогарифм збільшуючи число входів та їх функціональні можливості [39 – 41, 130, 160, 178, 186]. При цьому неідентичність характеристик комірок буде мінімальною. Багатофункціональні функціональні та аналого-цифрові перетворювачі на комутованих конденсаторах випускають провідні фірми

світу, наприклад, Analog Devices (AD538), Burr-Brown (4301/2), National Semiconductor (LN0094) [186, 198 – 202, 205 – 208].

Підсумовуючи, можна вказати на такі переваги схем з комутованими конденсаторами:

- можливість їх реалізації за КМОН-технологією, яка на сьогоднішній день є найпоширенішою;

- КМОН-технологія дозволяє простим способом реалізувати конденсатор з точністю виконання значно кращою, за точність виконання резисторів;

- характеристики кіл на комутованих конденсаторах визначаються співвідношенням ємностей конденсаторів, які витримуються значно легше, ніж їх абсолютні значення;

- схеми на комутованих конденсаторах, на відміну від аналогів на резистивних ділниках струму і напруги, є сумісними за технологією з сучасними стандартними КМОН цифровими вузлами;

- перетворення та можливість суміщення функцій запам'ятовування аналогового сигналу;

- температурна та часова стабільність, мала споживана потужність.

Задля об'єктивної картини зазначимо також певні недоліки таких схем:

- труднощі забезпечення точних геометричних розмірів конденсаторів на кристалі ;

- вплив паразитних ємностей;

- дещо менша швидкодія порівняно з біполярними пристроями.

Перелічені недоліки не є визначальними, особливо з урахуванням встановлених переваг, а отже, схеми на комутованих конденсаторах є актуальними для побудови аналого-цифрових функціональних перетворювачів. А сумістивши структурні методи покращання метрологічних характеристик, особливості процесу перетворення інформації у конденсаторних комірках та алгоритмічні способи корекції роботи перетворювачів можна отримати нові перспективні результати.

1.5. Класифікація аналого-цифрових функціональних перетворювачів

На основі наведеного вище огляду, можна сказати, що схеми на комутованих конденсаторах дозволяють об'єднати властивості АЦП і ФП при створенні нових перетворювачів (рис.1.9).

Проте, слід зазначити, що усі проміжні перетворення у конденсаторних комітках відбуваються у вигляді число-імпульсного коду, а саме послідовності імпульсів, що перемикають ключі між конденсаторами комірок. Тому, поєднавши логарифматор на комутованих конденсаторах з цифровим антилогарифматором можна побудувати АЦФП, що відноситимемо до число-імпульсних або цифрових.

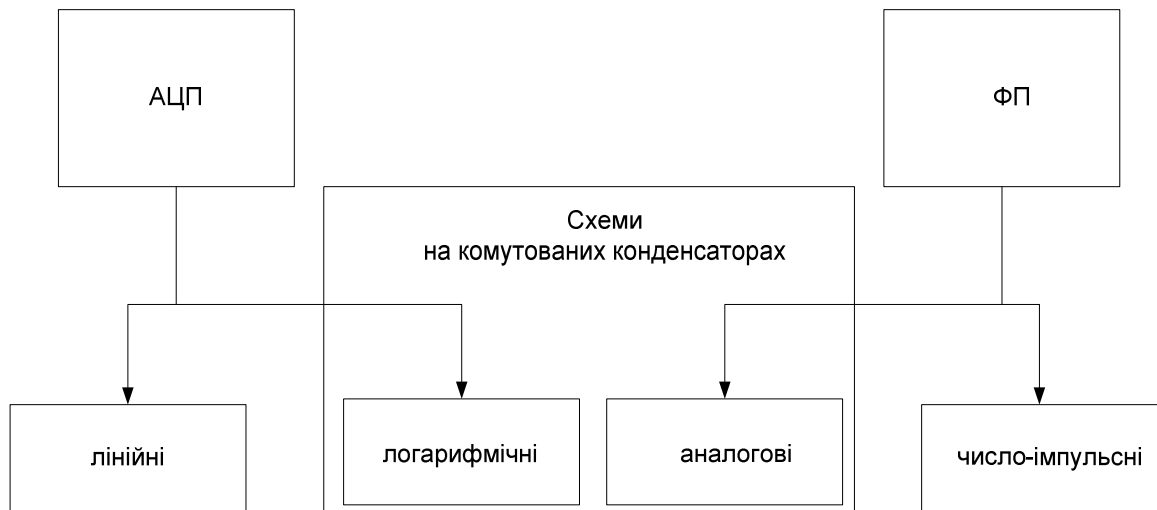


Рис.1.9. Схеми на комутованих конденсаторах, як об'єднуючий фактор у побудові АЦП і ФП.

Значну частину аналого-цифрових функціональних перетворювачів (АЦФП) можна віднести до логарифмічних пристроїв, в яких проміжні перетворення та формування характеристики перетворення відбувається у вигляді число-імпульсного коду. Така властивість дозволяє використовувати їх як для цифрових сигналів, так і забезпечувати вихідний сигнал напругу постійного струму, використавши на виході аналоговий антилогарифматор. Використання число-імпульсного коду прискорює проведення перетворення і полегшує виконання арифметичних операцій.

Перетворювачі можуть виконувати одну функцію, наприклад перемноження або добування кореня квадратного, або виконувати декілька функцій. Зауважимо, що множення та ділення, а відповідно піднесення до степеня чи добування кореня, при цифрових обчислювальних операціях відносяться до найтриваліших. Тому можливість суміщення їх виконання з проведенням аналого-цифрового перетворення вхідних сигналів набуває особливої ваги.

Загалом, класифікацію АЦФП на комутованих конденсаторах, виконану авторкою, показано на рис.1.10.

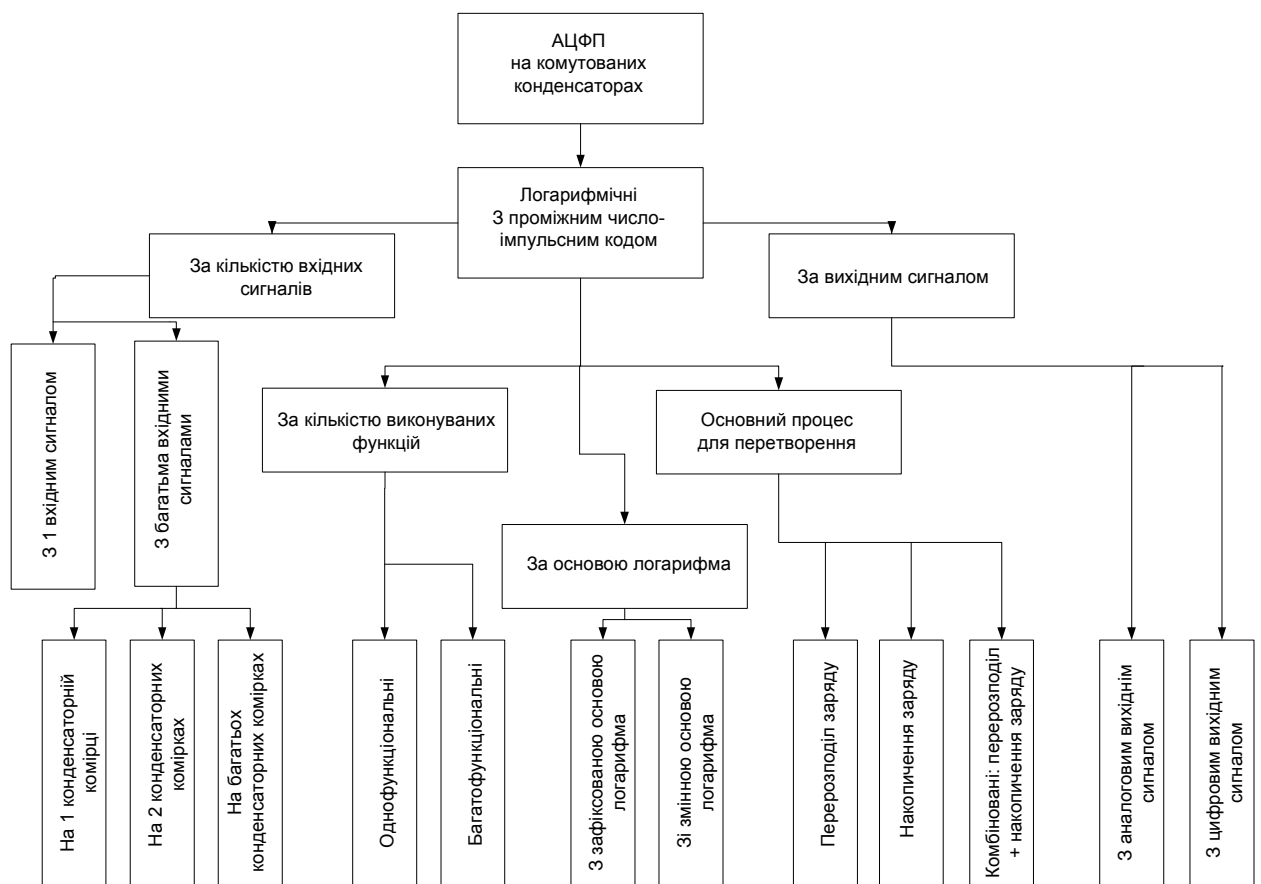


Рис. 1.10. Класифікація аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах

За цією класифікацією варто виділити такі перспективні напрями для побудови АЦФП на комутованих конденсаторах: багатофункціональні, з декількома вхідними сигналами, на основі поєднаного застосування явищ перерозподілу та накопичення заряду, для отримання декількох функцій.

Самі ці напрями та їх поєднання між собою недостатньо досліджені в літературних джерелах.

1.6. Огляд похибок аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах

При створенні АЦП і ФП обов'язково аналізують похибки, що в них виникають [38, 39, 91 – 93, 170, 171, 178 – 180, 230 – 243]. Похибкам АЦП на комутованих конденсаторах, зокрема, присвячені [38, 39, 178 – 180, 231, 232, 241 – 243]. А похибкам аналогових функціональних перетворювачів [39, 130, 205 – 207, 244 – 247].

У [244 – 247] зокрема вказується на наступні впливи, що зумовлюють похибки АЦФП на комутованих конденсаторах:

- 1) вплив проникнення напруги управління аналогових ключів ;
- 2) вплив паразитних ємностей аналогових ключів конденсаторних комірок;
- 3) вплив розузгодження ємностей конденсаторної комірки, тобто можливе відхилення значення ємності конденсатора від вибраного номіналу;
- 4) вплив струмів витікання у конденсаторних комірках;
- 5) вплив виконання математичних функцій, наприклад, піднесення до степеня чи добування кореня, або реалізацію змінної основи логарифму.

Вплив паразитних міжелектродних ємностей аналогових ключів на процеси перерозподілу заряду в конденсаторних комірках відбувається, як показано в [130] через:

- а) безпосередню зміну ємностей дозуючого та накопичуючого конденсаторів конденсаторної комірки:

$$\zeta = \frac{C_{\text{н}} + C_{\text{пар}}}{(C_{\text{н}} + C_{\text{пар}}) + (C_{\text{д}} + 2C_{\text{пар}})} ; \quad (1.16)$$

б) проникнення напруги управління аналогового ключа в конденсаторну комірку:

$$U_{T_n} = \zeta^n \cdot U_o - \frac{1-\zeta^n}{1-\zeta} \Delta U, \quad (1.17)$$

$$\text{де } \Delta U = \frac{U_{\text{упр}} \cdot C_{\text{пар}}}{C_n + C_d + C_{\text{пар}}}.$$

в) передачу паразитного заряду затвора аналогового ключа в конденсаторну комірку:

$$\Delta U_n = \frac{1-\zeta^n}{1-\zeta} \cdot (kU_{\text{упр}} - \Delta U), \quad (1.18)$$

$$\text{де } k = \frac{C_n}{C_n + C_{\text{пар}}}.$$

Абсолютна похибка вихідного коду (ΔN) від безпосередньої зміни ємностей дозуючого та накопичуючого конденсаторів зростає із збільшенням паразитних ємностей і зниженням рівня вхідного сигналу. Так, при $U_{\text{вх}}=1$ мВ $\Delta N = 0,39$ при $C_{\text{пар}}=1$ пФ; $\Delta N = 1,9$ при $C_{\text{пар}}=5$ пФ і $\Delta N = 3,8$ при $C_{\text{пар}}=10$ пФ. Для $U_{\text{вх}}=1$ В похибка $\Delta N = 0,96$ при $C_{\text{пар}}=10$ пФ [130].

При використанні високоякісних аналогових ключів $C_{\text{пар}}$ не перевищує 2 пФ і з ймовірністю 0,95 можна стверджувати, що зведена похибка (δN) від безпосередньої зміни ємностей дозуючого та накопичуючого конденсаторів не перевищує 0,05%.

Абсолютна похибка (ΔU_{T_n}) від проникнення напруги управління зростає із збільшенням паразитних міжелектродних ємностей і значення вихідного коду: для $N=900$ $\Delta U_{T_n}=2,28$ мВ при $C_{\text{пар}}=1$ пФ; $\Delta U_{T_n}=14,4$ мВ при $C_{\text{пар}}=5$ пФ і $\Delta U_{T_n}=28,8$ мВ при $C_{\text{пар}}=10$ пФ. Із зменшенням значення

вихідного коду ця похибка зменшується незначно: для $N=500$ $\Delta U_{Tn}=14$ мВ при $C_{пар}=5$ пФ [130].

При використанні високоякісних аналогових ключів зведена похибка від проникнення напруги управління не перевищує 0,04% [130].

Похибка від паразитного заряду, що накопичується на затворі ключа під час дії напруги управління, має знак протилежний до знаків похибок від зміни ємностей комірки та від проникнення напруги управління і за рахунок цього частково компенсує їх; абсолютне значення похибки від паразитного заряду зростає із збільшенням міжелектродних ємностей затворів ключів.

Результуюча похибка від проникнення напруги управління та передачі паразитного заряду зростає із збільшенням паразитних міжелектродних ємностей затвору та збільшенням значення вихідного коду. Так, при $C_{пар}=5$ пФ і $N=900$ $\Delta U_n=99,8$ мкВ; при $C_{пар}=10$ пФ і $N=900$ $\Delta U_n=0,18$ мВ [130].

При використанні високоякісних аналогових ключів зведена результуюча похибка від проникнення напруги управління та передачі паразитного заряду не перевищує 0,001% [130].

Вплив струмів витікання визначається за наступним виразом:

$$\Delta U_{снi} = \frac{i_{сум} \cdot T_{F2} \cdot N}{C_n + C_d \cdot k}, \quad (1.19)$$

де T_{F2} – період тактової послідовності, що подається на ключ перерозподілу K2,

$i_{сум}$ – сумарний струм витікання,

$k=N/8$ – коефіцієнт заповнення.

Абсолютна похибка ($\Delta U_{снi}$) від дії струмів витікання не залежить від значення паразитних міжелектродних ємностей і зростає при збільшенні вихідного коду. Наприклад, при тактовій частоті 20 кГц похибка $\Delta U_{снi}=2,47$ мВ для $N=5000$ і $\Delta U_{снi}=4,93$ мВ для $N=10000$ [130].

Зведена похибка від струмів витікання не перевищує 0,025% для $N=5000$ і 0,05% для $N=10000$ [130].

При виконанні арифметичних операцій похибки конденсаторних комірок логарифматорів та антилогарифматора частково компенсуються і результуюча відносна похибка виконання операції не перевищуватиме 0,1% для ділення та 0,001% для множення, потенціювання та добування коренів (до четвертого степеня включно) при паразитній міжелектродній ємності $C_{\text{пар}}$ не більшій 10 пФ [130].

Результуюча похибка АФП ($\delta_{\text{АФП}}$) визначається з урахуванням взаємної компенсації похибок логарифматора ($\delta_{\text{л}}$) та антилогарифматора ($\delta_{\text{ал}}$). Вона складається із зведених похибок квантування ($\delta_{\text{к}}$), струмів витікання ($\delta_{\text{І}}$), виконання математичної операції та розузгодження; останні дві складові на порядок менші від похибки квантування і тому ними можна нехтувати. Отже,

$$\delta_{\text{АФП}} = \sqrt{\delta_{\text{к}}^2 + \delta_{\text{І}}^2} . \quad (1.20)$$

Результуюча похибка АФП ($\delta_{\text{АФП}}$) визначається похибками логарифматора та антилогарифматора, які не компенсуються взаємно через неможливість виконання цих вузлів ідентичними, і похибкою квантування:

$$\delta_{\text{АФП}} = \sqrt{\delta_{\text{л}}^2 + \delta_{\text{ал}}^2 + \delta_{\text{к}}^2} . \quad (1.21)$$

Похибка логарифматора, у свою чергу, складається із зведених похибок від впливу паразитних міжелектродних ємностей аналогових ключів ($\delta_{\text{Спар}}$) і струмів витікання ($\delta_{\text{І}}$):

$$\delta_{\text{л}} = \sqrt{\delta_{\text{Спар}}^2 + \delta_{\text{І}}^2} . \quad (1.22)$$

Оцінка похибок за виведеними виразами, проведена з урахуванням реальних параметрів компонентів і нормального закону розподілу їх значень, показує, що з ймовірністю 0,95 значення результуючих зведених похибок розроблених в [130] АФП і АЦФП не перевищують 0,15%.

У межах встановлення інструментальних похибок досліджують також вплив шумів і завад на перетворювачі [205 – 207 , 213, 214, 221 – 229]. А праці [92, 170, 171] присвячені дослідженню часових параметрів цих пристроїв. Проте похибки від температури, шумів чи завад, як і швидкодія перетворювачів на комутованих конденсаторах не є дослідженими у достатній мірі.

1.7. Визначення напрямків досліджень

На основі проведеного огляду на аналізу варто провести наступні дослідження:

1. Розробити методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах.
2. Розробити метод логарифмування різниці двох сигналів з підвищеною точністю.
3. Розробити метод функціонального аналого-цифрового перетворення підвищеної точності, який дозволяє отримати степеневу функцію високого порядку та корінь високого порядку.
4. Підвищити швидкодію рекурентного методу перетворення.
5. Покращити алгоритм функціонування інтерполуючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів з метою підвищення його точності.
6. Розробити алгоритми функціонування та математичні моделі запропонованих методів аналого-цифрового функціонального перетворення.
7. Дослідити вплив шумів і завади на АЦФП, оцінити значення похибок.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 1

1. Число-імпульсні функціональні перетворювачі мають широкі функціональні можливості та високу точність, що визначається фактично розрядністю використаних у них лічильників. Проте необхідність забезпечення вхідних сигналів у вигляді число-імпульсних кодів ускладнює їх практичне застосування, оскільки переважна більшість давачів найрізноманітніших систем мають аналоговий вихідний сигнал.

2. Багатофункціональні перетворювачі випускаються провідними фірмами світу, наприклад, Analog Devices (AD538), Burr-Brown (4301/2) і National Semiconductor (LN0094); вони є аналоговими типу логарифм-антилогарифм, мають широкий динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ і високу точність класу 0.25, але малу кількість входів, лише 3. Кількість входів рівна кількості використаних логарифматорів і обмежується можливістю забезпечення ідентичності цих логарифматорів. Для розширення функціональних можливостей ФП необхідно збільшити кількість входів, тобто – кількість ідентичних логарифматорів.

3. Більшість сучасних інтегральних ЛАЦП побудовані з однакових структурних блоків, є конвеєрними, мають широкий динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ, середню точність (8 двійкових розрядів), низьке співвідношення сигнал/шум (40 дБ).

4. Аналого-цифрові функціональні перетворювачі побудовані на комутованих конденсаторах, відносяться до типу логарифм-антилогарифм, мають широкий динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ, гнучкі у застосуванні в найрізноманітніших системах, оскільки їх вхідний сигнал аналоговий, а можливість задання будь-якої основи логарифму розширює функціональні можливості. Проте потребують вдосконалення та додаткового дослідження методи підвищення точності та швидкодії АЦФП, а також – дослідження впливу завад і шумів.

5. Проведений огляд та аналіз сучасного стану побудови аналого-цифрових і функціональних перетворювачів вказує на перспективність

поєднання їх властивостей у пристроях на основі комутованих конденсаторів. Для вдосконалення побудови і покращення метрологічних характеристик АЦП і ФП застосовують структурні та алгоритмічно-інформаційні методи. Тому доцільним є розробити методологію підвищення точності та швидкодії перетворювачів, що поєднують властивості АЦП і ФП шляхом поєднання структурних та алгоритмічно-інформаційних засад.

Основні результати розділу опубліковані у працях: [273, 302].

РОЗДІЛ 2

МЕТОДОЛОГІЧНІ ЗАСАДИ СТВОРЕННЯ НОВИХ МЕТОДІВ І ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

На основі проведеного аналізу сучасного стану методів аналого-цифрового та функціонального перетворення перспективним напрямком досліджень та вдосконалень є створення перетворювачів на комутованих конденсаторах, що поєднують функції АЦП і ФП, а також мають збільшене число вхідних величин при високих точності та швидкодії.

2.1 Методологічні засади створення аналого-цифрових функціональних перетворювачів підвищеної точності і швидкодії

Методологічними засадами для створення нових методів побудови АЦФП є поєднання структурних та алгоритмічних принципів підвищення точності аналого-цифрового перетворення на основі властивостей конденсаторних комірок.

Шляхом розробки нових структур логарифмічних АЦП йде наукова школа у «Львівській політехніці». Введенням додаткових алгоритмів, зокрема самокалібрування, та вагової надлишковості, вирішує проблему покращення точності АЦП наукова школа в Інституті інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії Вінницького Національного технічного університету.

Авторкою пропонується поєднати ці два підходи.

Методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах поєднують структурні, – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні, – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них.

Зокрема, пропонується використовувати наперед розрахований ряд значень основ логарифмів, що безпосередньо визначають похибку перетворення, а отримуються із співвідношення ємностей конденсаторів комірок.

Основа логарифму впливає на похибку перетворення встановлюючи величину кроку формування логарифмічної характеристики. Вибір числа кроків визначатиме швидкодію. Властивості конденсаторних комірок при перерозподілі та накопиченню заряду дозволяють будувати логарифмічні характеристики кроками зверху вниз та знизу догори, що сприяє оптимізації перетворення в часі.

Вибір числа кроків перетворення, величини кроку, а також поділ усього діапазону перетворення становлять алгоритмічну частину методології підвищення точності та швидкодії. Поділивши весь діапазон перетворення на декілька піддіапазонів і встановлюючи на кожному з них іншу основу логарифму та величину кроку, знайдемо оптимальне співвідношення між значенням похибки та часом перетворення. Можна досягнути заданого значення вхідної величини максимально швидко і проводити його уточнення до досягнення бажаної точності.

Достоїнством такого підходу є можливість вибору бажаних метрологічних характеристик ще до початку перетворення. А запропоновані в межах розробленої методології методи та принципи побудови та схемна реалізація АЦФП забезпечують те, що фактично отримані значення похибок і часу перетворення будуть меншими від початково заданих.

Нові структури на конденсаторних комірках будуть працювати за алгоритмами з уточненням бажаних метрологічних характеристик у процесі перетворення. Підставою та механізмом уточнення є саме можливість вибору основи логарифмування, яка безпосередньо впливає на крок перетворення та похибку перетворення.

Введення до структур перетворювачів блоків різних ємностей та керуючо-перемикальних блоків дозволяє вибирати піддіапазон перетворення. Розрахований ряд співвідношень основи логарифма з ємностями конденсаторних комірок спрощує виготовлення блоків ємностей. А виготовлення декількох конденсаторів є технологічнішим і нескладнішим від виготовлення резистора. Технологія виготовлення конденсаторів також дозволяє виготовити комірки з максимально близькими параметрами ємностей, що зменшує похибки неідентичності комірок і сприяє нарощенню числа входних величин, як при простім збільшенні числа відповідних комірок, та і шляхом певних алгоритмічних і схемотехнічних вдосконалень.

Запропоновані методологічні засади відкривають нові можливості по нарощенню числа входних величин без втрати точності, підвищенню точності та швидкодії, а також по підборі необхідних метрологічних характеристик АЦФП для конкретних задач автоматичної, автоматизації та інформаційно-вимірювальної техніки.

2.2. Новий метод аналого-цифрового функціонального перетворення

Для побудови багатофункціонального та багатовходового перетворювача автором запропоновано новий метод аналого-цифрового перетворення [291]. Його суть ілюструють епюри, наведені на рис.2.1.

На ньому позначені входні напруги $U_{IN1}, U_{IN2}, \dots, U_{Inn}$, опорна напруга U_0 , компенсуюча напруга U_k та кількість дозувань – кроків перетворення n_k . У ході перетворення компенсуюча напруга U_k змінюється від початкового рівня опорної напруги U_0 та порівнюється з входніми напругами $U_{IN1}, U_{IN2}, \dots, U_{Inn}$. Перетворення відбувається, доки не спрацюють усі компаратори, що фіксують рівність компенсуючої та кожної з входних напруг.

Детальніша сутність запропонованого авторкою методу аналого-цифрового функціонального перетворення полягає у наступному.

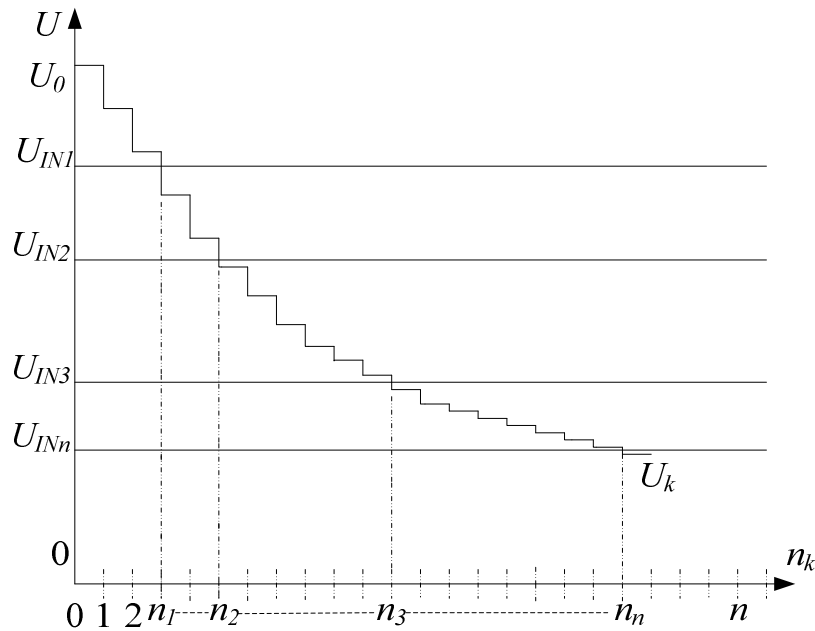


Рис.2.1. Епюри напруг, що ілюструють сутність запропонованого методу аналого-цифрового функціонального перетворення

В часі формування дозованої кількості електрики в конденсаторній комірці вихідний сигнал її підводиться до об'єднаних входів всіх логарифматорів, що поділені на дві групи. У цей же час, тобто синхронно, на виходах всіх логарифматорів формуються елементи (імпульси) їх вихідних число-імпульсних кодів. Тому, підключаючи по чергово в цьому інтервалі часу вихід кожного логарифматора першої та другої групи відповідно до входу додавання та віднімання реверсивного лічильника, отримують на виході цього лічильника алгебраїчну суму елементів вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів.

Після закінчення перетворення останнім логарифматором (ним буде логарифматор, до входу якого буде підведено найменший зі всіх вхідних сигналів) на виході реверсивного лічильника буде записана алгебраїчна сума вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів. Ця сума перетворюється цифровим антилогарифматором у вихідний код запропонованого функціонального перетворювача.

Таким чином алгебраїчне додавання вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів відбувається по-елементно паралельно і тим самим значно збільшується швидкодія функціонального перетворювача.

Здійснюють функціональне перетворення вхідних сигналів за допомогою схеми, зображеної на рис.2.2. На рисунку позначено: БК - блок керування, ДОН - джерело опорної напруги, БЛ - блок логарифматорів, Ком1 і Ком2 - перший і другий комутатори, ЛР - реверсивний лічильник і АЛ – антилогарифматор.

Блок керування БК містить: ОВ – одновібратор, Г1 і Г2 – перший і другий генератори, ФП – формувач імпульсних послідовностей Q_1 і Q_2 , ЕЗ – елемент збігу, АБО – логічний елемент додавання, Т – лічильний тригер.

Блок логарифматорів БЛ містить: «Вхід ФП» - групу інформаційних входів, ГКм – групу компараторів, ГЕЗ – групу елементів збігу, КК – конденсаторну комірку, до складу якої входить С1 і С2 – перший і другий конденсатори, К1-К3 – перший – третій аналогові ключі.

У блоку керування БК прямий і інверсний виходи тригера Т підключені відповідно до об'єднаних V-входів першого і другого лічильників Л1 і Л2, першого і другого комутатора Ком1 і Ком2, а вихід елемента збігу ЕЗ підключений до об'єднаних тактових входів лічильників Л1 і Л2, виходи переносу яких підключені відповідно до першого та другого входів елемента АБО, вихід першого генератора Г1 підключений до тактового С-входу формувача імпульсних послідовностей ФП, перший вихід якого підключений до першого входу елемента збігу ЕЗ, другий вхід якого підключений до виходу другого генератора Г2.

Вхід запуску ФП об'єднаний з входом одновібратора ОВ, вихід якого підключений до входу установки S тригера Т і об'єднаних входів скидання R лічильників Л1, Л2 і ЛР, антилогарифматора АЛ і формувача імпульсних послідовностей ФП.

У блоку БЛ виходи логарифматорів з'єднані відповідно з інформаційними входами першого Ком1 і другого Ком2 комутаторів, входи

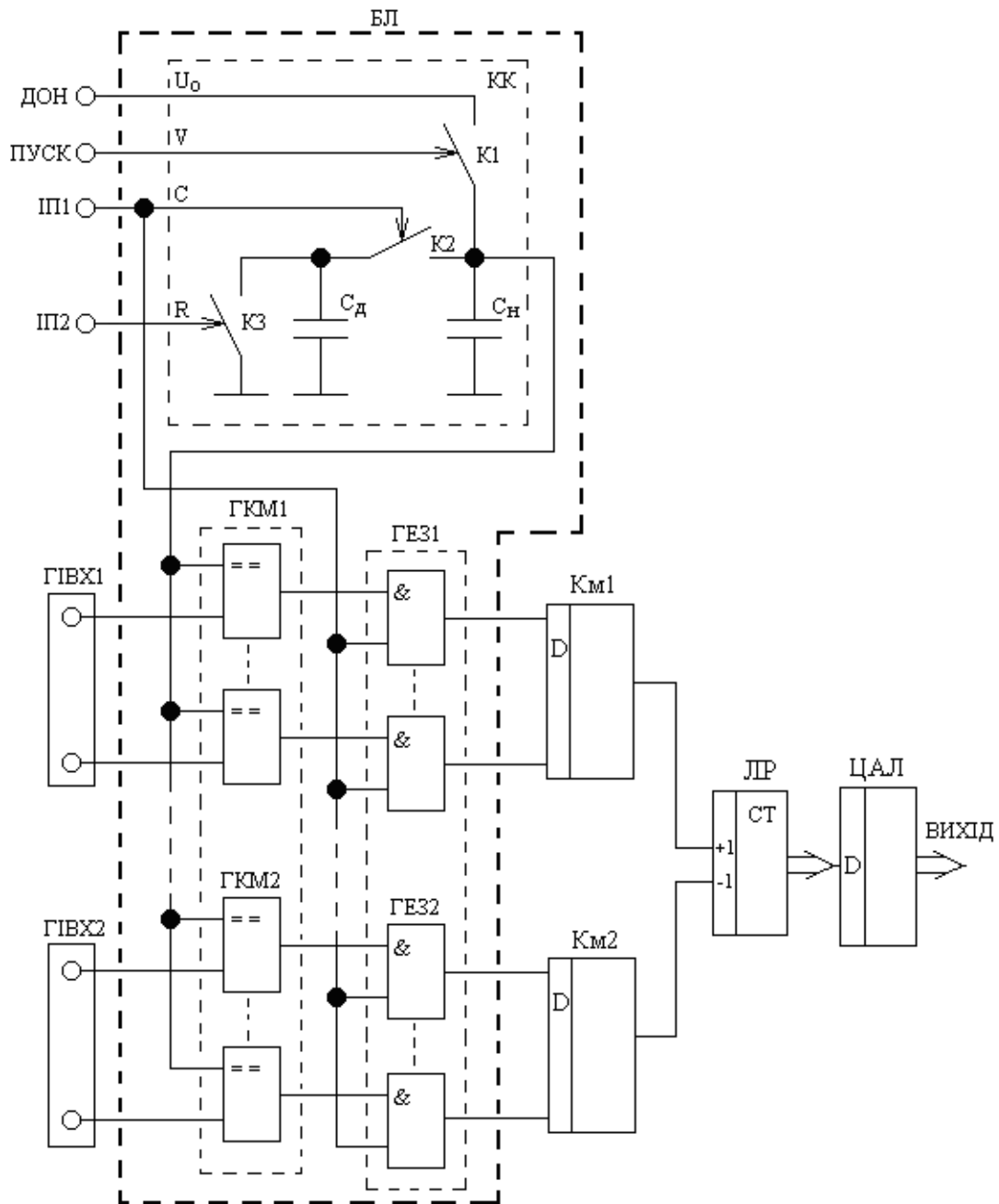


Рис.2.2. Спрощена схема функціонального аналого-цифрового перетворювача, що ілюструє запронований метод багатofункціонального багатовходового перетворення

керування яких підключені відповідно до виходів першого Л1 і другого Л2 лічильників, а виходи комутаторів підключені відповідно до входів додавання та віднімання реверсивного лічильника ЛР, вихід якого підключений до інформаційного входу антилогарифматора АЛ, вихід якого є виходом

функціонального перетворювача (ФП), група інформаційних входів якого об'єднана з відповідними інформаційними входами логарифматорів.

Окрім того, у блоку логарифматорів БЛ перші входи ГКм є інформаційними входами логарифматорів, виходи яких з'єднані з відповідними першими входами групи елементів збігу ГЕЗ, виходи яких є виходами логарифматорів, причому аналоговим U_{ref} -входом конденсаторної комірки КК є інформаційний вхід першого ключа К1, вихід якого об'єднаний з інформаційним входом другого ключа К2 і через перший конденсатор С1 з'єднаний зі спільною шиною, тактовим С-входом комірки КК є управляючий вхід другого ключа К2, вихід якого об'єднаний з інформаційним входом третього ключа К3 і через другий конденсатор С2 з'єднаний зі спільною шиною, входами запуску V і скидання R комірки КК є відповідно управляючі входи першого К1 і третього К3 ключів, тактовий С-вхід і вхід скидання R комірки КК з'єднані з відповідними виходами формувача імпульсних послідовностей ФП, вхід запуску V комірки КК об'єднаний з виходом одновібратора ОВ, аналоговий U_{ref} -вхід комірки КК підключений до виходу джерела опорної напруги ДОН, другі входи компараторів об'єднані з виходом комірки КК, тактовий С-вхід якої об'єднаний з другими входами групи елементів збігу ГЕЗ.

Запропонований спосіб аналого-цифрового функціонального перетворення реалізується за допомогою схеми, наведеної на рис.2.2, наступним чином.

Імпульсом, що подається на вхід запуску ФП, запускається одновібратор ОВ. Вихідний імпульс одновібратора ОВ скидає в нуль виходи формувача імпульсних послідовностей ФП, лічильників Л1, Л2, ЛР і антилогарифматора АЛ, установлює тригер Т у стан логічної одиниці на прямому виході та замикає перший ключ К1 конденсаторної комірки КК. За час дії імпульса одновібратора ОВ перший конденсатор С1 комірки КК заряджається до рівня опорної напруги (U_{ref}) джерела ДОН і на виходах компараторів групи ГКм установлюється

рівень логічної одиниці, який дозволяє проходження імпульсів з виходу Q2 формувача імпульсних послідовностей ФІП через групу елементів збігу ГЕЗ (для підвищення точності імпульсні послідовності Q1 і Q2 відокремлені паузами).

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ з кожним імпульсом першого генератора Г1 на виходах формувача ФІП по чергово (спершу на виході Q1, а потім на Q2) появляються імпульси.

Розглянемо спочатку процес логарифмування вхідних сигналів. Імпульси Q1 формувача ФІП замикають третій ключ К3 конденсаторної комірки КК, скидаючи заряд з другого конденсатора С2 на спільну шину, і на конденсаторі С2 устанавлюється рівний нулю рівень напруги. Імпульси Q2 формувача ФІП замикають другий ключ К2 конденсаторної комірки КК, через який відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами С1 і С2. З кожним імпульсом Q2 перший конденсатор С1 віддає частину свого заряду (оскільки ємність першого конденсатора С1 вибирається набагато більшою ємності другого конденсатора С2, тобто $C_1 \gg C_2$) другому конденсатору С2 і рівень напруги на першому конденсаторі С1 знижується.

Після n-го імпульса Q2 формувача ФІП напруга на першому конденсаторі С1 стане рівною:

$$U_n = \zeta^n U_{ref}, \quad (2.1)$$

а її приріст:

$$\Delta U_n = \zeta^{n-1} (\zeta - 1) U_{ref}, \quad (2.2)$$

де $\zeta = \frac{C_H}{C_D + C_H}$; причому $C_D \ll C_H$.

Якщо в процесі зниження напруги на першому конденсаторі С1 вона стане рівною чи меншою, наприклад, напруги ($U_{вх_i}$) на і-тому інформаційному вході групи інформаційних входів «Вхід ФІП» перетворювача (а отже і на

першому вході i -го компаратора групи ГКм), тоді спрацьовує i -й компаратор групи ГКм (на його виході з'являється рівень логічного нуля), фіксує момент закінчення перетворення i -тим логарифматором. Якщо цей момент настав після n -го тактуючого імпульса, то

$$U_n = U_{\text{вх}_i} \quad (2.3)$$

i число (n_i) імпульсів Q2 формувача ФП, що поступили на вхід управління другого ключа К2, буде рівне

$$n_i = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{\text{вх}_i}}{U_{\text{ref}}}, \quad (2.4)$$

тобто логарифму відношення напруги $U_{\text{вх}_i}$ до U_{ref} .

Це число імпульсів поступає через i -тий елемент збігу групи елементів збігу ГЕЗ на вихід останнього (тобто на вихід i -го логарифматора) і є вихідним число-імпульсним кодом i -го логарифматора.

Після закінчення перетворення i -тим логарифматором логічний нуль з виходу i -го компаратора підводиться до першого входу i -го елемента збігу групи елементів збігу ГЕЗ, забороняючи подальше проходження імпульсів Q2 формувача ФП на вихід i -го логарифматора.

Аналогічно відбувається перетворення і в інших логарифматорах, оскільки процес пониження напруги на першому конденсаторі С1 конденсаторної комірки КК продовжується доти, поки не спрацює останній з компараторів групи ГКм, тобто поки не закінчиться перетворення в останньому логарифматорі (цим логарифматором буде той, до першого входу компаратора якого буде підведений найменший зі всіх вхідних сигналів).

З кожним імпульсом Q2 формувача ФП дозволяється проходження імпульсів другого генератора Г2 через елемент збігу ЕЗ на тактові входи

лічильників Л1 і Л2, вихідні коди яких по чергово підключають виходи логарифматорів через комутатори Ком1 і Ком2 відповідно до входів додавання і віднімання реверсивного лічильника ЛР.

Отже, після закінчення перетворення в останньому логарифматорі на виході реверсивного лічильника ЛР буде записаний код

$$N_c = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^m \ln \frac{U_{1d}}{U_{ref}} - \sum_{k=1}^p \ln \frac{U_{1k}}{U_{ref}} \right), \quad (2.5)$$

де d – кількість логарифматорів першої групи, що підключаються до входів додавання реверсивного лічильника ЛР, причому d змінюється від 1 до m ;

k – кількість логарифматорів другої групи, що підключаються до входів віднімання реверсивного лічильника ЛР, причому k змінюється від 1 до p .

Вихідний код N_c реверсивного лічильника ЛР поступає на вхід цифрового антилогарифматора АЛ, на виході якого формується результат функціонального перетворення:

$$N_{fp} = \text{anti ln } N_c. \quad (2.6)$$

Оскільки імпульси на виходах всіх логарифматорів, які здійснюють перетворення, появляються одночасно, то по чергове підключення під час дії імпульса Q2 формувача ФП виходу кожного логарифматора до відповідного входу реверсивного лічильника ЛР дає змогу в часі перетворення логарифматорів:

1) отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів і реалізувати операції множення та ділення;

2) отримати суму вихідних кодів логарифматорів, на m закорочених входів першої групи яких подано вхідний сигнал U_{BX} , і забезпечити реалізацію степеневі функції з показником m , тобто U_{BX}^m ;

3) отримати різницю вихідних кодів логарифматорів, на p закорочених входів другої групи яких подано вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, і забезпечити реалізацію кореня з показником p , тобто $\sqrt[p]{U_{\text{вх}}}$

Все це значно зменшує час аналого-цифрового функціонального перетворення, тобто значно підвищує швидкодію.

2.3. Новий метод логарифмування різниці двох напруг

Багато вимірювальних задач потребують перетворення різниці двох напруг. Класичний підхід полягає саме у визначенні різниці та подальшому її логарифмуванні для проведення аналого-цифрового перетворення. Однак, такий спосіб накопичує похибки перетворення. З метою підвищення точності авторкою було запропоновано метод логарифмування різниці двох напруг [295]. На рис.2.3. наведено епюри напруг, що пояснюють його суть.

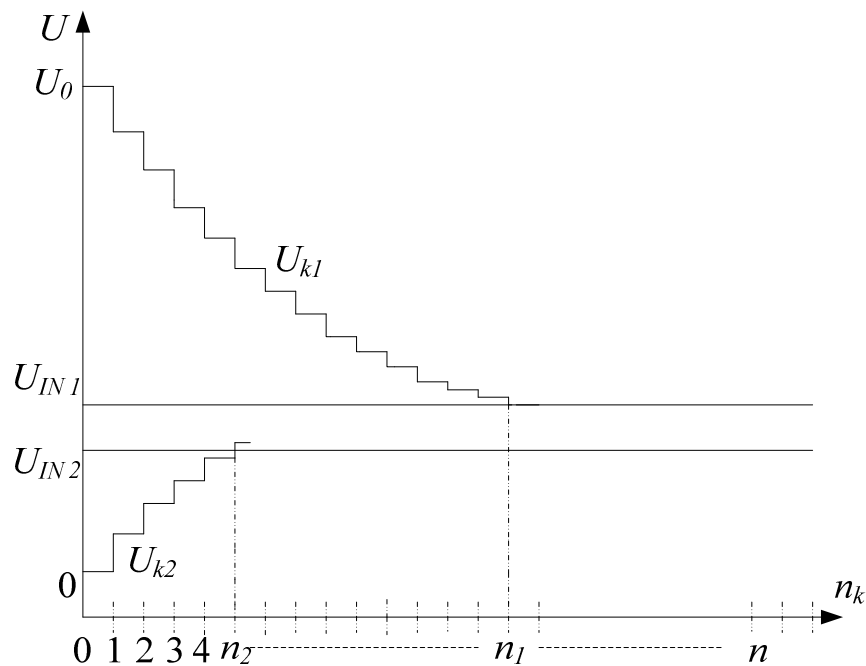


Рис.2.3. Епюри напруг, що пояснюють суть запропонованого методу логарифмування різниці двох напруг

На рисунку 2.3 позначено дві вхідні напруги: U_{IN1} (U_1) – відповідає більшій вхідній напрузі, тобто зменшуваному, U_{IN2} (U_2) – відповідає меншій вхідній напрузі, тобто від'ємнику, U_0 – це опорна напруга та дві компенсуючі напруги U_{k1} та U_{k2} , число дозувань – кроків перетворення n_k . У ході перетворення дві компенсуючі напруги формуються одночасно: U_{k1} шляхом перерозподілу заряду у вигляді спадної розгортки, U_{k2} шляхом накопичення заряду у вигляді зростаючої розгортки. Процес відбувається до моменту рівності першої вхідної та першої компенсуючої напруг і рівності другої вхідної та другої компенсуючої напруг.

Розглянемо детальніше процес логарифмування різниці двох напруг.

Сутність запропонованого авторкою методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох вхідних напруг U_1 і U_2 полягає у перетворенні різниці $U_1 - U_2$ на добуток двох множників $U_1 \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)$ і визначенні результату як суми логарифмів цих множників, причому визначають логарифм першого множника як логарифм відношення $\frac{U_1}{U_0}$, де U_0 - значення опорної напруги, яке задають рівним або більшим номінального значення вхідної напруги U_1 , а логарифм другого множника $\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)$ визначають за методом зрівноваження, в якому формують компенсаційну напругу U_k шляхом зміни заряду на нагромаджувальному конденсаторі періодично повторюваними дозованими кількостями електрики до моменту переходу компенсаційної напруги U_k через рівень вхідної напруги U_2 та визначають результат логарифмування другого множника як число дозувань, причому дозовані кількості електрики формують зарядом дозуючого конденсатора до рівня вхідної напруги U_1 , а ємність дозуючого конденсатора задають згідно формули:

$$C_d = \frac{1-\zeta}{\zeta} \cdot C_n, \quad (2.7)$$

де C_n – ємність нагромаджувального конденсатора, а ζ – коефіцієнт дозування, який задають меншим одиниці.

Визначають логарифм різниці двох вхідних напруг за допомогою спрощеної функціональної схеми (рис.2.4), що містить блок керування (БК), два логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі (ЛАЦП1 і ЛАЦП2), логічний елемент АБО і лічильник імпульсів (Лч), причому кожен з ЛАЦП містить накопичуючий C_n і дозуючий C_d конденсатори, три аналогові ключі (К1, К2, К3), компаратор (Км) і елемент збігу (ЕЗ), вихід ЛАЦП1 (Вих1) і вихід ЛАЦП2 (Вих2).

Запропонований метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох напруг реалізується за допомогою схеми, наведеної на рис.2.4, наступним чином.

Імпульсом «Запуск» блоку керування скидається в нуль лічильник Лч, замикаються ключі К1 перетворювачів ЛАЦП1, ЛАЦП2 і накопичуючий конденсатор C_n перетворювача ЛАЦП1 заряджається до рівня опорної напруги U_0 , а нагромаджувальний конденсатор C_n перетворювача ЛАЦП2 розряджається до нуля.

Підчас дії імпульса «Запуск» на прямих виходах блоку керування N_1 і N_2 установлюється рівень логічного нуля, а на інверсних – $\overline{N_1}$ і $\overline{N_2}$ рівень логічної одиниці, внаслідок чого замикаються ключі К2 перетворювачів ЛАЦП1, ЛАЦП2 і дозуючий конденсатор C_d перетворювача ЛАЦП1 розряджається до нуля, а дозуючий конденсатор C_d перетворювача ЛАЦП2 заряджається до рівня напруги U_1 .

Після закінчення імпульса «Запуск» розпочинається процес перетворення.

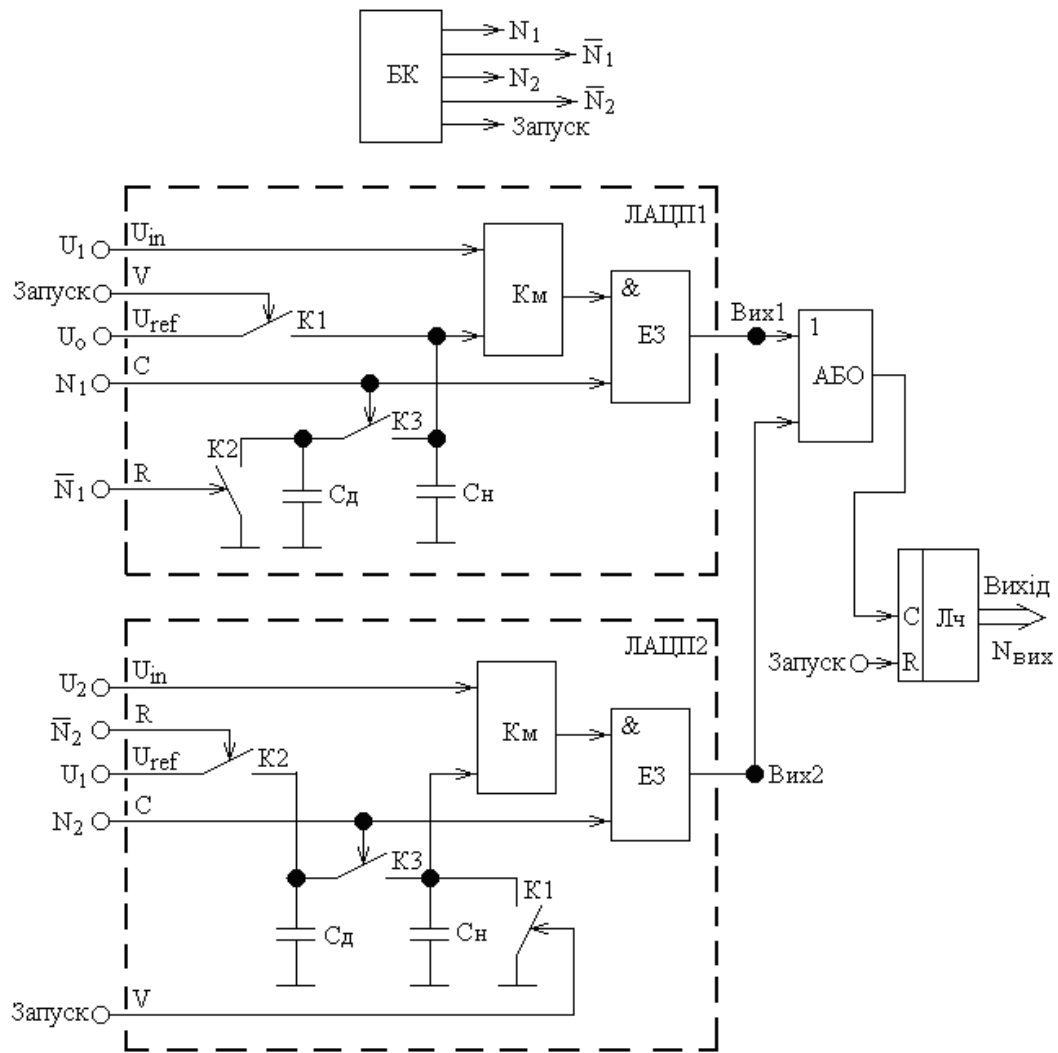


Рис.2.4. Спрощена функціональна схема пристрою, що реалізує метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох напруг

У перетворювачі ЛАЦП1 з кожним тактовим імпульсом послідовності N_1 замикається ключ K_3 і накопичуючий конденсатор C_n віддає частину свого заряду дозуючому конденсатору C_d і рівень напруги на ньому U_k знижується. У паузі між імпульсами N_1 блок керування формує імпульси послідовності $\overline{N_1}$, якими замикається ключ K_2 і дозуючий конденсатор C_d розряджається до нуля. Тактові імпульси послідовності N_1 проходять через елемент збігу E_3 , який відкритий логічною одиницею з компаратора K_m , на вихід перетворювача ЛАЦП1 (Вих1). Коли рівень напруги U_k на накопичуючому конденсаторі C_n досягне рівня вхідного сигналу U_1 компаратор K_m переходить у стан логічного

нуля, яким забороняється подальше проходження тактових імпульсів послідовності N_1 через елемент збігу ЕЗ на вихід перетворювача ЛАЦПІ (Вих1). Кількість імпульсів послідовності N_1 , що пройшла через елемент збігу ЕЗ від моменту закінчення імпульса «Запуск» до переходу компаратора Км у стан логічного нуля, є вихідним $N_{\text{вих1}}$ число-імпульсним кодом перетворювача ЛАЦПІ. Значення цього коду рівне:

$$N_{\text{вих1}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1}{U_0}, \quad (2.8)$$

тобто логарифму відношення напруги U_1 до U_0 .

$$\text{Тут } \zeta = \frac{C_H}{C_D + C_H}; \text{ причому } C_D \ll C_H.$$

У перетворювачі ЛАЦПІ2 перетворення відбувається наступним чином.

Під час дії тактового імпульса послідовності N_2 ключ К3 замикається (а ключ К2 розмикається). При замкнутому ключі К3 відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами, тобто дозуючий конденсатор C_D віддає частину свого заряду накопичуючому конденсатору C_H .

У паузі між тактовими імпульсами (дія імпульсів послідовності $\overline{N_2}$) ключ К3 розмикається, а ключ К2 замикається. Таким чином дозуючий конденсатор C_D заряджається до рівня напруги U_1 , а накопичуючий конденсатор C_H зберігає рівень напруги на ньому незмінним.

Початково дозуючий конденсатор C_D мав заряд

$$Q_0 = C_D U_1. \quad (2.9)$$

Під час дії першого тактуючого імпульса N_2 напруга на накопичуючому конденсаторі (U_{CH1}) стає рівною:

$$U_{\text{CH1}}(C_{\text{Д}} + C_{\text{Н}}) = C_{\text{Д}}U_1 \text{ або } U_{\text{CH1}} = U_1K \quad (2.10)$$

і її приріст становитиме:

$$\Delta U_{\text{CH1}} = U_1K; \quad (2.11)$$

причому
$$K = \frac{C_{\text{Д}}}{C_{\text{Д}} + C_{\text{Н}}}.$$

У паузі між першим і другим тактуючими імпульсами N_2 дозуючий конденсатор $C_{\text{Д}}$ знову зарядиться через замкнутий імпульсом $\overline{N_2}$ ключ $K2$ до рівня напруги U_1 .

Підчас дії другого тактуючого імпульса N_2 на заряд конденсаторів впливатиме не тільки напруга U_1 , а і напруга U_{CH1} , що залишилася на накопичуючому конденсаторі $C_{\text{Н}}$ після дії першого тактуючого імпульса. Тому, використовуючи принцип суперпозиції, знайдемо, що за час дії другого тактуючого імпульса N_2 накопичуючий конденсатор $C_{\text{Н}}$ зарядиться до напруги U_{CH2} :

$$U_{\text{CH2}}(C_{\text{Д}} + C_{\text{Н}}) = C_{\text{Д}}U_1 + U_{\text{CH1}}C_{\text{Н}} = [1 + C_{\text{Н}}]KU_1; \quad U_{\text{CH2}} = [1 + \zeta]KU_1 \quad (2.12)$$

і приріст напруги на накопичуючому конденсаторі становитиме:

$$\Delta U_{\text{CH2}} = U_{\text{CH2}} - U_{\text{CH1}} = \zeta KU_1. \quad (2.13)$$

Після закінчення другого тактуючого імпульса (підчас дії імпульса послідовності $\overline{N_2}$) дозуючий конденсатор $C_{\text{Д}}$ знову зарядиться через замкнутий ключ $K2$ до рівня напруги U_1 .

Підчас дії третього тактуючого імпульса N_2 накопичуючий конденсатор $C_{\text{Н}}$ зарядиться до напруги U_{CH3} :

$$U_{C_{H3}}(C_D + C_H) = C_D U_1 + U_{C_{H2}} C_H = C_D U_1 + [1 + \zeta] K U_1 C_H \quad (2.14)$$

і приріст напруги на конденсаторі C_H становитиме:

$$\Delta U_{C_{H3}} = K U_1 \zeta^2. \quad (2.15)$$

Аналогічно після закінчення i -го тактуючого імпульса N_2 нагромаджувальний конденсатор C_H зарядиться до напруги $U_{C_{Hi}}$:

$$U_{C_{Hi}} = [1 + \zeta + \zeta^2 + \dots + \zeta^{i-1}] K U_1 \quad (2.16)$$

і приріст напруги на конденсаторі C_H становитиме:

$$\Delta U_{C_{Hi}} = K U_1 \zeta^{i-1}. \quad (2.17)$$

Як бачимо, з передостаннього виразу значення напруги на накопичуючому конденсаторі C_H змінюється за законом геометричної прогресії із знаменником $\zeta=1-K$. Тому, представляючи вираз в дужках як суму n членів геометричної прогресії за загально відомою формулою $S_n = \frac{1 - a_1 \zeta^n}{1 - \zeta}$ (a_1 - перший член геометричної прогресії), одержимо значення напруги на накопичуючому конденсаторі C_H після довільного за порядком i -го тактового імпульса послідовності N_2 :

$$U_{C_{Hi}} = [1 - \zeta^i] U_1. \quad (2.18)$$

Якщо після N -го тактуючого імпульса послідовності N_2 напруга на накопичуючому конденсаторі C_H (U_N) стане рівною вхідній напрузі U_2 , тобто

$U_N = U_2$, спрацьовує компаратор Км, переходячи у стан логічного нуля. Цим нулем забороняється подальше проходження тактових імпульсів N_2 через елемент збігу ЕЗ на вихід перетворювача ЛАЦП2 (Вих2).

Останній вираз можна записати як

$$U_2 = [1 - \zeta^N] U_1 \quad \text{або} \quad \zeta^N = \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right). \quad (2.19)$$

Логарифмуючи останній вираз, одержимо значення вихідного число-імпульсного коду ($N_{\text{вих2}}$) перетворювача ЛАЦП2, тобто логарифм другого множника:

$$N_{\text{вих2}} = N = \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right). \quad (2.20)$$

Таким чином, протягом часу перетворення елемент АБО додасть вихідні число-імпульсні коди перетворювачів ЛАЦП1 і ЛАЦП2 і в лічильнику Лч буде записана сума

$$\begin{aligned} N_{\text{вих}} &= N_{\text{вих1}} + N_{\text{вих2}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1}{U_0} + \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right) = \\ &= \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1}{U_0} + \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 \cdot (U_1 - U_2)}{U_0 \cdot U_1} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_0}, \end{aligned}$$

або

$$N_{\text{вих}} = N_{\text{вих1}} + N_{\text{вих2}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_0}, \quad (2.21)$$

тобто логарифм різниці напруг $U_1 - U_2$.

2.4. Розвиток рекурентного методу логарифмічного аналого-цифрового функціонального перетворення

У системах вимірювання, автоматики та автоматизації, що працюють у режимі реального часу, швидкість реакції є визначальною характеристикою. Для спрощення програмування та прискорення роботи застосовують так звані рекурентні формули. Суть рекурентних алгоритмів полягає у запам'ятовуванні останнього значення і використання саме його для обчислень.

Для аналого-цифрового перетворення рекурентний алгоритм є дещо іншим. Рекурентні АЦП відносяться до класу порозрядного кодування. Тому потребують ряду еталонів, зазвичай, ряду зразкових напруг, кратних одна одній. У рекурентному АЦП [257, 266, 276] вхідна напруга U_{IN} по чергово порівнюється з кожною з еталонних напруг U_i і запам'ятовується значення тієї з них, при котрій зафіксували проходження через рівень U_{IN} . Збережене значення використовується як опорна напруга для подальшого перетворення.

На рис.2.5а наведені епюри напруг, що ілюструють роботу відомого [257, 266, 276] рекурентного АЦП.

Кількість еталонних напруг відповідає розрядності вихідного коду N . А прийнявши за основу логарифма ζ , треба забезпечити кратність двох сусідніх еталонів з коефіцієнтом ζ .

Вихідний код формується за порівнянням вхідної та еталонних напруг U_1-U_N , при чому поточні значення U_i , які були меншими від U_{IN} відкидаються і у відповідних розрядах вихідного коду проставляються нулі. Зокрема, для прикладу на рис.1 не враховуватимуться напруги U_1 і U_2 , а також U_4 , U_6 і U_{N-1} .

Перевагою рекурентних АЦП на комутованих конденсаторах є більша технологічність виготовлення та пряма залежність виду вихідного коду від способу формування вагових коефіцієнтів розрядів та еталонних напруг. Однак їх швидкодія та точність є типовими для АЦП порозрядного кодування.

Авторкою було запропоновано метод [290, 299], що дав змогу підвищити швидкодію логарифмічного аналого-цифрового перетворення із збереженням високої точності.

Вдосконалений метод рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворення.

Особливістю запропонованого [290, 299] вдосконаленого рекурентного АЦП є перетворення у два етапи. На першому відбувається багатократне звертання лише до еталону першого розряду. На другому етапі вхідна напруга порівнюється з еталоном кожного з наступних розрядів тільки один раз. Суть вдосконаленого методу пояснюють епюри напруг, наведені на рис.2.5б.

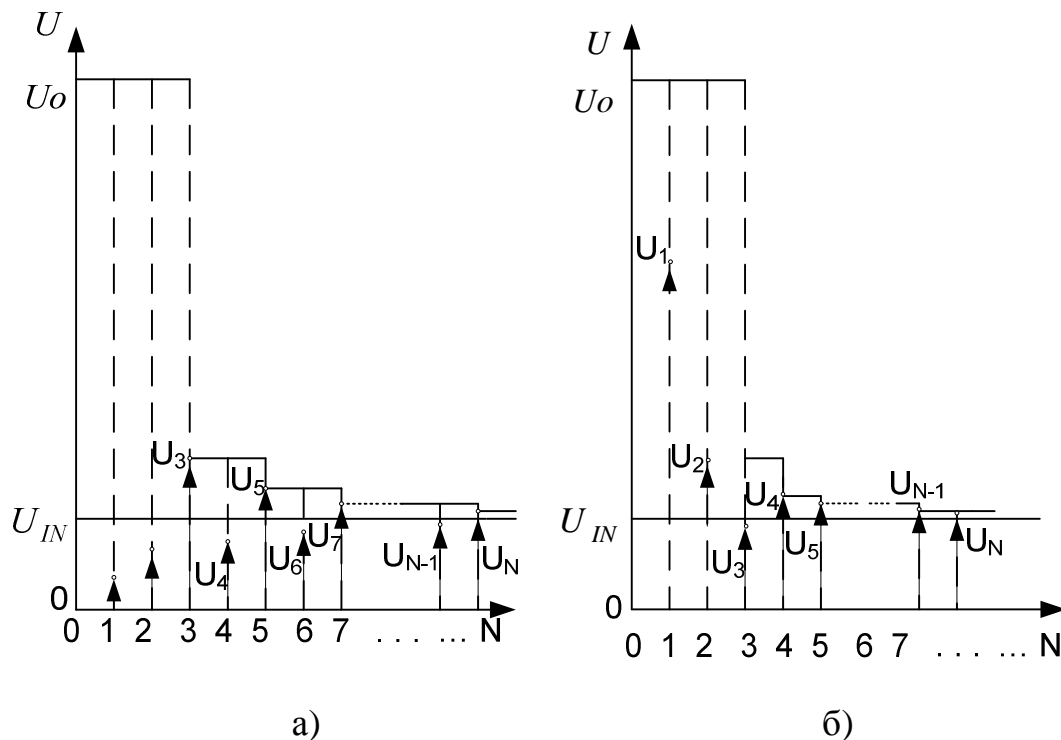


Рис.2.5. Епюри напруг, що ілюструють роботу рекурентного АЦП: а – відомого; б – за вдосконаленим методом

Отже, на першому етапі перетворення компенсуюча напруга U_i порівнюється з вхідною U_{IN} . Порівняння відбувається доки не буде зафіксовано перехід через рівень вхідної напруги. Результатом першого етапу перетворення є встановлення значення вхідної напруги швидко, але з відносно більшою

похибкою. На другому етапі наближення до необхідного значення відбувається щоразу з іншим кроком. Зміна кроку дозволяє вибрати бажану похибку та швидкість перетворення. Фізично зміна кроку здійснюється зміною масштабного коефіцієнта. Порівняно з відомим рекурентним методом АЦП вдосконалений метод потребує значно меншу кількість кроків. Це можна побачити порівнюючи процеси перетворення на рис.2.5а та на рис.2.5б.

Сутність розвитку рекурентного методу аналого-цифрового функціонального перетворення полягає у тому, що вага старшого розряду використовується багатократно і в момент переходу компенсаційної напруги через рівень вхідного сигналу реєструється значення старших розрядів вихідного коду як добуток ваги старшого розряду на кількість використань цієї ваги (не рахуючи переходу), а значення молодших розрядів визначається як у класичному рекурентному методі.

Завдяки такому удосконаленню рекурентного методу суттєво зменшується кількість еталонів (зразкових величин) і значно підвищується швидкодія перетворення.

Розглянемо реалізацію запропонованого методу.

На рис.2.6 наведена спрощена структурна схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований рекурентний метод, а на рис.2.7 – епюри напруг, що ілюструють роботу цього перетворювача, причому суцільною лінією та крапками подано відповідно напруги на вході та виході регульованого масштабного підсилювача.

Спрощена схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований рекурентний метод (рис.2.6), містить РМП – регульований масштабний перетворювач, БФПФ - блок формування показникової функції, Км - компаратор, ГТІ - генератор тактових імпульсів, БК – блок керування, Л – лічильник результату, РР - реєстр результату, П/Ком – перемножувач/комутатор, ЕП1 і ЕП2 – перший і другий елементи пам'яті. На рисунку позначено: U_0 - опорної напруги, $U_{ВХ}$ – вхідна напруга, F_T - тактова

частота, N_1 і N_2 – відповідно старші та молодші розряди вихідного коду, U_{k1} і U_{k2} - компенсаційна напруга на першій і другій ділянці перетворення, $K_1 - K_n$ - коефіцієнти передачі регульованого масштабного перетворювача РМП по входах 1 - n; А, D, С і D – керуючі сигнали.

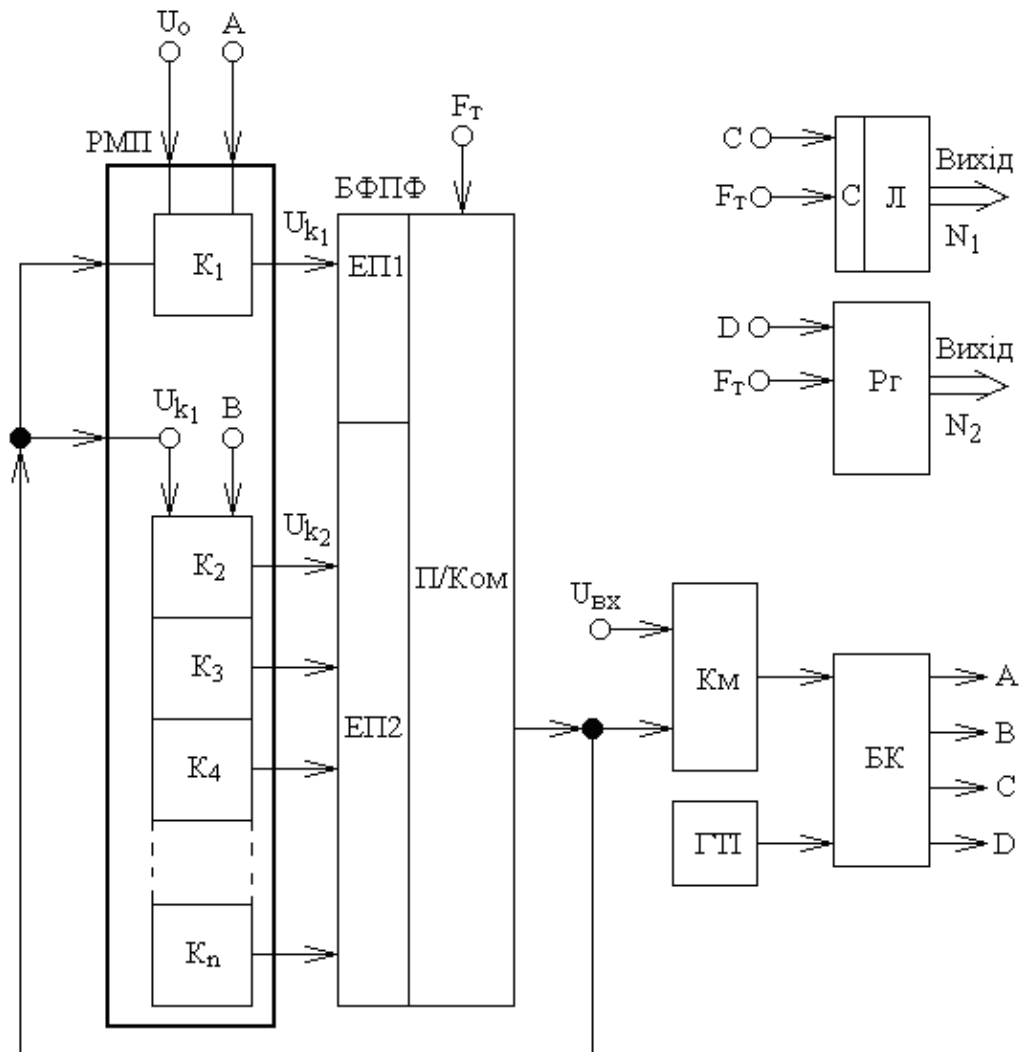


Рис.2.6. Спрощена схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований вдосконалений рекурентний метод

Попередньо задаються значення коефіцієнтів передачі напруги (K_i) по входах регульованого масштабного підсилювача РМП для будь-якого i -го входу за формулою:

$$K_i = \zeta \frac{N_H}{2^i}, \quad (2.22)$$

де N_n - номінальне значення вихідного коду;

$\zeta = \text{const}$; причому $\zeta < 1$ і значення його залежить від потрібної точності.

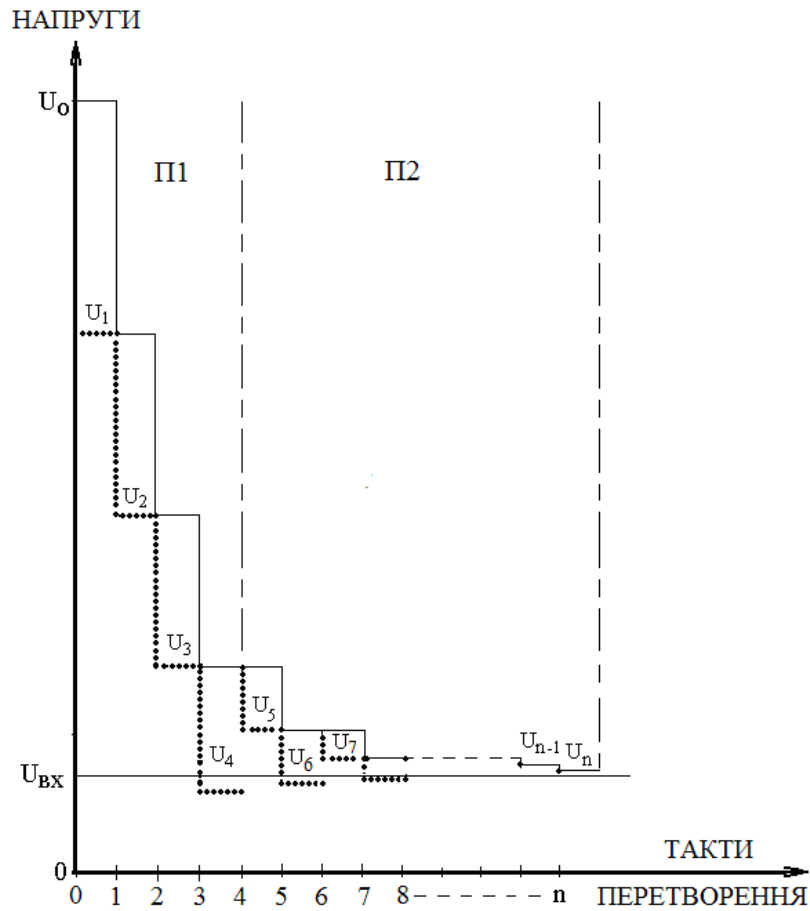


Рис.2.7. Елюри напруг, що ілюструють роботу логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований вдосконалений рекурентний метод

Коефіцієнт ζ задає значення дискретних приростів коефіцієнта передачі масштабного підсилювача РМП; його можна визначити виходячи з номінального значення вихідного коду N_n за формулою

$$\zeta = e^{N_n^{-1} \ln D^{-1}}, \quad (2.23)$$

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

Робота логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, зображеного на рис.2.6, протікає наступним чином.

Блок керування БК сигналом початкової установки обнулює лічильник результату Л та регістр результату Rг, записує рівень опорної напруги (U_0) у перший елемент пам'яті ЕП1 і виробляє керуючі сигнали А та С, які дозволяють роботу перетворювача на першій ділянці. Сигнал А подається на вхід керування регульованого масштабного підсилювача РМП і вмикає перший вхід цього підсилювача, а сигнал С дозволяє роботу лічильника результату Л.

На першій ділянці перетворення при логічній одиниці на виході компаратора Км блок керування зберігає сигнали А і С, тобто зберігається дозвіл роботи перетворювача на першій ділянці. При першому спрацюванні компаратора Км, тобто переході виходу Км у логічний нуль, блок керування БК виключає сигнали А та С і проводить перехід на роботу перетворювача на другій ділянці.

Максимальне значення коефіцієнта передачі регульованого масштабного підсилювача РМП буде на першому вході, тобто при $i=1$:

$$K_1 = \zeta^{\frac{N_H}{2}} . \quad (2.24)$$

Після початкової установки розпочинається процес перетворення.

На першій ділянці перетворення за час дії першого тактового імпульса напруга на виході підсилювача РМП приймає значення:

$$U_1 = U_0 \cdot K_1 = U_0 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} . \quad (2.25)$$

Ця напруга U_1 записується у елемент пам'яті ЕП2 і поступає на вихід блоку формування показникової функції, з якого подається на компаратор Км і порівнюється з вхідним сигналом $U_{ВХ}$.

Коли напруга на виході блоку формування показникової функції є більшою від вхідного сигналу, то компаратор Км установлюється у стан логічної одиниці на своєму виході, а у протилежному випадку – у логічний нуль.

На рис.2.7 наведено перший випадок, тобто напруга U_1 більша від $U_{ВХ}$ і на виході компаратора Км є рівень логічної одиниці.

Отже, перший тактовий імпульс записується у лічильник Л.

Другий тактовий імпульс підключає вихідну напругу ЕП2 до першого входу регульованого масштабного підсилувача РМП, а перший елемент пам'яті ЕП1 - до виходу підсилувача РМП, напруга на якому приймає значення:

$$U_2 = U_1 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{2 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (2.26)$$

Напруга U_2 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу і компаратор зберігає рівень логічної одиниці на виході.

Оскільки стан компаратора Км не змінився дія другого тактового імпульса аналогічна дії першого, тобто другий імпульс записується у лічильник результату Л.

Третій тактовий імпульс підключає перший елемент пам'яті ЕП1 до входу регульованого масштабного підсилувача РМП, а другий елемент пам'яті ЕП2 – до виходу підсилувача РМП, напруга на якому приймає значення:

$$U_3 = U_2 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (2.27)$$

Напруга U_3 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу і компаратор далі зберігає рівень логічної одиниці на виході.

Оскільки стан компаратора K_m не змінився дія третього тактового імпульса аналогічна попереднім, тобто третій імпульс записується у лічильник результату L .

Четвертий тактовий імпульс підключає другий елемент пам'яті ЕП2 до входу регульованого масштабного підсилювача РМП, а перший елемент пам'яті ЕП1 – до виходу підсилювача РМП, напруга на якому приймає значення:

$$U_4 = U_3 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{4 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (2.28)$$

Оскільки ця напруга U_4 менша від вхідної, то компаратор K_m переходить у стан логічного нуля на своєму виході. За цим нулем блок керування БК забороняє проходження тактових імпульсів на лічильник результату L і на тактовий вхід блоку БФПФ, тобто елементи пам'яті ЕП1 і ЕП2 залишаються підключеними до регульованого масштабного підсилювача як у стані після третього імпульсу.

Кількість тактових імпульсів n_1 , записаних у лічильнику результату L , визначає значення старших розрядів (N_1) вихідного коду логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (рис.2.6) згідно формули:

$$N_1 = n_1 \cdot w_1, \quad (2.29)$$

де w_1 - вага першого (старшого) розряду вихідного коду перетворювача, яка рівна $w_1 = \frac{N_H}{2}$.

Отже, значення старших розрядів вихідного коду логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (рис.2.6) у наведеному на рис.2.7 прикладі:

$$N_1 = 3 \cdot \frac{N_H}{2}. \quad (2.30)$$

Після першого з моменту запуску перетворювача переходу компаратора 1 у стан логічного «0» (у наведеному на рис.2.7 прикладі після закінчення четвертого тактуючого імпульсу) починається перетворення на другій ділянці.

На другій ділянці перетворення блок керування БК переводить виробляє сигнали управління В і D. Сигналом В дозволяється робота РМП по входах 2 – n, а сигналом D – робота регістра Rг.

П'ятий тактуючий імпульс записує логічний нуль у перший розряд регістра результату Rг і вмикає другий вхід регульованого масштабуючого підсилювача РМП, тобто установлює друге значення значення коефіцієнта передачі:

$$K_2 = \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} . \quad (2.31)$$

Тому напруга на виході підсилювача РМП, а отже і на виході блоку БФПФ формування показникової функції, стає рівною:

$$U_5 = U_3 \cdot K_2 = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} . \quad (2.32)$$

Напруга U_5 записується на першому елементі пам'яті ЕП1, підключеному до виходу підсилювача РМП.

Оскільки напруга U_5 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу, то компаратор Км переходить у стан логічної одиниці на виході і блок керування дозволяє проходження тактових імпульсів на тактовий вхід блоку БФПФ.

Шостий тактуючий імпульс записує логічну одиницю у другий розряд регістра результату Rг і установлює третє значення коефіцієнта передачі підсилювача РМП. Цим же тактуючим імпульсом до входу підсилювача РМП підводиться напруга U_5 з першого елемента пам'яті ЕП1 і вихідна напруга підсилювача РМП стає рівною:

$$U_6 = U_5 \cdot K_3 = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^3}}. \quad (2.33)$$

Оскільки ця напруга U_6 менша від вхідної (рис.2.7), то компаратор Км переходить у стан логічного нуля на своєму виході. За цим нулем БК забороняє проходження тактових імпульсів на тактовий вхід блоку БФПФ і елементи пам'яті ЕП1 і ЕП2 залишаються підключеними до регульованого масштабного підсилювача РМП як у стані після п'ятого імпульса.

Сьомий тактуючий імпульс має таку ж дію як і п'ятий (лише установлює четверте значення коефіцієнта передачі підсилювача РМП) і т.д.

Після поступлення n тактуючих імпульсів на другій ділянці перетворення напруга на виході блоку БФПФ матиме значення:

$$U_{n_2} = U_{n_1} \cdot \prod_{i=2}^{i=n} \zeta^{A_i \cdot \frac{N_H}{2^i}}, \quad (2.34)$$

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

A_i - коефіцієнт, що приймає в кожному i -такті перетворення значення 1 або 0 відповідно до стану компаратора логічна «1» або логічний «0».

Значення напруги U_{n_2} на другому піддіпазоні після (n) тактових імпульсів, тобто після підключення останнього n -входу регульованого масштабного підсилювача буде рівне вхідній напрузі:

$$U_{n_2} = U_{\text{вх}}, \quad (2.35)$$

з похибкою, що не перевищує ваги останнього молодшого розряду.

$n+1$ тактуючим імпульсом у регістрі результату R_r буде записане значення молодших розрядів вихідного коду (N_2) логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (рис.2.6):

$$N_2 = \sum_{i=2}^n A_i \cdot \frac{N_H}{2^i} . \quad (2.36)$$

Отже, вихідний код (N) логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований рекурентний метод (рис.2.6), рівний сумі кодів на першій і другій ділянках:

$$N = N_1 + N_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{N_H}{2} \cdot \left(n_1 + \sum_{i=2}^n A_i \cdot \frac{1}{2^{i-1}} \right), \quad (2.37)$$

тобто є пропорційний логарифму відношення вхідної напруги U_{BX} до опорної U_0 :

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{BX}}{U_0}. \quad (2.38)$$

Отже, розроблений на основі запропонованого вдосконаленого рекурентного методу перетворювач відноситься до логарифмічних АЦП і володіє підвищеною, порівняно з класичним рекурентним АЦП, швидкодією.

2.5. Розвиток методу аналого-цифрового функціонального перетворення із змінною основою логарифма

Загальні принципи аналого-цифрового функціонального перетворення із змінною основою логарифма. Безсумнівним достоїнством схем з комутованими конденсаторами є те, що явища, які відбуваються в них і забезпечують сам процес перетворення, – перерозподіл і накопичення заряду – дозволять отримання будь-якого значення основи логарифму [286].

Характеристика перетворення АЦФП на комутованих конденсаторах є логарифмічною, а утворюють сходинки від зміни напруги на накопичуючому конденсаторі.

Побудова характеристики перетворення можлива кроками-сходінками зверху вниз утворюючи спадну розгортку, або кроками знизу догори при зростаючій розгортці, а також, по чергово змінюючи напрям розгортки на окремих піддіапазонах отримуємо двосторонню розгортку [275].

Основа логарифма відповідає за висоту кожної окремої сходинки і, відповідно, за швидкість перетворення.

Схеми зі змінною основою логарифма дають змогу вибирати необхідну точність та швидкодію перетворення [300].

Можна реалізувати два способи зміни основи логарифма [301]. А саме, зі зміною опорної напруги або зі зміною співвідношення ємностей конденсаторів комірки. Оскільки саме ці величини впливають на висоту сходинки напруги.

Основа логарифму в перетворювачах на комутованих конденсаторах залежить від співвідношення ємностей накопичуючого та дозуючого конденсаторів:

$$\zeta = \frac{C_N}{C_D + C_N}, \quad (2.39)$$

де ζ – це основа логарифму;

C_D – ємність дозуючого конденсатора;

C_N – ємність накопичуючого конденсатора; $C_D \ll C_N$.

Розглянемо як відбувається перетворення із зміною основи логарифму.

Спочатку розбиваємо діапазон перетворення на декілька, наприклад, m -піддіапазонів і будемо формувати компенсаційну напругу U_k на кожному i -піддіапазоні (U_{k_i}) за наступним виразом:

$$U_{k_i} = U_{B_i} \zeta_i^{n_i}, \quad (2.40)$$

де n_i – число дозувань на i -піддіапазоні;

U_B – початкове значення напруги на i -піддіапазоні;

ζ_i – основа логарифму на i -піддіапазоні.

На кожному піддіапазоні необхідно змінювати компенсаційну напругу від початкового рівня U_B до моменту переходу через рівень вхідного сигналу (момент рівності фіксується компаратором). Початковий рівень напруги U_k на першому піддіапазоні рівний опорному, тобто $U_{B_1} = U_0$.

Число дозувань на i -піддіапазоні пропорційне логарифму вхідної напруги U_{IN} :

$$n_i = \frac{1}{\log \zeta_i} \log \frac{U_{IN}}{U_{B_i}}. \quad (2.41)$$

i саме воно визначає кількість кроків – сходинок характеристики перетворення на кожному з піддіапазонів.

Основа логарифму ζ на кожному піддіапазоні змінюється.

Значення основи логарифму при спадній розгортці залежить від мінімального значення вхідної напруги. Для зростаючої розгортки – від максимального значення вхідної напруги. Початкове значення компенсуючої напруги впливає на основу логарифму для обох розгорток. Необхідне значення ζ фізично реалізовується зміною співвідношення ємностей конденсаторів.

Кожному з піддіапазонів відповідає окрема вага піддіапазону v_i

Час перетворення можна визначити наступним чином:

$$t_n = \sum_{i=1}^m n_i \cdot T, \quad (2.42)$$

де T – період повторення тактових імпульсів.

Процес перетворення зі змінною основою логарифму зміною співвідношення ємностей і односторонньою спадною розгорткою. При

формуванні спадної розгортки задаємо початковий рівень компенсуючої напруги на першому піддіапазоні рівний опорному, тобто $U_{B1}=U_0$. Опорне значення при спадній розгорці відповідатиме максимально можливому значенню вхідної напруги.

У ході перетворення першого піддіапазону компенсаційну напругу U_k змінюємо від початкового рівня до моменту переходу через рівень вхідного сигналу. Після цього для наступного піддіапазону початковий рівень U_{B1} задаємо рівним передостанньому значенню компенсаційної напруги.

Після закінчення перетворення на першому піддіапазоні число дозувань рівне:

$$n_1 = \frac{1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0}, \quad (2.43)$$

а передостанній рівень компенсаційної напруги (він же початковий для другого піддіапазону):

$$U_1 = \zeta_1^{n_1-1} U_0. \quad (2.44)$$

Після закінчення перетворення на другому піддіапазоні (друге спрацювання компаратора) число дозувань буде рівне:

$$n_2 = \frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1}, \quad (2.45)$$

а початкове значення компенсаційної напруги на третьому піддіапазоні:

$$U_2 = \zeta_2^{n_2-1} U_1 = \zeta_2^{n_2-1} (\zeta_1^{n_1-1} U_0). \quad (2.46)$$

Після закінчення перетворення на третьому піддіапазоні (третє спрацювання компаратора) число дозувань буде рівне:

$$n_3 = \frac{1}{\log \zeta_3} \log \frac{U_{IN}}{U_2}, \quad (2.47)$$

а початкове значення компенсаційної напруги на четвертому піддіапазоні:

$$U_3 = \zeta_3^{n_3-1} U_2 = \zeta_3^{n_3-1} \left(\zeta_2^{n_2-1} \left(\zeta_1^{n_1-1} U_0 \right) \right). \quad (2.48)$$

Тоді загальна формула, що описує зміну компенсаційної напруги, матиме наступний вигляд:

$$U_k = U_{B_i} = U_0 \prod_{i=1}^m \zeta_i^{n_i-1}. \quad (2.49)$$

Результат перетворення N_1 при односторонній спадній розгортці на першому піддіапазоні отримаємо помноживши зменшене на одиницю число дозувань n_1-1 на вагу v_1 першого піддіапазону і цей добуток запишемо в лічильнику результату:

$$N_1 = (n_1 - 1)v_1$$

або

$$N_1 = \left(\frac{1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0} - 1 \right) v_1. \quad (2.50)$$

Після закінчення перетворення на другому піддіапазоні множимо зменшене на одиницю число дозувань n_2-1 на вагу v_2 другого піддіапазону:

$$N_2 = (n_2 - 1)v_2$$

або

$$N_2 = \left(\frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1} - 1 \right) v_2. \quad (2.51)$$

Цей добуток додаємо до вмісту лічильника результату і після закінчення перетворення на другому піддіпазоні у лічильнику результату буде записане число:

$$N = N_1 + N_2; \quad (2.52)$$

$$N = (n_1 - 1)v_1 + (n_2 - 1)v_2$$

або

$$N = \left(\frac{1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0} - 1 \right) v_1 + \left(\frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1} - 1 \right) v_2. \quad (2.53)$$

Остаточно результат перетворення рівний сумі згаданих добутоків на окремих піддіпазонах :

$$N = \left(\frac{1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0} - 1 \right) v_1 + \left(\frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1} - 1 \right) v_2 + \dots + \left(\frac{1}{\log \zeta_m} \log \frac{U_{IN}}{U_{m-1}} - 1 \right) v_m \quad (2.54)$$

Тобто, результат перетворення знаходимо як суму добутоків числа дозувань і ваги на кожному піддіпазоні за формулою:

$$N = \sum_{i=1}^m (n_i - 1)v_i \quad \text{або} \quad N = \sum_{i=1}^m \left(\frac{1}{\log \zeta_i} \log \frac{U_{IN}}{U_{Bi}} - 1 \right) v_i. \quad (2.55)$$

Отже, при спадній розгортці на кожному піддіпазоні кількість дозувань має строгу логарифмічну залежність.

Вихідний код формується із врахуванням кількості та ваги кожного з піддіапазонів.

При перетворенні із зростаючою розгорткою задаємо початковий рівень компенсуючої напруги на першому піддіапазоні рівний опорному, тобто $U_{B_1} = U_0$. Опорне значення при зростаючій розгорці відповідатиме мінімально можливому значенню вхідної напруги.

Далі перетворення відбуватиметься аналогічно попередньому, лише розгортка компенсаційної напруги буде наростаючою.

Процес перетворення зі змінною основою логарифму змінюю співвідношення ємностей і двосторонньою розгорткою. Особливість логарифмічного АЦП із змінюю основи логарифму і двосторонньою розгорткою полягає у наступному.

На кожному піддіапазоні компенсаційну напругу U_k змінюємо від початкового рівня U_{B_i} до моменту переходу через рівень вхідного сигналу; причому початковий рівень U_{B_i} на i -піддіапазоні задаємо рівним останньому значенню компенсаційної напруги на попередньому піддіапазоні:

$$U_k = U_{B_i} = U_0 \prod_{i=1}^m \zeta_i^{n_i} . \quad (2.56)$$

Нагадаємо, що початковий рівень на першому піддіапазоні рівний опорному, тобто $U_{B_1} = U_0$.

Розглянемо більш детально процес перетворення.

Після закінчення перетворення на першому піддіапазоні число дозувань відповідатиме виразу (2.43), а останній рівень компенсаційної напруги (він же початковий для другого піддіапазону):

$$U_1 = \zeta_1^{n_1} U_0. \quad (2.57)$$

За допомогою перемножувача множимо число дозувань n_1 на вагу v_1 першого піддіапазону і цей добуток записуємо в лічильнику результату:

$$N_1 = n_1 v_1 \quad \text{або} \quad N_1 = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0}. \quad (5.58)$$

На другому піддіапазоні змінюємо напрям розгортки компенсаційної напруги із спадного на наростаючий. Після закінчення перетворення на другому піддіапазоні (друге спрацювання компаратора) число дозувань буде відповідатиме виразу (2.45), а останнє значення компенсаційної напруги на другому піддіапазоні, яке буде початковим для третього піддіапазону:

$$U_2 = \zeta_2^{n_2} U_1. \quad (2.59)$$

За допомогою перемножувача множимо число дозувань n_2 на вагу v_2 другого піддіапазону:

$$N_2 = n_2 v_2 \quad \text{або} \quad N_2 = \frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1}. \quad (2.60)$$

У лічильнику результату цей добуток N_2 віднімаємо від першого добутку N_1 . Тому після закінчення перетворення на другому піддіапазоні у лічильнику результату буде записане число:

$$N = N_1 - N_2. \quad (2.61)$$

Це значення N відрізняється від значення результату для односторонньої розгортки у виразі (2.52) знаком між кодами N_1 та N_2 , отриманими на першому та другому піддіапазолах.

$$N = n_1 v_1 - n_2 v_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0} - \frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1}. \quad (2.62)$$

На третьому і інших непарних піддіапазолах перетворення проводимо так, як і на першому (спадна розгортка).

На четвертому і решті парних піддіапазонів перетворення проводимо так, як на другому (наростаюча розгортка).

Остаточно, після закінчення перетворення у лічильнику результату буде записано логарифм N вхідного сигналу U_{IN} :

$$N = n_1 v_1 - n_2 v_2 + n_3 v_3 - n_4 v_4 \dots$$

або

$$N = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{IN}}{U_0} - \frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{IN}}{U_1} + \frac{v_3}{\log \zeta_3} \log \frac{U_{IN}}{U_2} + \dots + \frac{(-1)^{m-1} v_m}{\log \zeta_m} \log \frac{U_{IN}}{U_{m-1}} \quad (2.63).$$

Отже, перетворення при двосторонній розгортці відбувається на непарних піддіапазолах зверху вниз, а на парних піддіапазолах – знизу вверх. І, відповідно, вихідний код перетворення формується почергово з різними знаками.

Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифма

На основі проведених досліджень, результати яких викладено вище, авторкою було запропоновано новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифму [294].

Запропонований метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення полягає у особливій реалізації процесу зрівноваження, в якому розбивають діапазон перетворення на піддіапазони і в процесі перетворення формують компенсуючу напругу U_k шляхом зміни заряду на накопичуючому конденсаторі періодично повторюваними дозованими кількостями електрики, причому на першому піддіапазоні задають початкове значення компенсуючої напруги U_k рівним еталонній напрузі U_0 і змінюють рівень компенсуючої напруги U_k до переходу через рівень вхідного сигналу, після чого проводять перехід на другий піддіапазон, вибирають значення ваги v_c будь-якого c -піддіапазону згідно формули $v_c = a^{m-c}$, де a – будь-яке додатне число, яке повинно бути більшим від одиниці, m – номер останнього піддіапазону, задають значення основи логарифма ζ_c , що визначає дозовані кількості електрики на будь-якому c -піддіапазоні, підраховують число дозувань n_c і добуток числа дозувань на вагу цього піддіапазону та визначають результат перетворення як алгебраїчну суму одержаних добутоків, причому запам'ятовують останній рівень компенсуючої напруги на кожному піддіапазоні, проводять перехід з c -го піддіапазону на наступний $(c+1)$ -ий піддіапазон після переходу рівня компенсуючої напруги U_k через заданий рівень, в якості якого використовують останній рівень компенсуючої напруги на $(c-1)$ -му піддіапазоні, початкове значення компенсуючої напруги на c -му піддіапазоні задають рівним останньому рівню компенсуючої напруги на $(c-2)$ -му піддіапазоні, а початкове значення компенсуючої напруги на другому піддіапазоні задають рівним вхідному сигналу.

Сутність цього методу ілюструють наведені на рис.2.8 епюри напруг.

Сутність запропонованого методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення полягає у тому, що при перетворенні використовують рівні компенсуючих напруг, які є на накопичуючих конденсаторах конденсаторних комірок кожного піддіапазону.

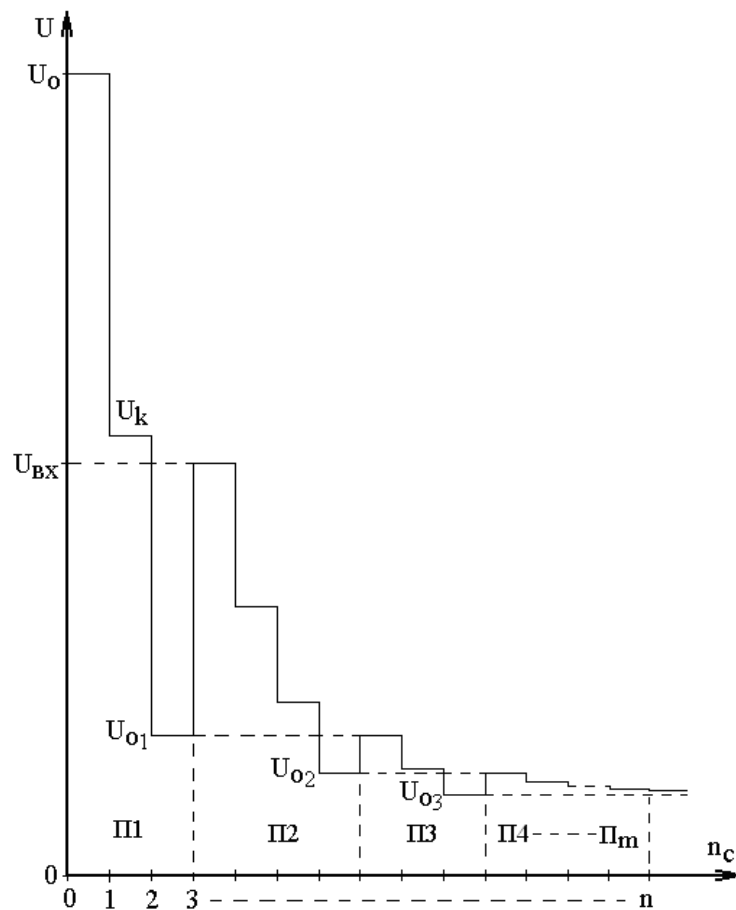


Рис.2.8. Епюри напруг, що ілюструють сутність запропонованого методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифму

Співвідношенням ємностей конденсаторних комірок задають допустиме значення похибки перетворення на кожному піддіпазоні. При переході на наступний піддіпазон змінюють порядок підведення до компаратора порівнюваних напруг, внаслідок чого з кожним піддіпазоном похибку перетворення зменшують аж до досягнення на останньому піддіпазоні заданого значення.

На рис.2.9 наведено відповідно спрощену функціональну схему логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований новий метод із змінною основою логарифму.

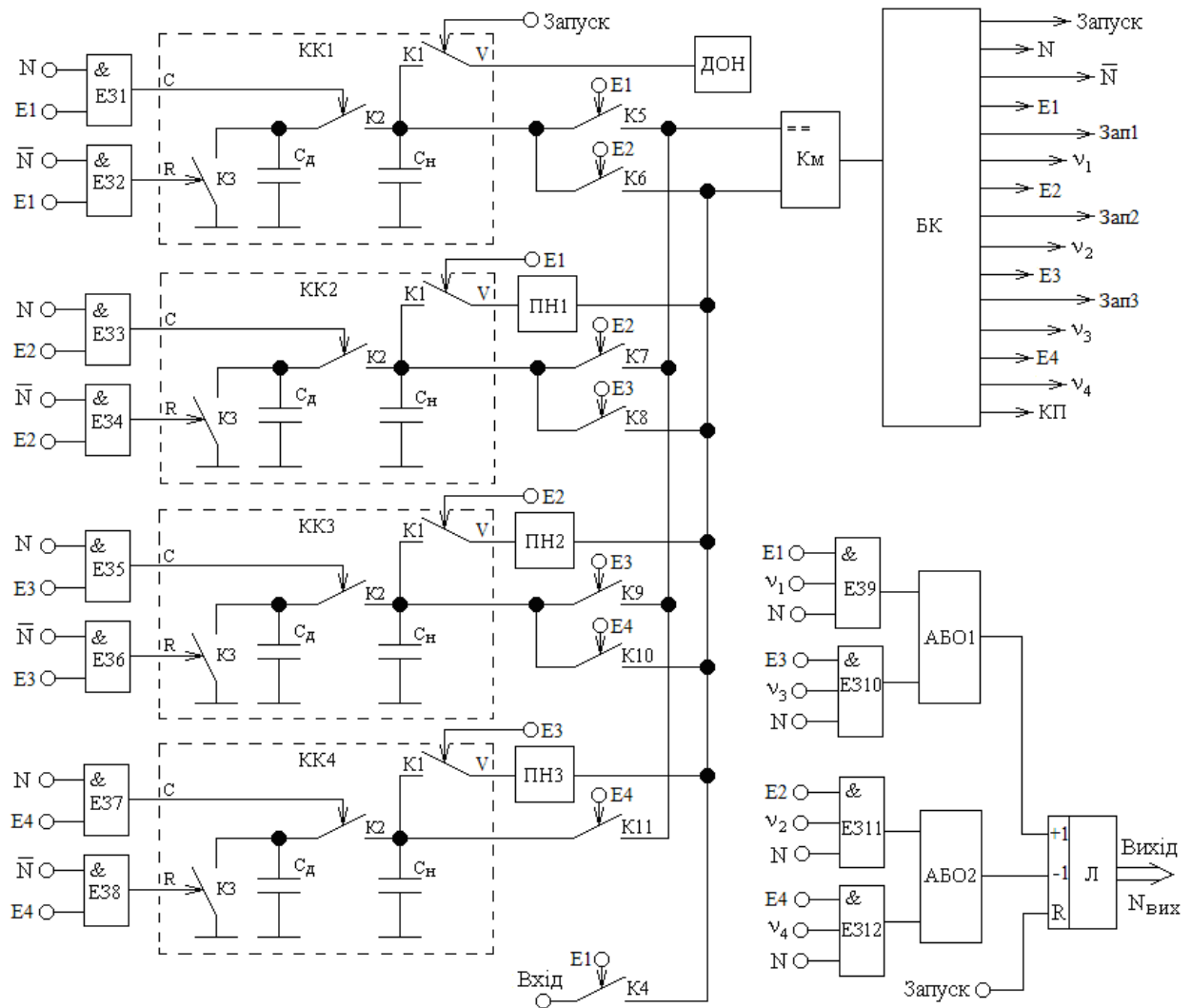


Рис.2.9. Спрощена схема логарифмічного аналого-цифрового перетворювача, в якому реалізовано запропонований метод із змінною основою логарифму

Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач (рис.2.9) містить: БК – блок керування, Л – лічильник, Км – компаратор, ДОН – джерело опорної напруги, КК1-КК4 – конденсаторні комірки 1–4, Е31–Е315 – елементи збігу 1–15, АБО1 і АБО2 – елементи АБО 1 і 2, К1–К12 – аналогові ключі 1–12, ПН1–ПН3 – повторювачі напруги 1–3, причому кожна конденсаторна комірка виконана на дозуючому C_d і накопичуючому C_n конденсаторах і аналогових ключах К1–К3.

Запропонований метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення реалізується за допомогою схеми рис.2.9 наступним чином.

Імпульс «Запуск» блоку керування БК скидає в нуль лічильник Л і вмикає ключ К1 комірки КК1. Через ввімкнутий ключ К1 накопичуючий конденсатор Сн комірки КК1 заряджається від джерела ДОН до рівня опорної напруги U_0 .

Після закінчення імпульса «Запуск» розпочинається процес перетворення.

Зауважимо: 1) завжди підчас перетворення (див. рис.2.8) до першого входу компаратора Км підводиться напруга, яка порівнюється з компенсаційною ($U_{вх}$ – на першому, U_{o1} – на другому, U_{o2} – на третьому і U_{o3} – на четвертому піддіапазоні), а компенсаційна напруга U_k завжди підводиться до другого входу компаратора Км; 2) повторювачі напруги ПН1–ПН3 введено для виключення розряду накопичуючих конденсаторів комірок при переключеннях ключів К5, К7, К9 і К11.

На першому піддіапазоні блок керування БК формує імпульс Е1 дозволу перетворення та імпульс запуску «Зап1».

Підчас дії імпульса «Зап1» на прямому виході блоку керування N встановлюється рівень логічного нуля, а інверсному – \bar{N} рівень логічної одиниці, внаслідок чого вмикається ключ К3 комірки КК1 і дозуючий конденсатор Сд комірки КК1 розряджається до нуля.

Імпульсом Е1 дозволу перетворення вмикаються ключі К4 і К5, через які відповідно вхідна напруга $U_{вх}$ і компенсаційна напруга U_k на першому піддіапазоні (остання є вихідною напругою першої комірки КК1) підводяться відповідно до першого та другого входів компаратора Км.

При подачі блоком керування імпульса запуску «Зап1» рівень вхідної напруги $U_{вх}$ записується через ввімкнений елементом збігу Е39 ключ К1 комірки КК2 на накопичуючому конденсаторі Сн комірки КК2.

Після закінчення імпульса «Зап1» у комірці КК1 розпочинається процес перерозподілу заряду між накопичуючим C_n і дозуючим C_d конденсаторами: з кожним тактовим імпульсом послідовності N накопичуючий конденсатор C_n віддає частину свого заряду дозуючому конденсатору C_d і рівень компенсаційної напруги на ньому U_k знижується. У паузі між імпульсами N блок керування формує імпульси послідовності \bar{N} , якими вмикається ключ K_3 і дозуючий конденсатор C_d розряджається до нуля. Тактові імпульси послідовності N проходять через відкритий імпульсом дозволу E_1 елемент збігу E_{312} , в якому множаться на вагу v_1 першого піддіапазону, і елемент $АБО1$ на вхід додавання лічильника L . Коли рівень компенсаційної напруги U_k на накопичуючому конденсаторі C_n комірки КК1 перейде через рівень вхідного сигналу (і стане рівним U_{o_1} , див. Рис.2.8), компаратор K_m переходить у стан логічного нуля, за яким блок керування виробляє сигнал $E_1=0$ і забороняє подальше проходження тактових імпульсів послідовності N через елемент збігу E_{312} .

Останній рівень компенсаційної напруги на першому піддіапазоні:

$$U_{o_1} = \zeta_1^{n_1} U_o. \quad (2.64)$$

Кількість дозувань (n_1) на першому піддіапазоні рівна кількості імпульсів послідовності N , що пройшла на вхід елемента збігу E_{312} від моменту закінчення імпульса «Зап1» до переходу компаратора у стан логічного нуля:

$$n_1 = \frac{1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{вх}}{U_o}, \quad (2.65)$$

тобто логарифму відношення напруги $U_{вх}$ до U_o .

$$\text{Тут } \zeta_1 = \frac{C_{н1}}{C_{д1} + C_{н1}}; \text{ причому } C_{д1} \ll C_{н1}.$$

У елементі збігу ЕЗ12 число дозувань n_1 множиться на вагу v_1 першого піддіапазону і цей добуток через елемент АБО1 поступає вхід додавання лічильника Л. Таким чином у лічильнику Л після закінчення перетворення на першому піддіапазоні буде записано код:

$$N_1 = n_1 v_1 \quad \text{або} \quad N_1 = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{вх}}{U_o}. \quad (2.66)$$

На другому піддіапазоні блок 1 керування формує імпульс Е2 дозволу перетворення та імпульс запуску «Зап2».

Імпульсом Е2 дозволу перетворення вмикаються ключі К6 і К7, через які відповідно останній рівень U_{o1} компенсаційної напруги на першому піддіапазоні та компенсаційна напруга U_k на другому піддіапазоні (остання є вихідною напругою другої комірки КК2) підводяться відповідно до першого та другого входів компаратора Км.

При подачі блоком керування імпульса запуску «Зап2» останній рівень U_{o1} компенсаційної напруги на першому піддіапазоні записується через ввмкнений елементом ЕЗ10 ключ К1 комірки КК3 на нагромаджувальному конденсаторі C_n комірки КК3.

Після закінчення імпульса «Зап2» у комірці КК2 розпочинається процес перерозподілу заряду між накопичуючим C_n і дозуючим C_d конденсаторами. Цей процес відбувається аналогічно як і комірці КК1, лише тактові імпульси послідовності N проходять через відкритий імпульсом дозволу Е2 елемент збігу ЕЗ14, в якому множаться на вагу v_2 другого піддіапазону, і елемент АБО2 на вхід віднімання лічильника Л.

Коли рівень компенсаційної напруги U_k на накопичуючому конденсаторі C_n комірки КК2 перейде через рівень сигналу U_{o1} компаратор K_m переходить у стан логічного нуля, за яким блок керування виробляє сигнал $E_2=0$ і забороняє подальше проходження тактових імпульсів послідовності N через елемент збігу E_{314} .

Останній рівень компенсаційної напруги на другому піддіапазоні:

$$U_{o2} = \zeta_2^{n_2} U_{вх}. \quad (2.67)$$

Кількість дозувань (n_2) на другому піддіапазоні рівна кількості імпульсів послідовності N , що пройшла на вхід елемента збігу E_{314} від моменту закінчення імпульса «Зап2» до переходу компаратора у стан логічного нуля:

$$n_2 = \frac{1}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{o1}}{U_{вх}}. \quad (2.68)$$

У лічильнику L за час перетворення на другому піддіапазоні буде записано код:

$$N_2 = -n_2 v_2 \quad \text{або} \quad N_2 = -\frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{o1}}{U_{вх}}. \quad (2.69)$$

Отже, після закінчення перетворення на першому та другому піддіапазонах у лічильнику L буде записано код:

$$N = N_1 + N_2; \quad (2.70)$$

$$N = n_1 v_1 - n_2 v_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{вх}}{U_0} - \frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{o1}}{U_{вх}}. \quad (2.71)$$

Перетворення на третьому, четвертому та наступних піддіапазонах проводиться аналогічно. Остаточно результат перетворення на m -піддіапазонах рівний алгебраїчній сумі згаданих добутків на окремих піддіапазонах:

$$N = \frac{v_1}{\log \zeta_1} \log \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_o} - \frac{v_2}{\log \zeta_2} \log \frac{U_{o1}}{U_{\text{ВХ}}} + \sum_{c=3}^m (-1)^{c-1} \frac{v_c}{\log \zeta_c} \log \frac{U_{o_{c-1}}}{U_{o_{c-2}}}, \quad (2.72)$$

де U_{o_c} - останнє значення компенсаційної напруги на c -піддіапазоні ($c=3, 4, 5, \dots, m$).

Останній рівень компенсаційної напруги на m -піддіапазоні

$$U_{o_m} = \zeta_m^{n_m} U_{o_{m-1}}, \quad (2.73)$$

причому абсолютна похибка перетворення не перевищує останнього приросту компенсаційної напруги на m -піддіапазоні, тобто

$$\Delta_m = \zeta_m^{n_m - 1} (\zeta_m - 1) U_{o_{m-1}}. \quad (2.74)$$

За рахунок виключення проміжних потактових запам'ятовувань компенсаційної напруги збільшена швидкодія АЦФП за запропонованим методом порівняно з аналогами.

В загальному, для збільшення точності перетворення треба збільшувати кількість піддіапазонів, а для підвищення швидкодії – зменшувати кількість дозувань n_c шляхом збільшення ваги v_c і зменшення значення основи логарифму ζ_c на c -піддіапазоні.

2.6. Новий принцип побудови інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів

Для підвищення точності та швидкодії у вимірювальних задачах автоматики застосовують послідовно методи грубого та точного перетворення. У випадку аналого-цифрового перетворення, де за точність відповідає компенсаційна напруга U_k , її формують спочатку великими кроками. А після отримання наближеного результату, уточнюють це значення формуючи компенсаційна напруга U_k малими кроками аж до досягнення бажаної точності.

Запропонований нами [251] принцип дії інтерполюючих логарифмічних АЦП базується на явищі перозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явищі накопичення заряду на етапі точного перетворення. Він дає змогу підвищити швидкодію перетворення. Суть принципу дії ілюструють наведені на рис.2.10 епюри напруг.

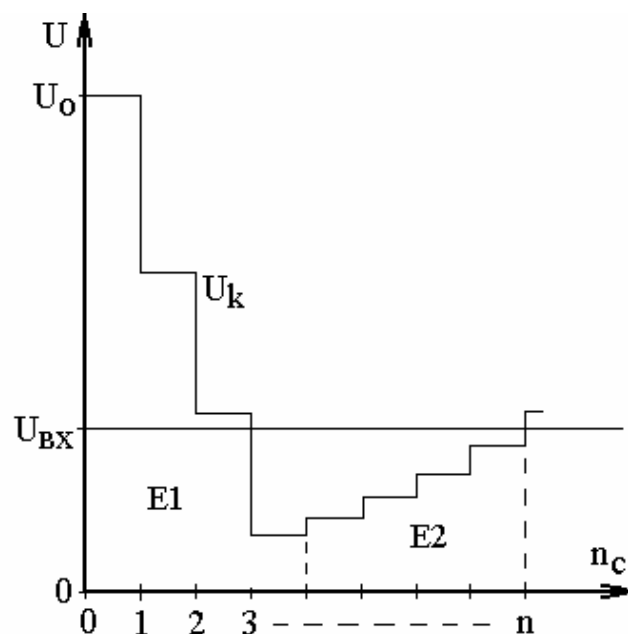


Рис.2.10. Епюри напруг, що ілюструють запропонований для підвищення швидкодії принцип дії інтерполюючого логарифмічного АЦФП

На рис.2.11 наведено спрощену функціональну схему інтерполюючого логарифмічного АЦФП, в якому реалізовано запропонований принцип дії перетворювачів.

У схему інтерполюючого логарифмічного АЦФП (рис.2.11) входять компаратор (K_m), джерело опорної напруги U_0 і блок формування показникової функції (БФПФ), який містить конденсатори C_1 і C_2 , ключі (K_1 – K_7) і масштабний перетворювач (МП). На входи управління ключів подаються імпульсні послідовності N_1 і N_2 (від схеми управління, яка на рисунку не показана).

Імпульсом запуску замикається ключ K_1 , через який заряджається конденсатор C_1 до рівня опорної напруги U_0 , а конденсатор C_2 , розряджається через замкнутий ключ K_7 до нуля. При цьому також замикається ключ K_2 і на першому вході компаратора, що об'єднаний з виходом БФПФ, відтворюється початковий рівень компенсаційної напруги $U_{k0} = U_0$.

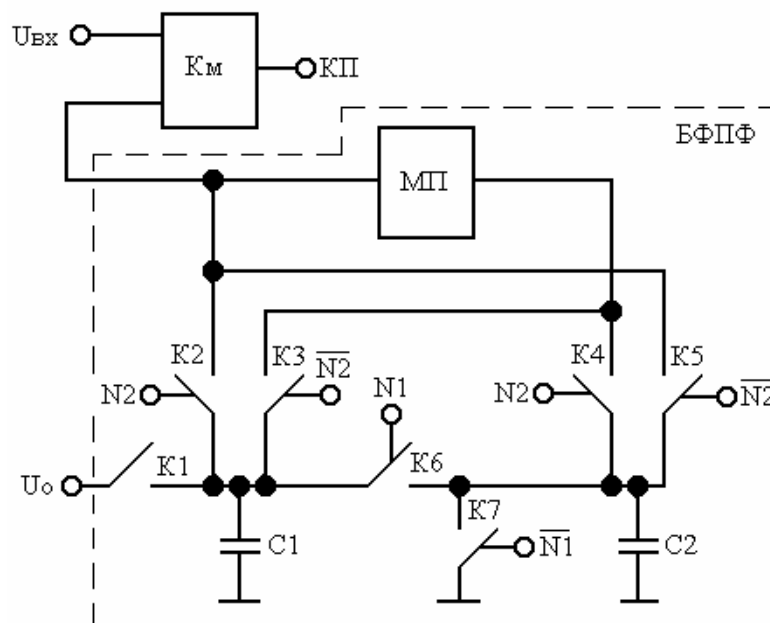


Рис.2.11. Спрощена функціональна схема інтерполюючого логарифмічного АЦФП з підвищеною швидкодією

Після закінчення фази запуску розпочинається перетворення на першому етапі. З приходом першого тактового імпульса замикається ключ К6 і розпочинається процес перерозподілу заряду між конденсаторами С1 і С2. У паузі між тактовими імпульсами конденсатор С2 розряджається до нуля через замкнутий ключ К7.

Ємності конденсаторів вибираються так, щоб забезпечити потрібне значення кроку квантування на першому етапі, причому $C1 \gg C2$.

З кожним тактовим імпульсом (імпульсної послідовності N1) значення компенсаційної напруги змещується і на деякому такті переходить через рівень вхідного сигналу, в результаті чого спрацьовує компаратор (переходить у стан логічної одиниці на виході) і закінчується перетворення на першому етапі.

Результат перетворення на першому етапі рівний кількості імпульсів N1, що поступили на вхід управління К6 від моменту запуску до спрацювання компаратора:

$$N_1 = \frac{1}{\ln \zeta} \ln \frac{U_{BX}}{U_0}, \quad (2.75)$$

$$\text{де } \zeta = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (2.76)$$

З наступним тактовим імпульсом після переходу компаратора у стан логічної одиниці розпочинається перетворення на другому етапі.

Коефіцієнт перетворення на другому етапі задається шляхом зміни коефіцієнта передачі масштабного перетворювача МП; при виконанні МП у вигляді неінвертуючого підсилювача – зміною значення опорів згідно формули:

$$\alpha = 1 + \frac{R2}{R1}, \quad (2.77)$$

де R_2 – опір резистора, включеного між виходом і інвертуючим входом операційного підсилювача;

R_1 – опір резистора, включеного між інвертуючим входом операційного підсилювача та шиною нульового потенціалу.

Пари ключів K_2, K_4 і K_3, K_5 працюють так: коли одна пара (K_3, K_5) замкнута, то друга (K_2, K_4) – розімкнута, і навпаки; причому на їх входи управління подаються по чергово з кожним тактом імпульси управління.

З кожним тактовим імпульсом (імпульсна послідовність N_2) до входу масштабуючого перетворювача підключається один конденсатор (наприклад C_1), а до виходу МП другий (наприклад C_2). У кожному наступному такті конденсатори міняються місцями. Оскільки коефіцієнт передачі МП більший від одиниці, то у компенсаційна напруга з кожним тактом зростає.

Після деякого тактування імпульса компенсаційна напруга пройде через рівень вхідної і компаратор перейде в рівень логічної одиниці на виході. Цей момент є закінченням перетворення на другому етапі, результатом якого є кількість імпульсів N_2 , що поступили на вхід управління ключів K_2, K_4 між двома спрацюваннями компаратора:

$$N_2 = \frac{1}{\ln \alpha} \ln \frac{U_{BX}}{U_1}, \quad (2.78)$$

де U_1 – останнє значення компенсаційної напруги на першому етапі.

Задаючи кількість кроків квантування (N_1 і N_2) на етапі E_1 і E_2 , можна визначити необхідне для цього значення основи логарифму відповідно ζ і α як

$$\zeta = e^{\frac{1}{N_1} \cdot \ln \frac{U_{BX}}{U_0}} \quad \text{і} \quad \alpha = e^{\frac{1}{N_2} \cdot \ln \frac{U_{BX}}{U_1}} \quad (2.79)$$

Після закінчення перетворення на кожному етапі значення компенсаційної напруги на виході БФПФ буде відповідно:

$$U_1 = \zeta^{N_1} * U_0 \quad \text{і} \quad U_2 = \alpha^N * U_0, \quad (2.80)$$

а приріст складатиме:

$$\Delta U_1 = \zeta^{N-1} * (\zeta - 1) * U_0 \quad \text{і} \quad \Delta U_2 = \alpha^{N-1} * (\alpha - 1) * U_0. \quad (2.81)$$

Остаточо, результат перетворення N рівний різниці проміжних результатів перетворення на окремих етапах і для зведення його до значення одиниці молодшого розряду число дозувань на першому етапі N_1 треба помножити на 100, – оскільки між будь-якими двома рівнями компенсаційної напруги на першому етапі поміщається 100 рівнів компенсаційної напруги другого етапу:

$$N = 100 * N_1 - N_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{100}{\log \zeta} * \log \frac{U_{BX}}{U_0} - \frac{1}{\log \alpha} * \log \frac{U_{BX}}{U_1}. \quad (2.82)$$

Де $v=100$ – вага діапазону

Вага v визначається як співвідношення похибки першого піддіапазону до похибки другого піддіапазону.

Відносну похибку квантування (δ) можна визначити із (2.80) і (2.81) як відношення $\Delta U / U$, тобто

$$\delta_1 = \frac{1 - \zeta}{\zeta} \quad \text{і} \quad \delta_2 = \frac{\alpha - 1}{\alpha} \quad (2.83)$$

Як видно з виразу (2.83) відносна похибка квантування не залежить від значення вхідного сигналу і є сталою у всьому піддіапазоні.

Задаючи допустиме значення відносної похибки квантування (δ_d), за формулою (2.83) знайдемо мінімальне значення основи логарифму на етапах E1 і E2:

$$\zeta_{\min} = \frac{1}{1 + \delta_{1d}} \quad \text{і} \quad \alpha_{\min} = \frac{1}{1 - \delta_{2d}}. \quad (2.84)$$

Зауважимо, що при цьому абсолютна похибка перетворення (Δ) рівна різниці між передостаннім рівнем компенсаційної напруги на другому етапі (U_2) та вхідним сигналом $\Delta = U_2 - U_{BX}$ і не перевищуватиме значення

$$\Delta = \delta_2 * U_{BX}. \quad (2.85)$$

Після закінчення перетворення на другому етапі (перехід Км у стан логічного нуля на виході) по спаду вихідного імпульса Км спрацьовує одновібратор ОВ2 і на виході КП появляється логічна одиниця, тобто сигнал "Кінець перетворення".

Задаючи допустимі значення похибок на етапах перетворення E1 і E2, наприклад 10% і 0,1%, отримаємо згідно формул (2.84), (2.75) і (2.78) кількості імпульсів $N1=100$ і $N2=100$, тобто час перетворення не перевищуватиме

$$t_{\Pi} \leq T_T \cdot (N1 + N2), \quad (2.86)$$

де T_T – період повторення тактових імпульсів (N).

Отже, запропоновано новий принцип побудови інтерполюючих логарифмічних АЦФП, що базується на перерозподілі та накопиченні заряду і дозволяє: розширити клас інтерполюючих логарифмічних АЦФП та, виключивши проміжний такт відтворення попереднього значення

компенсаційної напруги, збільшити в 1,5 – 2 рази швидкодію інтерполюючих АЦФП при збереженні точності кращих аналогів.

2.7. Розвиток методу функціонального перетворення з імпульсним зворотним зв'язком

Особливістю АЦФП з імпульсним зворотним зв'язком (ІЗЗ) є наявність у колі цього зв'язку перетворювача напруга–струм (ПНС), вихідний струм якого розряджає накопичуючий конденсатор під час перетворення. Недоліками відомих АЦФП з ІЗЗ є перевантаження ПНС, оскільки його вихід підключається до накопичуючого конденсатора з порівняно великим рівнем напруги (а для ПНС ідеальним режимом роботи є коротке замикання на його виході), а також необхідність забезпечення падіння напруги на вихідному транзисторі ПНС на 2–3 В більшим від напруги на навантаженні. Ці недоліки призводять до зниження точності та звуження динамічного діапазону вхідних сигналів.

З метою усунення цих недоліків нами запропоновано структурний метод покращення метрологічних характеристик АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком [292]. Цей метод полягає у створенні режиму короткого замикання на виході ПНС введенням додаткового операційного підсилювача, в якого неінвертуючий вхід підключено до спільної шини, а в коло від'ємного зворотного зв'язку ОП підключено накопичуючий конденсатор. В результаті на інвертуючому вході ОП створюється потенціал спільної шини, так звана «віртуальна земля». Таким чином під час розряду накопичуючого конденсатора до інвертуючого входу ОП, що має нульовий потенціал, підключається вихід ПНС, тобто створюється ідеальний режим роботи ПНС. Всі переключення здійснюються за допомогою відповідних ключів.

Здійснюють функціональне перетворення вхідних сигналів за допомогою схеми, зображеної на рис.2.12. На рисунку позначено: БПФП – блок формування показникової функції, Км – компаратор, ОВ – одновібратор, ГТІ – генератор тактових імпульсів, Л – лічильник, РР – регістр зберігання результату, ЕЗ – елемент затримки, НЕ1 – перший логічний інвертор та І – елемент збігу; причому БФПФ містить: ДОН – джерело опорної напруги, С – накопичуючий конденсатор, ПНС – перетворювач напруга–струм, ПН – повторювач напруги, ОП – операційний підсилювач, К1–К6 – 1–6 аналогові ключі і НЕ2 – другий логічний інвертор.

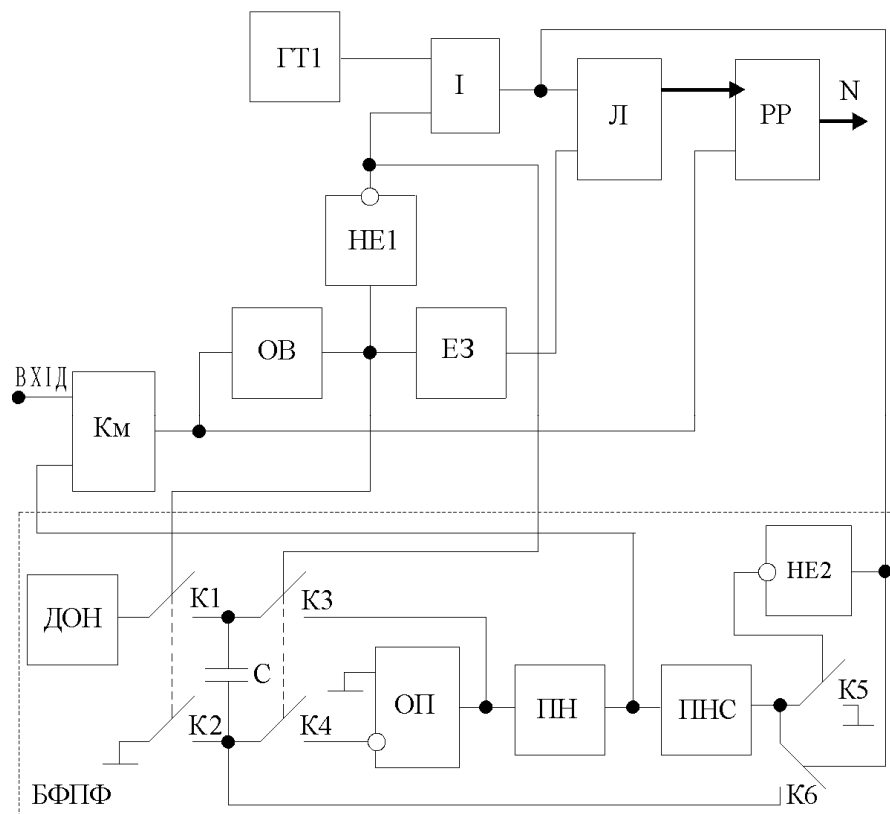


Рис.2.12. Структурна схема покращеного АЦФП з імпульсним зворотним зв'язком

Розглянемо роботу АЦФП із імпульсним зворотним зв'язком рис.2.12.

При включенні живлення спрацьовує компаратор Км і запускає одновібратор ОВ. Вихідний імпульс ОВ здійснює початкову установку АЦФП: вмикає ключі К1 і К2, через які накопичуючий конденсатор С підключається до

виходу ДОН і заряджається до рівня опорної напруги U_0 . Інвертований елементом НЕ1 імпульс забороняє проходження імпульсів від ГТІ на лічильник Л, а затриманий елементом ЕЗ імпульс ОВ обнулює лічильник Л.

Процес перетворення починається після закінчення імпульса ОВ: вимикаються ключі К1 і К2, а на виході елемента НЕ1 появляється логічна одиниця, якою через ввімкнуті ключі К3 і К4 накопичуючий конденсатор С вмикається в коло від'ємного зворотного зв'язку ОП і відкривається елемент І для проходження тактових імпульсів від ГТІ на лічильник і на вхід управління ключа К6. З кожним тактовим імпульсом вмикається ключ К6, через який вихід ПНС підключається до інвертуючого входу ОП і струм ПНС розряджає накопичуючий конденсатор С протягом дії тактового імпульса. З кожним тактовим імпульсом заряд конденсатора С зменшується і напруга на ньому спадає.

ПНС при перетворення працює в ідеальному режимі роботи, так як при дії тактового імпульса вихід ПНС підключено через ключ К4 до інвертуючого входу ОП, який має потенціал «землі», бо ОП охоплений від'ємним зворотним зв'язком через ввімкнутий ключ К3 і накопичуючий конденсатор С. Коли ж тактовий імпульс закінчується ключ К6 вимикається, а ключ К5 вмикається логічною одиницею з виходу елемента НЕ2, підключаючи вихід ПНС до «землі». Отже, ПНС працює в ідеальному режимі роботи (коротке замикання на виході), оскільки його вихід завжди підключений до «землі».

Напруга з накопичуючого конденсатора С подається через повторювач напруги ПН на компаратор K_m і, коли вона стане рівна вхідній напрузі, спрацьовує компаратор. Вихідним імпульсом компаратора K_m результат перетворення, який рівний кількості тактових імпульсів від часу закінчення імпульса ОВ (початок перетворення) до спрацювання компаратора K_m (закінчення перетворення), переписується з лічильника Л у регістр зберігання результату. Цим же імпульсом компаратора K_m знову запускається одинвібратор ОВ і процес перетворення повторюється.

Записаний у реєстрі РР результат перетворення рівний

$$N = \frac{1}{\ln \xi} \ln \frac{U_{BX}}{U_0}, \quad (2.86)$$

де ξ – основа логарифму, причому $\xi = \frac{1 - Yt/2C}{1 + Yt/2C}$. (2.87)

Тут Y – коефіцієнт перетворення перетворювача напруга–струм ПНС;

t – тривалість часу розряду, протягом якого замкнутий ключ К6, тобто тривалість тактового імпульсу.

C – ємність накопичуючого конденсатора.

Записаний у реєстрі РР результат зберігається до моменту закінчення наступного перетворення.

Створення ідеального режиму роботи ПНС внаслідок короткого замикання в процесі перетворення виходу ПНС на шину нульового потенціалу дає змогу значно розширити динамічний діапазон вхідних сигналів і підвищити точність АЦФП [268, 292].

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 2

При розробці нових методів і принципів побудови аналого-цифрових функціональних перетворювачів:

1. **Вперше розроблено методологічні засади** побудови АЦФП на комутованих конденсаторах, які поєднують структурні, – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні, – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них і перевірки значення похибки, що відкриває нові можливості підвищення точності та швидкодії АЦФП.

2. **Вперше запропоновано** новий метод аналого-цифрового функціонального перетворення, який **завдяки** формуванню компенсаційної напруги на виході конденсаторної комірки шляхом перерозподілу заряду та її

подачі одночасно на відповідні входи всіх логарифматорів, які поділені на дві групи, причому протягом тривалості імпульса перерозподілу підключаються по чергово виходи кожного логарифматора першої та другої групи відповідно до входу додавання та віднімання реверсивного лічильника, внаслідок чого на виході лічильника отримується алгебраїчна сума вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів, **дає змогу** побудувати багатофункціональний багатовходовий АЦФП з підвищеною швидкодією та з його допомогою:

а) отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів і реалізувати операції множення та ділення;

б) отримати суму вихідних кодів логарифматорів, на **m** закорочених входів першої групи яких подано вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, і забезпечити реалізацію степеневі функції з показником **m**, тобто $U_{\text{вх}}^m$;

в) отримати різницю вихідних кодів логарифматорів, на **p** закорочених входів другої групи яких подано вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, і забезпечити реалізацію кореня з показником **p**, тобто $\sqrt[p]{U_{\text{вх}}}$.

3. **Вперше запропоновано** метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох вхідних напруг $U_1 - U_2$, який полягає у перетворенні різниці на добуток двох множників $U_1 \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)$ і **завдяки** визначенню результату як суми логарифмів цих множників, причому шляхом перерозподілу заряду у першій конденсаторній комірці визначають логарифм першого множника, а шляхом накопичення заряду у другій пасивній конденсаторній комірці визначають логарифм другого множника, **дає змогу підвищити точність** порівняно з традиційним підходом, коли спершу визначають різницю цих напруг, а потім її логарифмують.

4. **Отримав подальший розвиток** метод рекурентного функціонального аналого-цифрового перетворення, в якому вага старшого розряду використовується багатократно і в момент переходу компенсаційної напруги

через рівень вхідного сигналу реєструється значення старших розрядів вихідного коду як добуток ваги старшого розряду на кількість використань цієї ваги (не рахуючи переходу), а значення молодших розрядів визначається як у відомому рекурентному методі. **Завдяки** цьому суттєво зменшується **кількість зразкових величин і підвищується швидкодія** перетворення.

5. Для подальшого розвитку методу побудови АЦФП із змінною основою логарифму, **вперше запропоновано** метод функціонального аналого-цифрового перетворення, в якому **розбивають** діапазон перетворення на піддіапазони і ступінчато змінюють компенсаційну напругу від початкового значення до заданого, **зменшуючи** з кожним наступним піддіпазоном **крок квантування** до отримання потрібного значення похибки перетворення, причому на першому піддіпазоні початкове значення компенсаційної напруги **приймають** рівним опорній напрузі та задане значення – рівним вхідній напрузі, а на кожному наступному піддіпазоні початкове значення приймають рівним заданому значенню попереднього піддіпазону та задане значення – рівним останньому значенню компенсаційної напруги попереднього піддіпазону. Це **дало змогу спростити схемне рішення** та **підвищити точність** аналого-цифрових функціональних перетворювачів, що реалізовані на основі запропонованого методу.

6. **Запропоновано** новий принцип дії інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, який базується на явищі перозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явищі накопичення заряду на етапі точного перетворення, що порівняно з відомими аналогами **дало змогу спростити алгоритм і підвищити швидкодію** перетворення **завдяки** виключенню необхідності відтворення на етапі грубого перетворення попереднього рівня компенсаційної напруги.

7. Отримав **подальший розвиток метод** аналого-цифрового функціонального перетворення з імпульсним зворотним зв'язком шляхом створення ідеального режиму роботи ПНС внаслідок короткого замикання в

процесі перетворення виходу ПНС на шину нульового потенціалу, що дає змогу значно **розширити динамічний діапазон** вхідних сигналів і **підвищити точність АЦФП**.

Основні результати розділу опубліковані у працях [251, 257, 266, 268, 275, 276, 286, 290, 291, 292, 294, 295, 298, 299, 300, 301].

РОЗДІЛ 3

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА КОМУТОВАНИХ КОНДЕНСАТОРАХ

Для підтвердження коректності запропонованих у розділі 2 методів побудови аналого-цифрових функціональних перетворювачів, а також з метою оцінювання особливостей їх роботи та метрологічних характеристик проведено аналіз і моделювання перетворювачів, виконаних на основі запропонованих методів.

Методика проведення дослідження була наступною. Спочатку великими кроками з завідомо заниженою точністю проганялася програма моделювання роботи. Тоді встановлювалися особливості роботи певного типу перетворювачів. Наприклад, який крок квантування вхідних напруг варто вибрати, або яка кількість піддіпазонів перетворення, суттєво не вплине на час перетворення, тощо. Тоді проводилося моделювання роботи із заданою похибкою і аналіз отриманих точності та швидкодії запропонованих перетворювачів порівняно з кращими аналогами.

3.1. Аналіз похибок та оцінка швидкодії покращеного багатфункціонального аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах

Відповідно до суті запропонованого у п.2.1 нового методу аналого-цифрового функціонального перетворення та епюрів, що ілюструють його роботу (рис.2.1) розроблено узагальнений алгоритм його функціонування. Він наведений на рис. 3.1.

Як початкові дані необхідно вказати загальну кількість вхідних напруг, що перетворюватимуться пристроєм. Зауважимо, що при схемній реалізації не суттєво на які саме входи подаватимуться більші чи менші напруги. А при

комп'ютерному моделюванню вхідні напруги варто впорядкувати у порядку зменшення їх значень з метою спрощення алгоритму та програми.

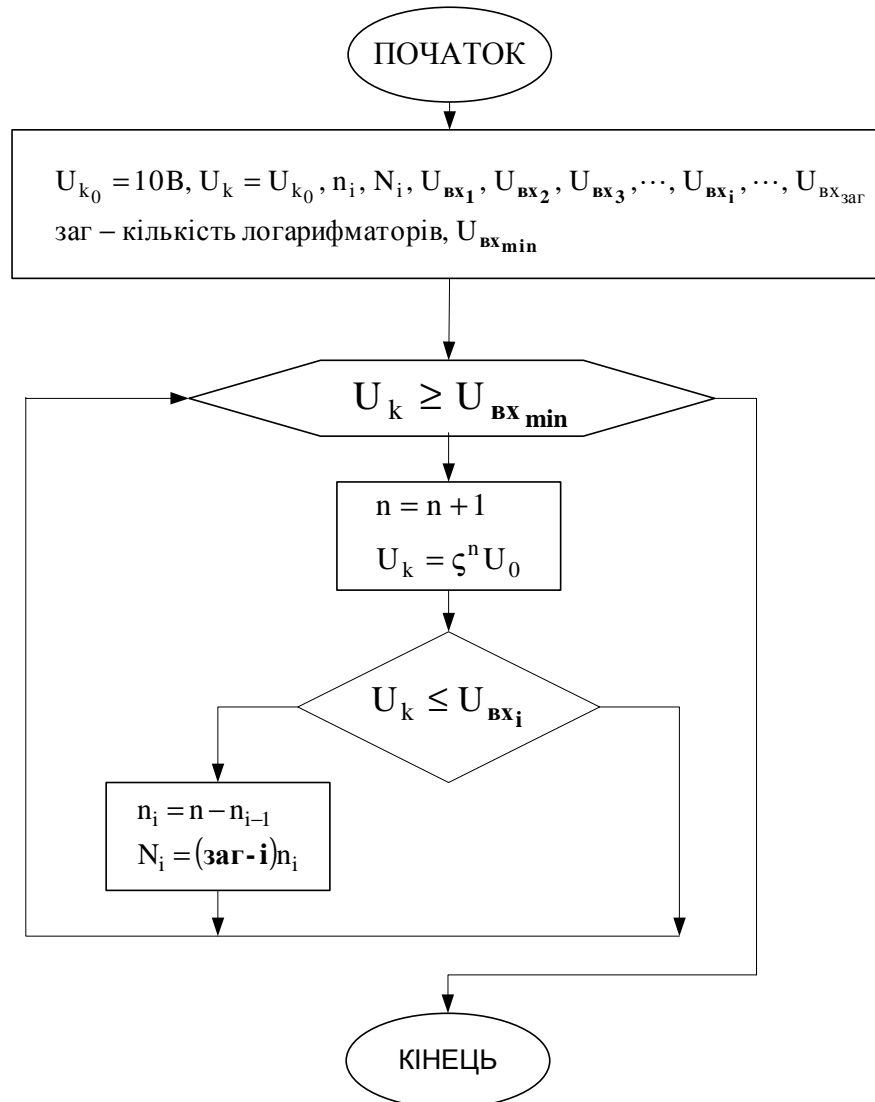


Рис.3.1. Узагальнений алгоритм нового багафункціонального АЦФП

За загальний час перетворення слід брати час перетворення найменшої вхідної напруги. Він буде найбільшим. А перетворення інших вхідних напруг відбувається паралельно і закінчиться раніше.

При дослідженнях нами початково було вибрано число вхідних величин 5, що є більшим від загально прийнятих 3-х вхідних величин більшості високоточних АЦП та АФП.

Для вибору основи логарифма використовуємо значення похибки перетворення, яке хочемо отримати. Тоді основа логарифму визначається за

виразом:

$$\zeta = \frac{1}{1 + \frac{\delta}{100\%}}, \quad (3.1)$$

де δ – значення бажаної похибки у відсотках.

Цей вираз є справедливим, оскільки у перетворювачах з перерозподілом заряду ζ визначається співвідношенням ємностей накопичуючого та дозуючого конденсаторів $\zeta = \frac{C_H}{C_D + C_H} < 1$; де $C_D \ll C_H$.

Сусідні рівні компенсуючої напруги співвідносяться між собою наступним чином:

$$\frac{U_1}{U_0} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_3}{U_2} = \dots = \frac{U_n}{U_{n-1}} = \zeta. \quad (3.2)$$

Абсолютна похибка для деякого k -ого рівня напруги U_k :

$$\Delta U_k = U_k - U_{k-1}. \quad (3.3)$$

З урахуванням значень компенсуючої напруги при перерозподілі заряду:

$$U_k = U_0 \cdot \zeta^k \quad \text{та} \quad U_{k-1} = U_0 \cdot \zeta^{k-1}, \quad (3.4)$$

абсолютна похибка буде рівна:

$$\Delta U_k = U_0 \cdot (\zeta^{k-1} - \zeta^k) = U_0 \cdot \zeta^{k-1} (1 - \zeta). \quad (3.5)$$

А відносна похибка:

$$\delta = \frac{\Delta U_k}{U_k} \cdot 100\% = \frac{U_0 \cdot \zeta^{k-1} (1 - \zeta)}{U_0 \cdot \zeta^k} \cdot 100\% = \frac{1 - \zeta}{\zeta} \cdot 100\%. \quad (3.6)$$

Для багатофункціонального АЦФП вибираємо основу логарифма відповідно до бажаної точності. Фізично значення основи логарифмування визначатиметься співвідношенням ємностей C_D та C_H , зокрема для $\zeta=0.999$ і $\delta=0.1\%$ ємності рівні $C_D=1\text{нФ}$ і $C_H=1\text{мкФ}$.

Також до початкових даних відноситься діапазон перетворення. Він є відношенням значення опорної напруги до мінімального значення вхідної напруги. Нами при дослідженнях діапазон був встановлений від $U_0=10\text{ В}$ до $U_{\text{вх min}}=0.001\text{ В}$, тобто $1\text{ мВ} - 10\text{ В}$. Що відповідає кращим зразкам логарифмічних перетворювачів.

Використовуючи діапазон перетворення можна визначити номінальний вихідний код згідно виразу (2.4), замінивши в ньому вхідну напругу на мінімальну $U_{\text{вх min}}$. З урахуванням вибраної основи логарифма $\zeta=0.999$:

$$\zeta = e^{N_H^{-1} \ln D^{-1}} = e^{N_H^{-1} \ln(U_{\text{min}}/U_{\text{max}})}$$

або

$$0.999 = e^{N_{\text{ном}}^{-1} * \ln(0.001/10)} = e^{N_{\text{ном}}^{-1} * (-9.210340372)} \quad (3.7)$$

Отже, номінальний код рівний $N_{\text{ном}}=9214$.

Початкове значення компенсуючої напруги приймається рівним опорній напрузі. Надалі перетворення відбувається за допомогою зміни компенсуючої напруги сходинками зверху вниз відповідно до виразу (2.1).

Якщо компенсуюча напруга зрівнюється з деякою i -тою вхідною напругою, тоді спрацьовує відповідний компаратор, перетворення за цим входом припиняється і фіксуються число дозувань – кроків перетворення n_i та відповідний код від групи логарифматорів N_i , який враховуватиме кількість вхідних напруг, перетворення яких вже завершено.

Отже, початково досліджували роботу за згідно розробленого алгоритму для АЦФП з п'ятьма вхідними напругами.

Для різних заданих значень похибки отримали наступні результати.

Особливістю роботи АЦФП на комутованих конденсаторах є зменшення кроку перетворення у нижній частині робочого діапазону. Тому навіть при низькій розрядності або заданій невисокій точності можна отримати відносно незначні похибки. Результати моделювання для заданих похибок 0.5%, наведені у додатках Д.3.1, це підтверджують.

Завданнями, які варто вирішити для оцінки роботи покращеного багатофункціонального перетворювача є перетворення у верхній частині діапазону вхідних напруг та перетворення близьких значень вхідної напруги.

Похибка 0.1 % відповідає 10ти двійковим розрядам. А основа логарифму, що відповідає їй, рівна $\zeta=0.999$.

Відповідно до (2.1) – (2.4) максимальну похибку для багатофункціонального АЦФП можна оцінити:

$$\Delta U_n = \zeta^{n-1}(\zeta - 1)U_0 \text{ і } \delta U_n = \frac{\zeta^{n-1}(\zeta - 1)U_0}{10} \cdot 100\%. \quad (3.8)$$

Зведена похибка береться з врахуванням діапазону роботи до 10 В. Зведена похибка перетворення кожної окремої вхідної напруги буде отримуватися із заданого значення вхідної напруги та значення компенсуючої напруги, при якому спрацює компаратор у комірці відповідного логарифматора.

Змоделюємо перетворення п`яти довільних вхідних напруг. Наприклад, для вхідних напруг $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.444$ В; $U_{vx5}=0.99$ В (рис.3.2). Для цього прикладу, максимальна похибка згідно (3.8) не перевищує 0.09%.

Моделюванням встановлено, що перетворення відбулося коректно. Значення зведених похибок для кожної з вхідних напруг становлять відповідно: $\delta_1=0.06\%$, $\delta_2=0.01\%$, $\delta_3=0.05\%$, $\delta_4=0.008\%$, $\delta_5=0.002\%$ (таблиця розрахункових і отриманих у моделюванні значень компенсаційних напруг, їх зведених

похибок, вихідного коду та його похибки наведена у додатку Д.3.1), тобто не перевищують максимально допустимих значень зведеної похибки.

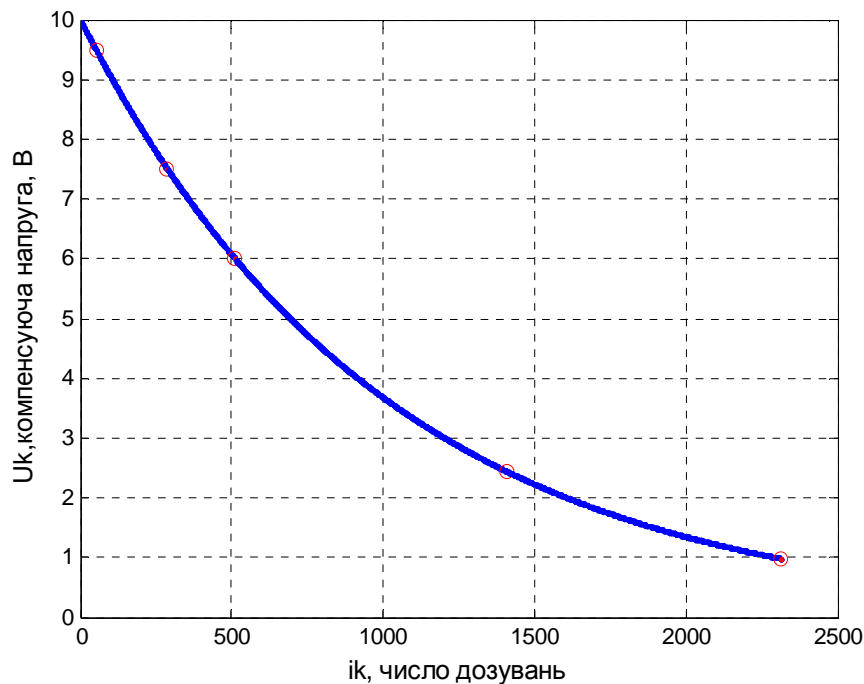


Рис. 3.2. Графік роботи багатofункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.44$ В; $U_{vx5}=0.99$ В при заданій похибці 0.1 %

Чисельні значення вихідного коду утворюються з відповідних кількостей імпульсів дозування і змінюються залежно від математичної функції, що реалізує АЦФП згідно (2.5). Наприклад, для прикладу, наведеного на рис.3.2, тобто для п'яти вхідних напруг при їх перемноженні отримаємо:

$$\begin{aligned}
 N_{\text{вих}} &= \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^5 \ln \frac{U_d}{U_{\text{ref}}} \right) = \\
 &= \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx1}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx2}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx3}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx4}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx5}}{U_0} .
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

Це значення відповідає ідеальному значенню вихідного коду. Кожний з доданків виразу (3.9) відповідає кількості дозувань i_{ki} або кроків перетворення

n_i кожної з вхідних напруг. Отже, значення вихідного коду перетворювача можна отримати і як :

$$N_{\text{вих}} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} + i_{k4} + i_{k5} , \quad (3.10)$$

де $i_{k1}=n_1$, $i_{k2}=n_2$, $i_{k3}=n_3$, $i_{k4}=n_4$, $i_{k5}=n_5$ – число дозувань, необхідне для перетворення кожної з вхідних напруг $U_{vx1} - U_{vx5}$.

Код з виразу (3.10) відповідає отриманому при моделюванні вихідному коду. Зведена похибка коду перетворення визначається за відомою формулою з урахуванням виразів (3.9) і (3.10) і значення номінального коду.

Аналогічно, при множенні та діленні вхідних напруг ідеальне значення вихідного коду буде:

$$\begin{aligned} N_{\text{вих}} &= \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^3 \ln \frac{U_d}{U_{\text{ref}}} - \sum_{k=1}^2 \ln \frac{U_k}{U_{\text{ref}}} \right) = \\ &= \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx1}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx2}}{U_0} + \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx3}}{U_0} - \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx4}}{U_0} - \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{vx5}}{U_0} . \end{aligned} \quad (3.11)$$

А отримане при моделюванні значення вихідного коду відповідатиме:

$$N_{\text{вих}} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} - i_{k4} - i_{k5} . \quad (3.12)$$

У прикладі (рис.3.2) при перемноженні усіх вхідних напруг $f = U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3} * U_{vx4} * U_{vx5}$ отримали вихідний код із зведеною

похибкою 0.025% , а при реалізації функції $f = \frac{U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3}}{U_{vx4} * U_{vx5}}$ вона була

меншою від 0.015%. Зменшення похибки при множенні-діленні відбувається за рахунок часткової компенсації похибок, оскільки відносні похибки чисельника та знаменника мають різні знаки (таблиця розрахункових і отриманих у моделюванні значень компенсаційних напруг, їх зведених похибок, вихідного коду та його похибки наведена у додатку Д.3.1).

Перетворення займає 2314 тактів, що менше від 5.8 мс.

Оскільки, саме у верхній частині діапазону вхідних напруг похибки є найбільшими, моделювання з метою встановлення дискретності багатofункціонального АЦФП проведемо також у верхній частині діапазону. Встановимо крок між вхідними напругами рівним 0.05 В.

Тобто змодельуємо перетворення ряду вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В (рис. 3.3).

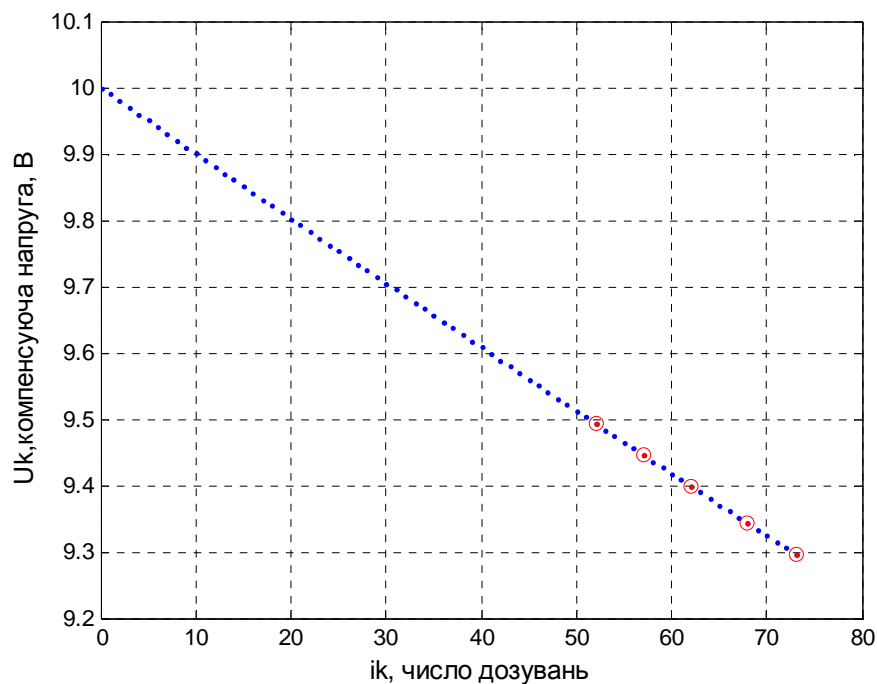


Рис. 3.3. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В при заданій похибці 0.1 %

Зазначимо, що для цього перетворення максимальна похибка згідно виразу (3.8) 0.095% , а отримані моделюванням такі значення зведених похибок: $\delta_1=0.06$ % , $\delta_2=0.04$ % , $\delta_3=0.01$ % , $\delta_4=0.07$ % , $\delta_5=0.04$ % (таблиця наведена у додатку Д.3.1).

Отже, перетворення відбулося без втрати жодного зі значень вхідної напруги і похибки перетворення відповідають загальній залежності на діапазоні вхідних напруг. Можна зробити висновок, що при заданій похибці перетворення 0.1 % можна перетворювати вхідні напруги, що відрізняються

між собою на 0.05 В. Тобто дискретність становить 50 мВ. Фактична похибка вдвічі менша від заданої.

Для вихідного коду при реалізації функції $f = U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3} * U_{vx4} * U_{vx5}$ для вхідних напруг (рис.3.3) отримали зведену похибку 0.025%, а при реалізації функції $f = \frac{U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3}}{U_{vx4} * U_{vx5}}$ ця

похибка становить 0.0003%, оскільки при множенні-діленні має місце взаємна компенсація похибок (таблиця розрахункових і отриманих у моделюванні значень вихідного коду наведена у додатку Д.3.1).

Якщо збільшити проектовану розрядність багатofункціонального АЦФП до 12ти розрядів, задавши бажану похибку перетворення 0.025% і основу логарифмування $\zeta=0.99975$, можна отримати подальше зменшення похибок перетворення. Основі логарифмування $\zeta=0.99975$ відповідають ємності дозуючого та накопичуючого конденсаторів відповідно рівні $C_D=1нФ$ і $C_H=3.9мкФ$.

На рис.3.4 наведено графік роботи АЦФП з 5 вхідними напругами $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.444$ В; $U_{vx5}=0.99$ В при заданій похибці 0.025 %.

Максимальна похибка для цього випадку згідно (3.8) становить 0.023745%, тобто менша від 0.025%.

А номінальний вихідний код за (3.7) рівний $N_{ном}=36842$.

Моделюванням отримали такі зведені похибки для кожної з вхідних напруг: $\delta_1=0.02\%$, $\delta_2=0.002\%$, $\delta_3=0.007\%$, $\delta_4=0.003\%$, $\delta_5=0.0007\%$ (таблиця результатів моделювання наведена у додатках).

При виконанні функції перемноження усіх вхідних величин (рис.21) $f = U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3} * U_{vx4} * U_{vx5}$ отримали вихідний код із зведеною похибкою меншою від 0.006% , а при реалізації функції $f = \frac{U_{vx1} * U_{vx2} * U_{vx3}}{U_{vx4} * U_{vx5}}$

вона становить 0.0015%.

Тривалість перетворення становить 9252 дозувань або 23.1 мс.

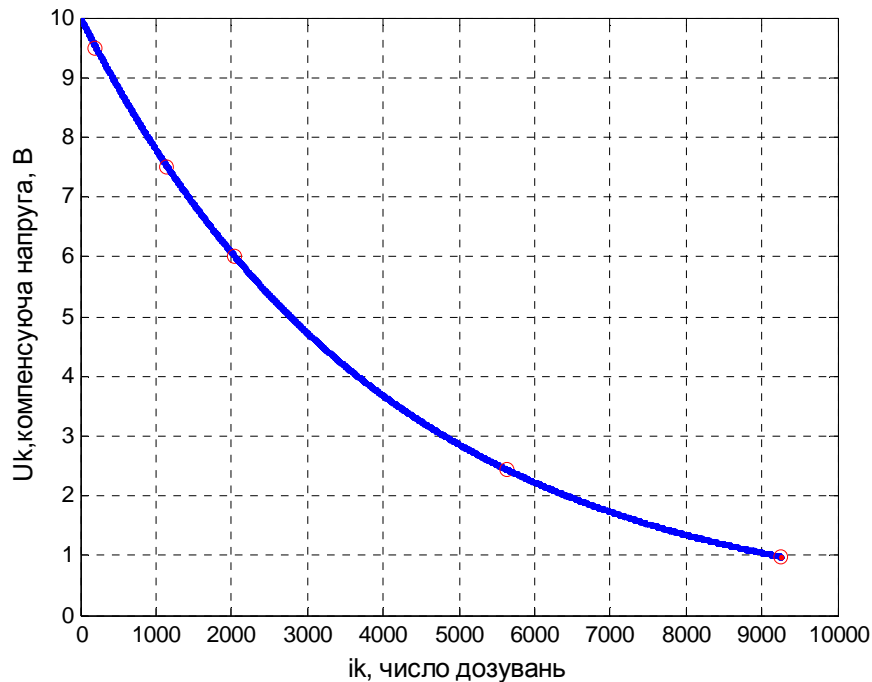


Рис. 3.4. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.444$ В; $U_{vx5}=0.99$ В при заданій похибці 0.025 %

Для 12ти розрядного 5ти входного багатофункціонального АЦФП було змодельовано роботу для таких же значень вхідної напруги, як і для 10ти розрядного, включно із варіантом вхідних величин з дискретністю 50 мВ. Усі таблиці розрахункових та отриманих моделюванням значень наведені у додатках Д.3.1.

Підсумовуючи їх, можна стверджувати наступне. Похибки вихідного коду для більшості випадків множення та множення-ділення 5 вхідних напруг є меншими 0.005%. Лише в одному випадку – при перемноженні 5ти вхідних напруг близьких до опорної напруги зведена похибка вихідного коду досягала 0.007%. Зведені похибки напруги для більшості вхідних напруг менші від 0.006%, лише в околі 9.5 В, тобто для вхідних напруг близьких до опорної, можуть досягати 0.015% – 0.019%. Тривалість перетворення зросла до 500мкс (200 тактів) угорі діапазону та до 23мс (9250 тактів) для вхідних напруг менших 1В.

На рис.3.5 та рис.3.6 показані, відповідно, суміщені графіки зведених похибок напруги та тривалості перетворення багатофункціонального АЦФП з 5ма вхідними напругами в усьому діапазоні роботи.

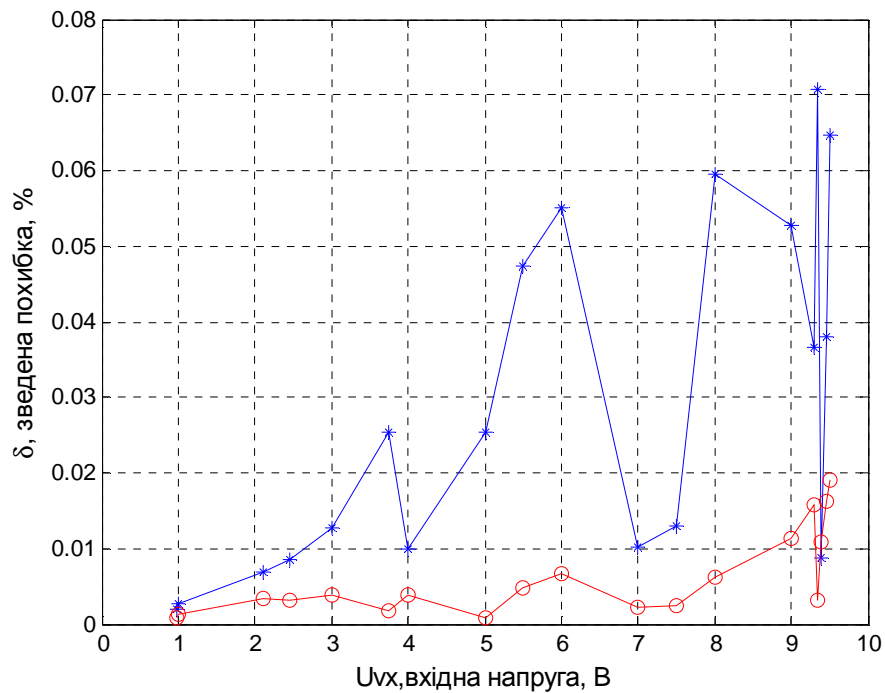


Рис. 3.5. Графіки зведеної похибки напруги багатофункціонального АЦФП з 5ма вхідними напругами для 10 розрядів (синій *) та 12 розрядів (червоний o)

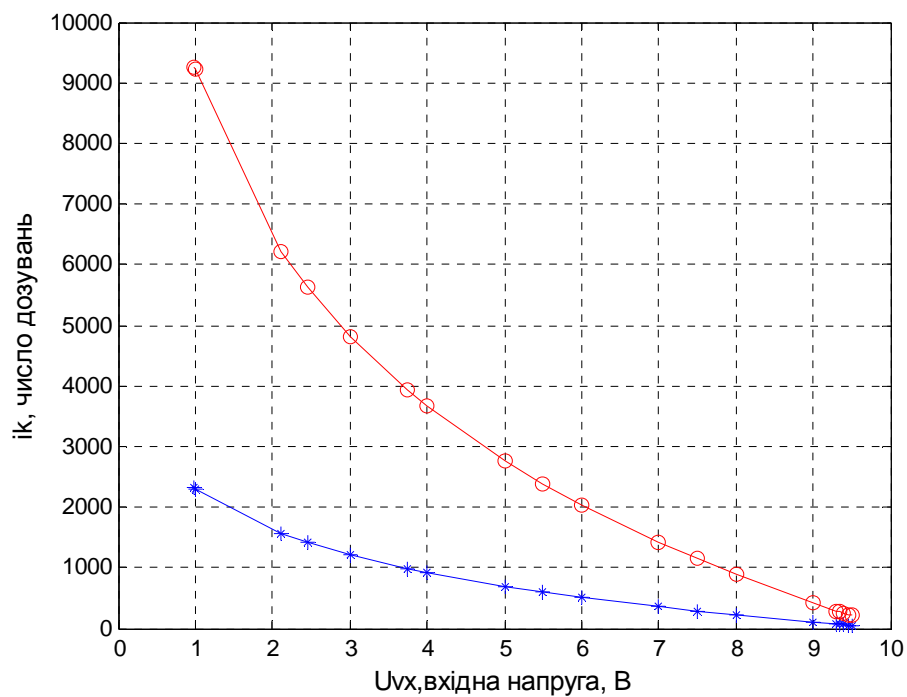


Рис. 3.6. Графіки тривалості перетворення багатофункціонального АЦФП з 5ма вхідними напругами для 10 розрядів (синій *) та 12 розрядів (червоний o)

Змоделюємо збільшення кількості вхідних напруг до 10. Зауважимо, що високоточні аналоги мають лише по 3 входи.

Розглянемо перетворення 10ти близьких вхідних напруг у верхній частині діапазону та перетворення 10ти вхідних напруг, коли 5 з них належать до верхньої частини діапазону, а 5 – до нижньої, причому близькими до 1 В.

У першому випадку, тобто при перетворенні близьких між собою вхідних напруг у верхній частині діапазону, отримаємо вищу швидкодію. Для 10ти розрядного АЦФП – час перетворення рівний 100 тактів, тобто 250мкс (рис.3.7).

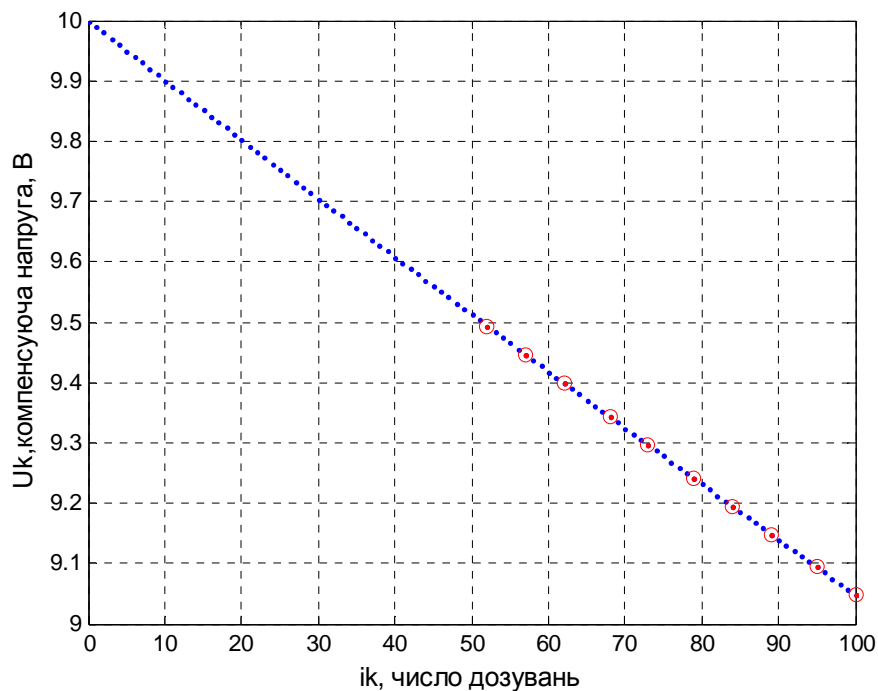


Рис. 3.7. Графік роботи багатофункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{vx_1}=9.5$ В; $U_{vx_2}=9.45$ В; $U_{vx_3}=9.4$ В; $U_{vx_4}=9.35$ В; $U_{vx_5}=9.3$ В; $U_{vx_6}=9.25$ В; $U_{vx_7}=9.2$ В; $U_{vx_8}=9.15$ В; $U_{vx_9}=9.15$ В; $U_{vx_{10}}=9.05$ В при заданій похибці 0.1 %

Усі значення перетворені коректно, жодне не втрачене попри дискретність 0.05 В. А значення зведених похибок напруги відповідають раніше отриманим, а саме: $\delta_1=0.06$ %, $\delta_2=0.04$ %, $\delta_3=0.01$ %, $\delta_4=0.07$ %, $\delta_5=0.04$

%, $\delta_6=0.09$ %, $\delta_7=0.05$ %, $\delta_8=0.01$ %, $\delta_9=0.06$ %, $\delta_{10}=0.01$ %. І не перевищують задану похибку 0.1 %. Зведена похибка вихідного коду 0.05% при перемноженні усіх вхідних величин та 0.03% для множення і ділення. Результати моделювання наведені у таблиці в додатках Д.3.1.

Для 12ти розрядного АЦФП отримаємо швидкодію меншу у 4 рази (рис.3.8) порівняно з 10ти розрядним. Тривалість перетворення становить від 200 дозувань до 400, що відповідає 500 мкс – 1 мс. Зведена похибка напруги знаходиться в межах від 0.003 % до 0.019 % ($\delta_1=0.019$ %, $\delta_2=0.016$ %, $\delta_3=0.01$ %, $\delta_4=0.003$ %, $\delta_5=0.016$ %, $\delta_6=0.003$ %, $\delta_7=0.01$ %, $\delta_8=0.014$ %, $\delta_9=0.016$ %, $\delta_{10}=0.015$ %) при максимальній похибці меншій 0.025 %. Зведена похибка вихідного коду при перемноженні усіх десяти вхідних напруг менша 0.015 %, а при множенні та діленні рівна 0.0035 %. Таблиця результатів моделювання наведена у додатках Д.3.1.

Отже, отримали зменшення похибок від 5 до 10 разів порівняно з 10ти розрядним АЦФП при пониженні швидкодії від 2 до 4 разів.

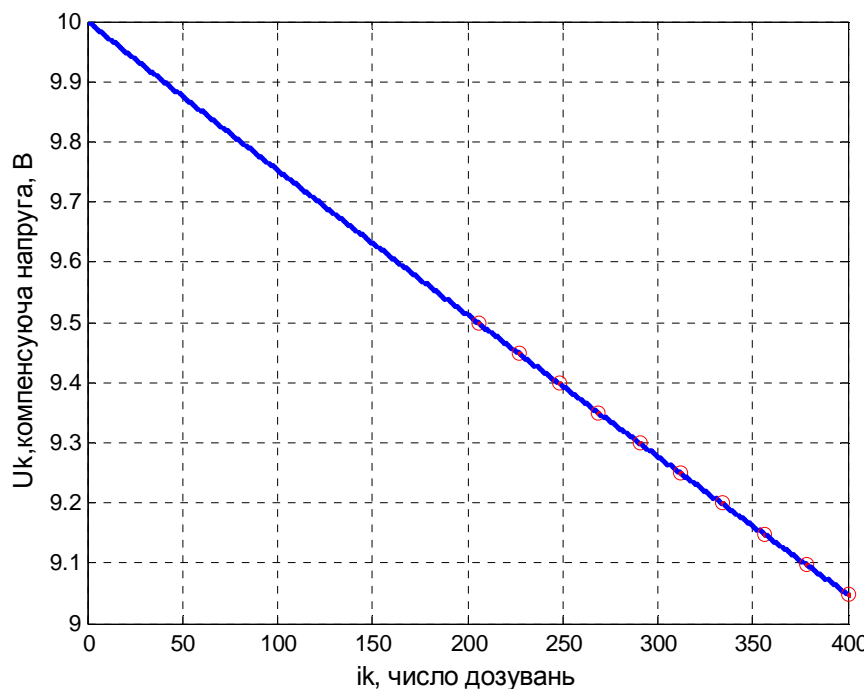


Рис. 3.8. Графік роботи багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг:

$U_{vx1}=9.5\text{В}$; $U_{vx2}=9.45\text{В}$; $U_{vx3}=9.4\text{В}$; $U_{vx4}=9.35\text{В}$; $U_{vx5}=9.3\text{В}$; $U_{vx6}=9.25\text{В}$;
 $U_{vx7}=9.2\text{В}$; $U_{vx8}=9.15\text{В}$; $U_{vx9}=9.15\text{В}$; $U_{vx10}=9.05\text{В}$ при заданій похибці 0.025%

На рис.3.9 та рис.3.10 наведено відповідно суміщені графіки зведених похибок напруги та тривалості перетворення для десятивходового багатофункціонального АЦФП. На графіках використано наступні позначення: «синій х» для 10 розрядного перетворювача, «червоний» о для 12 розрядного.

При моделюванні ряду з 10ти вхідних напруг, рознесених по 5 на протилежні краї діапазону, а саме: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=1.2$ В; $U_{vx7}=1.15$ В; $U_{vx8}=1.1$ В; $U_{vx9}=1.05$ В; $U_{vx10}=1$ В (рис. 3.11), похибки нижньої частини діапазону на порядок менші від аналогічних у верхній частині, що відповідає принципу формування розгортки: зверху сходинки компенсуючої напруги є більшими, а у нижній частині – меншими. Таблиця результатів моделювання наведена у додатках Д.3.1.

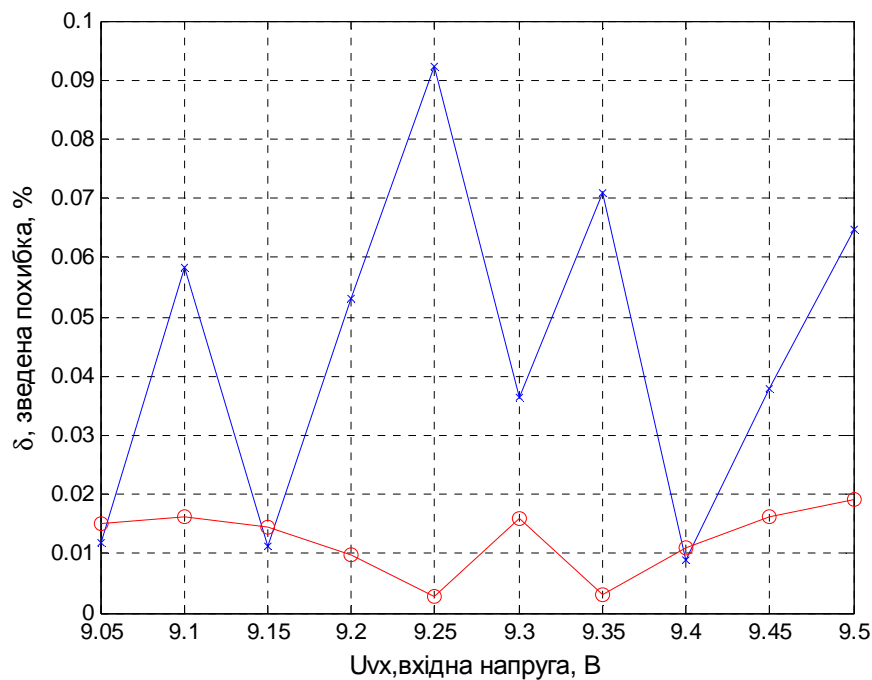


Рис.3.9. Графіки зведеної похибки напруги багатофункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=9.25$ В; $U_{vx7}=9.2$ В; $U_{vx8}=9.15$ В; $U_{vx9}=9.1$ В; $U_{vx10}=9.05$ В при заданій похибці 0.1 % (синій x) і при заданій похибці 0.025 % (червоний o) у верхній частині діапазону роботи

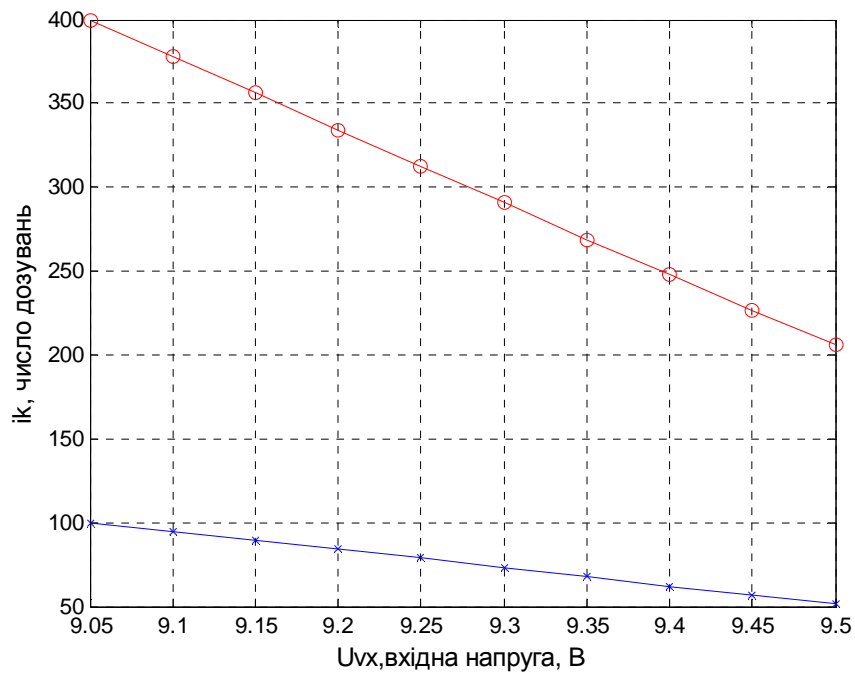


Рис.3.10. Графіки тривалості перетворення багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{вх1}=9.5$ В; $U_{вх2}=9.45$ В; $U_{вх3}=9.4$ В; $U_{вх4}=9.35$ В; $U_{вх5}=9.3$ В; $U_{вх6}=9.25$ В; $U_{вх7}=9.2$ В; $U_{вх8}=9.15$ В; $U_{вх9}=9.1$ В; $U_{вх10}=9.05$ В при заданій похибці 0.1 % (синій x) і при заданій похибці 0.025 % (червоний o) у верхній частині діапазону роботи

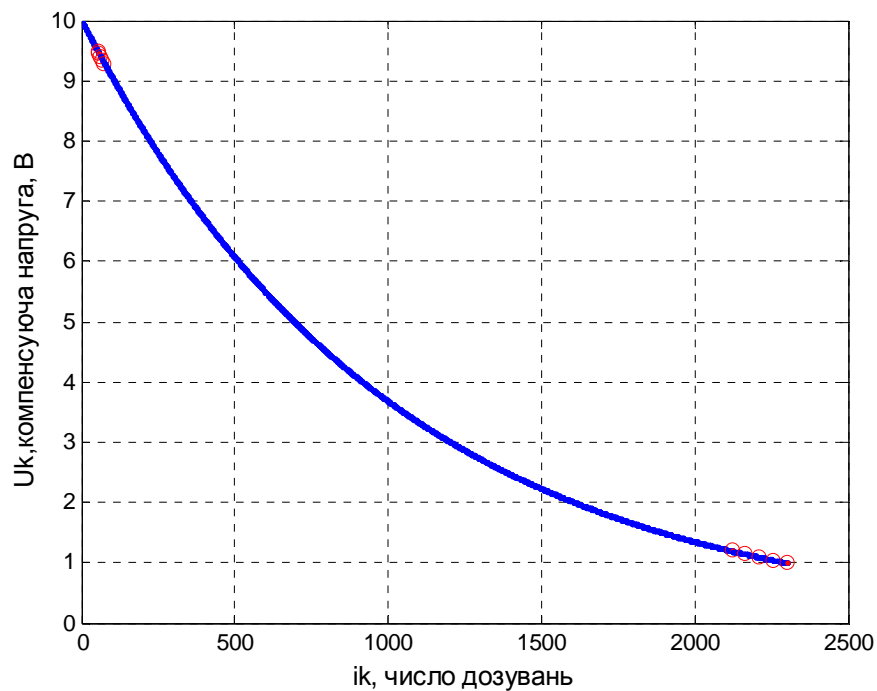


Рис. 3.11. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{вх1}=9.5$ В; $U_{вх2}=9.45$ В; $U_{вх3}=9.4$ В; $U_{вх4}=9.35$ В; $U_{вх5}=9.3$ В;

$U_{vx6}=1.2 \text{ В}; U_{vx7}=1.15 \text{ В}; U_{vx8}=1.1 \text{ В}; U_{vx9}=1.05 \text{ В}; U_{vx10}=1 \text{ В}$ при заданій похибці 0.1 %

Отже, отримали коректну роботу багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг без втрати значень і наступні значення зведених похибок: $\delta_1=0.06 \%$, $\delta_2=0.04 \%$, $\delta_3=0.01 \%$, $\delta_4=0.07 \%$, $\delta_5=0.04 \%$, $\delta_6=0.008 \%$, $\delta_7=0.001 \%$, $\delta_8=0.007 \%$, $\delta_9=0.008 \%$, $\delta_{10}=0.003 \%$. Зведена похибка вихідного коду при перемноженні не перевищує 0.04%, а при множенні і діленні – 0.02%.

Виділимо область верхньої частини діапазону перетворення (рис.3.12а) та область нижньої частини діапазону (рис.3.12б). Значення тривалості перетворення та похибок напруги у верхній частині діапазону повторюють вище наведені результати. За рис.3.12б можемо точніше показати, що для перетворення останніх п`яти вхідних напруг в околі 1 В необхідно 2125 – 2300 тактів (5.31 мс – 5.75 мс), що дещо більше від середніх показників швидкодії логарифмічних АЦП та АФП.

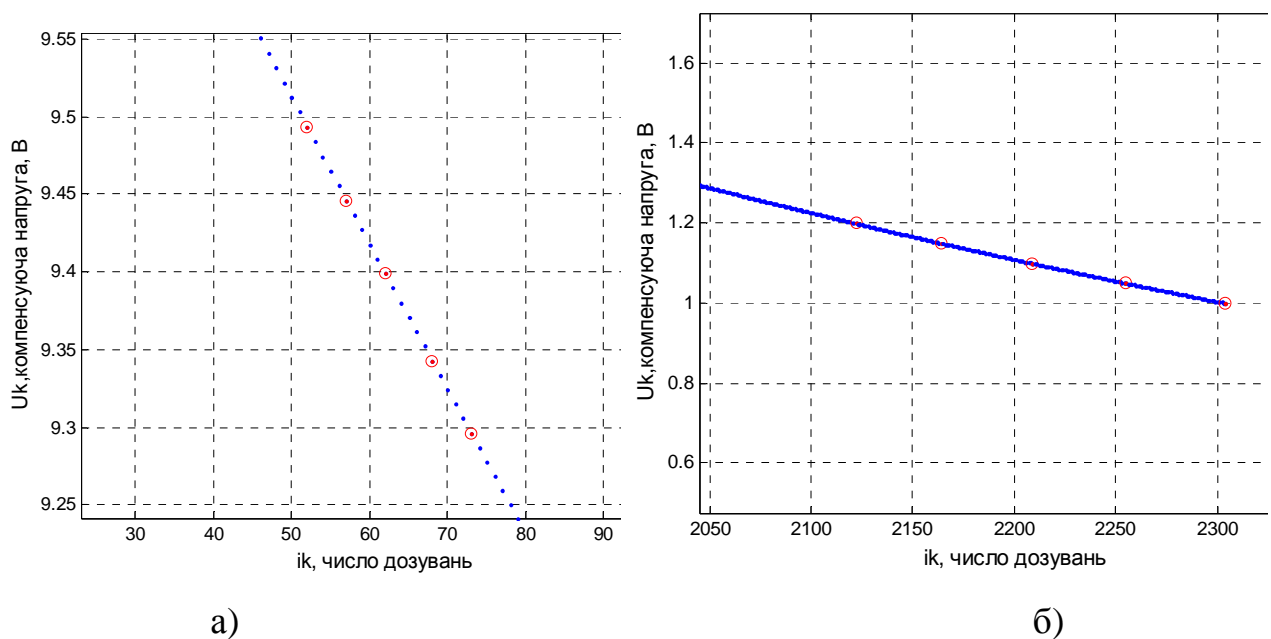


Рис. 3.12. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП в околі 9 В (а) та в околі 1 В (б) при заданій похибці 0.1 %

Аналогічно змодельовавши 12ти розрядний багатofункціональний АЦФП з десятима вхідними напругами, рознесеними по 5 на протилежні краї

діапазону, отримали тривалість перетворення 23 мс або 9212 тактів. Зведені похибки напруг знаходяться в межах від 0.001 % до 0.019 % ($\delta_1=0.019$ %, $\delta_2=0.016$ %, $\delta_3=0.01$ %, $\delta_4=0.003$ %, $\delta_5=0.016$ %, $\delta_6=0.003$ %, $\delta_7=0.002$ %, $\delta_8=0.002$ %, $\delta_9=0.002$ %, $\delta_{10}=0.001$ %). Зведена похибка вихідного коду при перемноженні 0.017 %, а при множенні та діленні 0.006 %.

Для порівняння з 10ти розрядним АЦФП на рис.3.13 та рис.3.14 наведені суміщені графіки зведених похибок напруги та зведених похибок напруги для нижньої частині діапазону вхідних напруг. У нижній частині діапазону зведені похибки напруги в 2.5 – 3 рази менші від відповідних похибок 10 розрядного АЦФП. А тривалість перетворення при 12ти розрядах в 4 рази більша ніж при 10ти розрядах.

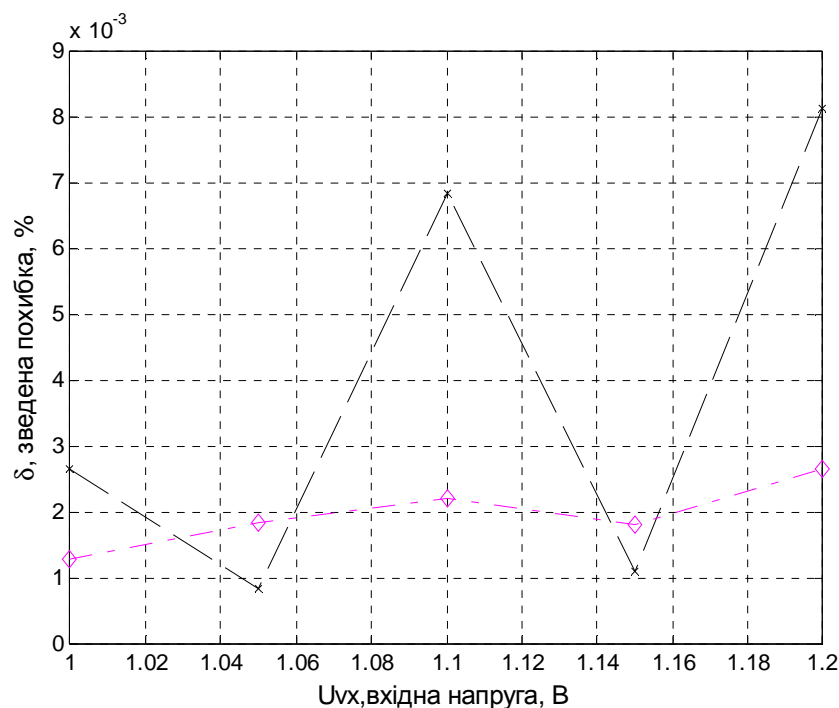


Рис.3.13. Графіки зведеної похибки напруги багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{вх1}=9.5$ В; $U_{вх2}=9.45$ В; $U_{вх3}=9.4$ В; $U_{вх4}=9.35$ В; $U_{вх5}=9.3$ В; $U_{вх6}=1.2$ В; $U_{вх7}=1.15$ В; $U_{вх8}=1.1$ В; $U_{вх9}=1.05$ В; $U_{вх10}=1$ В при заданій похибці 0.1 % (чорний х) і при заданій похибці 0.025 % (рожевий о) у нижній частині діапазону роботи

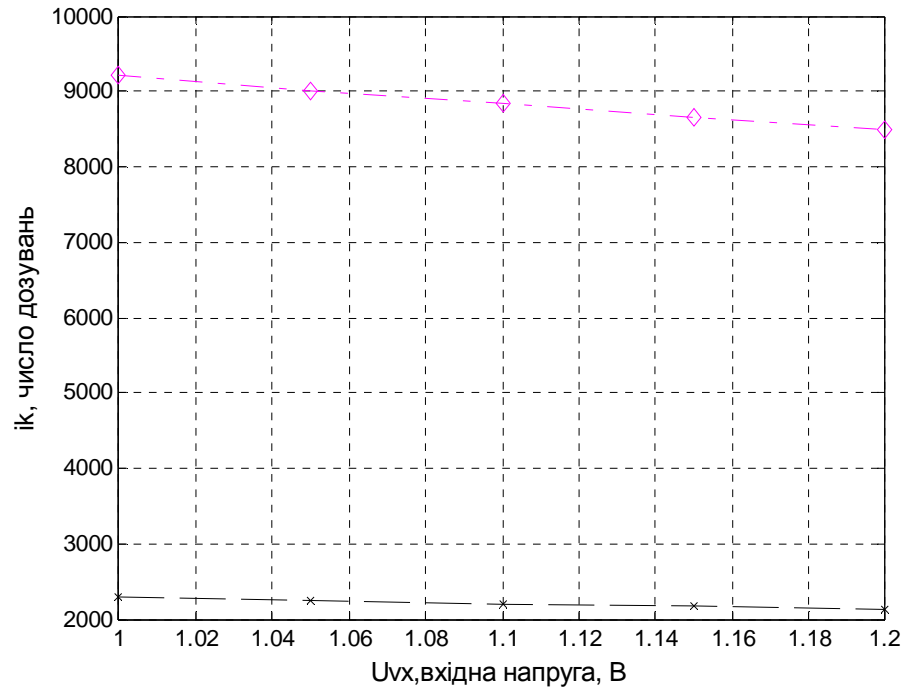


Рис.3.14. Графіки тривалості перетворення багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=1.2$ В; $U_{vx7}=1.15$ В; $U_{vx8}=1.1$ В; $U_{vx9}=1.05$ В; $U_{vx10}=1$ В при заданій похибці 0.1 % (чорний х) і при заданій похибці 0.025 % (рожевий o) у нижній частині діапазону роботи

Підсумовуючи, можемо зробити такі висновки: запропонований у п.2.1 покращений метод багатofункціонального аналого-цифрового функціонального перетворення дає змогу перетворювати більше 30х вхідних напруг, а саме і 5, і 10 вхідних напруг. При цьому його максимально допустима похибка вибирається користувачем ще до початку перетворення.

Зауважимо, що максимальна похибка, розрахована за функцією перетворення багатofункціонального багатовходового АЦФП за (3.8), і похибка перетворення, розрахована для перетворювачів з перерозподілом заряду за (3.1), є практично однаковими. Тому користувач може задавати бажану точність перетворення користуючись як виразом (3.8), так і виразом (3.1).

Вдосконалений багатофункціональний АЦФП дозволяє перетворювати вхідні напруги з дискретністю 0.05 В у всьому діапазоні. Якщо ж обмежуватися нижньою частиною діапазону, то дискретність 0.1 В можна отримати навіть при заданій похибці 10%.

Значення зведеної похибки напруги отримані при моделюванні менші від заданої максимально допустимої в два рази і більше дозволяють відносити цей багатофункціональний АЦФП до високоточних перетворювачів (табл.3.1).

Таблиця 3.1. Результати моделювання багатофункціональних багатовходових АЦФП, виконаних на основі запропонованого авторкою методу

тип перетворювача, кількість $U_{вх}$	функція	задана розрядність (задана δ)	діапазон $U_{вх}$	дискретність $U_{вх}$	отримана зведена δU	отримана зведена $\delta N_{вих}$	отриманий час перетворення
багатовходовий багатофункціональний АЦФП, 5 $U_{вх}$	$*, /, x^N, \sqrt[N]{X}$	10 ($\delta=0.1\%$)	1мВ–10В	0.05 В	0.002% – 0.06%	0.013% – 0.025%	50 – 2300 дозувань (125мкс – 5.75мс)
багатовходовий багатофункціональний АЦФП, 10 $U_{вх}$	$*, /, x^N, \sqrt[N]{X}$	10 ($\delta=0.1\%$)	1мВ–10В	0.05 В	0.001% – 0.09%	0.025% – 0.05%	100 – 2300 дозувань (250мкс– 5.75мс)
багатовходовий багатофункціональний АЦФП, 5 $U_{вх}$	$*, /, x^N, \sqrt[N]{X}$	12 ($\delta=0.025\%$)	1мВ–10В	0.05 В	0.001% – 0.019%	0.003% – 0.0015%	206 – 9200 дозувань (515мкс– 23мс)
багатовходовий багатофункціональний АЦФП, 10 $U_{вх}$	$*, /, x^N, \sqrt[N]{X}$	12 ($\delta=0.025\%$)	1мВ–10В	0.05 В	0.001% – 0.019%	0.0035% – 0.017%	400 – 9200 дозувань (1мс–23мс)

Зведена похибка вихідного коду знаходиться у межах 0.013% – 0.025% для п'ятивходового 10ти розрядного АЦФП і 0.003% – 0.015% для п'ятивходового 12ти розрядного АЦФП.

При збільшенні кількості вхідних напруг до 10 та їх розкиді по краях діапазону зведена похибка може незначно зрости до 0.025% – 0.05% при 10 розрядах та 0.0035% – 0.017% при 12 розрядах.

Значення похибок дозволяють говорити про забезпечення точності вищої від притаманної заданій розрядності, особливо у середині та нижній частині діапазону – навіть на 2 розряди.

Швидкодія перетворювача відповідає середній (<5.75 мс для 10 розрядного і <23мс для 12розрядного) для його аналогів, а у верхній частині діапазону час перетворення у рази менший від середнього(125 – 500 мкс). Зауважимо, кількість вхідних напруг суттєво впливає на швидкодію лише у випадку великого розкиду значень напруги від початку і до кінця діапазону. Вона визначається часом, необхідним для перетворення найменшої вхідної напруги.

3.2. Аналіз похибок та оцінка швидкодії АЦФП для логарифмування різниці на комутованих конденсаторах

Традиційним способом знаходження логарифму різниці двох напруг є знаходження різниці двох напруг і наступне отримання логарифму цієї різниці. Зведена похибка різниці R двох напруг U_1 та U_2 , відомих з абсолютними похибками Δ_{U_1} та Δ_{U_2} , визначатиметься за загально відомою формулою

$$\delta = \frac{\Delta_{U_1} + \Delta_{U_2}}{R} \cdot 100\% . \quad (3.13)$$

Логарифм буде обчислюватися від значення різниці R , знайденого з похибкою δ , яка, як загально відомо, значно зростає та може призвести до втрати точності при відніманні величин близьких значень. Тому при знаходженні логарифму відповідно зростатиме похибка перетворення, оскільки вона складається з похибки різниці та похибки логаримування.

Запропонований авторкою метод отримання логарифма різниці двох напруг використовує природну форму перетворення сигналів у комірках із комутованими конденсаторами і дозволяє уникнути накопичення похибки, властивого традиційному методу. Результатом його використання буде отримання похибки логарифму різниці, відповідної заданій користувачем. За значенням цієї похибки вибиратиметься основа логарифмування.

Максимальну похибку перетворення запропонованого методу знаходження логарифму різниці двох напруг можна оцінити аналогічно до виразу (3.1), оскільки пристрій на основі цього методу відноситься до перетворювачів з перерозподілом заряду. А можна знайти її з функції перетворення наступним чином.

Для першої вхідної напруги перетворення відбувається за виразом (2.8) і по аналогії до (2.1) – (2.4) можна показати, що у момент формування вихідного коду $N_{\text{вих1}}$ її приріст становитиме:

$$\Delta U_{N_{\text{вих1}}} = \zeta^{N_{\text{вих1}}-1} (\zeta - 1) U_0. \quad (3.14)$$

При чому основа логарифмування $\zeta = \frac{C_H}{C_D + C_H}$ визначається співвідношенням ємностей дозуючого C_D та накопичуючого C_H конденсаторів. А напруга U_0 є опорною напругою пристрою.

Для другої вхідної напруги приріст наводиться у (2.11),(2.13),(2.15),(2.17) і у момент формування вихідного коду $N_{\text{вих2}}$ визначається:

$$\Delta U_{N_{\text{вих2}}} = K U_1 \zeta^{N_{\text{вих2}}-1}, \quad (3.15)$$

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

Зауважимо, що в ролі опорної напруги для перетворення від'ємника виступає перша вхідна напруга U_1 .

Тоді максимальна допустима похибка не перевищуватиме:

$$\delta = \frac{\Delta U_{N_{\text{вих1}}} + \Delta U_{N_{\text{вих2}}}}{U_0} \cdot 100\% . \quad (3.16)$$

Проведене моделювання підтвердило, що максимальна допустима похибка, обчислена за (3.16) не перевищує значення похибки, отримане аналогічно до (3.1). Наприклад, для логарифму різниці $U_1=9.75$ В та $U_2=0.75$ В максимальна похибка, визначена за (3.16) для 10 розрядного перетворювача (тобто при $\zeta=0.999$) становить $\delta=0.099651=0.1$ %, а для 12 розрядного (тобто $\zeta=0.999$) – $\delta=0.024995=0.025$ %. Таблиці результатів моделювання наведені нижче за текстом та у додатках. При визначенні похибки перетворення через (3.1) для $\zeta=0.999$ вона не перевищуватиме 0.1 % і для $\zeta=0.999$ відповідно 0.025 %.

Чисельне значення вихідного коду $N_{\text{вих}}$ формується відповідно до (2.8), (2.20) і (2.21).

Вихідний код $N_{\text{вих1}}$ відповідає логарифму співвідношення напруги – зменшеного до опорної напруги $\frac{U_1}{U_0}$ (2.8) і чисельно дорівнює кількості дозувань – кроків перетворення i_{k1} , необхідних для цього перетворення.

Вихідний код $N_{\text{вих2}}$ відповідає логарифму $\left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)$ (2.20) і чисельно дорівнює кількості дозувань – тактів перетворення i_{k2} .

Сума кодів утворюватиме вихідний код $N_{\text{вих}}$, який буде вихідним кодом, отриманим при моделюванні:

$$N_{\text{вих}} = i_{k1} + i_{k2} . \quad (3.17)$$

Ідеальне значення вихідного коду отримуємо з виразу (2.21), підставивши задані значення вхідних напруг U_1 та U_2 :

$$N_{\text{вих}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_0}, \quad (3.18)$$

Зведена похибка вихідного коду визначається за відомою формулою з урахуванням виразів (3.17) та (3.18) та значення номінального коду. Оскільки, діапазон роботи усіх запропонованих та модельованих АЦФП є однаковим, то номінальний код визначатимемо з урахуванням основи логарифмування ζ відповідно до (3.7).

При моделюванні способу логарифмування різниці початковими даними є: опорна напруга U_0 , вхідні напруги U_1 та U_2 , а також основи логарифма для формування першої компенсуючої напруги ζ і для формування другої компенсуючої напруги K . Зауважимо, що перша компенсуюча напруга формуватиметься як спадна розгортка від конденсаторної комірки з перерозподілом заряду. А друга компенсуюча напруга формуватиметься як зростаюча розгортка від конденсаторної комірки з накопиченням заряду. Алгоритм способу логарифмування різниці наведений на рис. 3.15

Перетворення в обох комірках відбувається паралельно. Якщо котрась з компенсуючих напруг досягла значення відповідної їй вхідної напруги, то перетворення саме у цій комірці припиняється. Тривалість перетворення будемо оцінювати за тривалістю довшого з перетворень у комірках. Але аж ніяк не як суму часів перетворення у двох конденсаторних комірках. Саме схеми з комутованими конденсаторами дозволяють проводити паралельне перетворення, на відміну від розрядних RC – кіл, де часові інтервали зшиваються послідовно.

Виберемо основу логарифму $\zeta=0.999$. Тоді основа для зростаючої розгортки становитиме $K=0.001$. Це відповідає ємностям дозуючого $C_D = 1$ нФ та накопичуючого $C_N = 1$ мкФ конденсаторів комірки.

Відповідно до заданої основи логарифму згідно з (3.1) зведена похибка повинна не перевищувати 0.1 %, тобто відповідати прийнятій для 10ти розрядних АЦП.

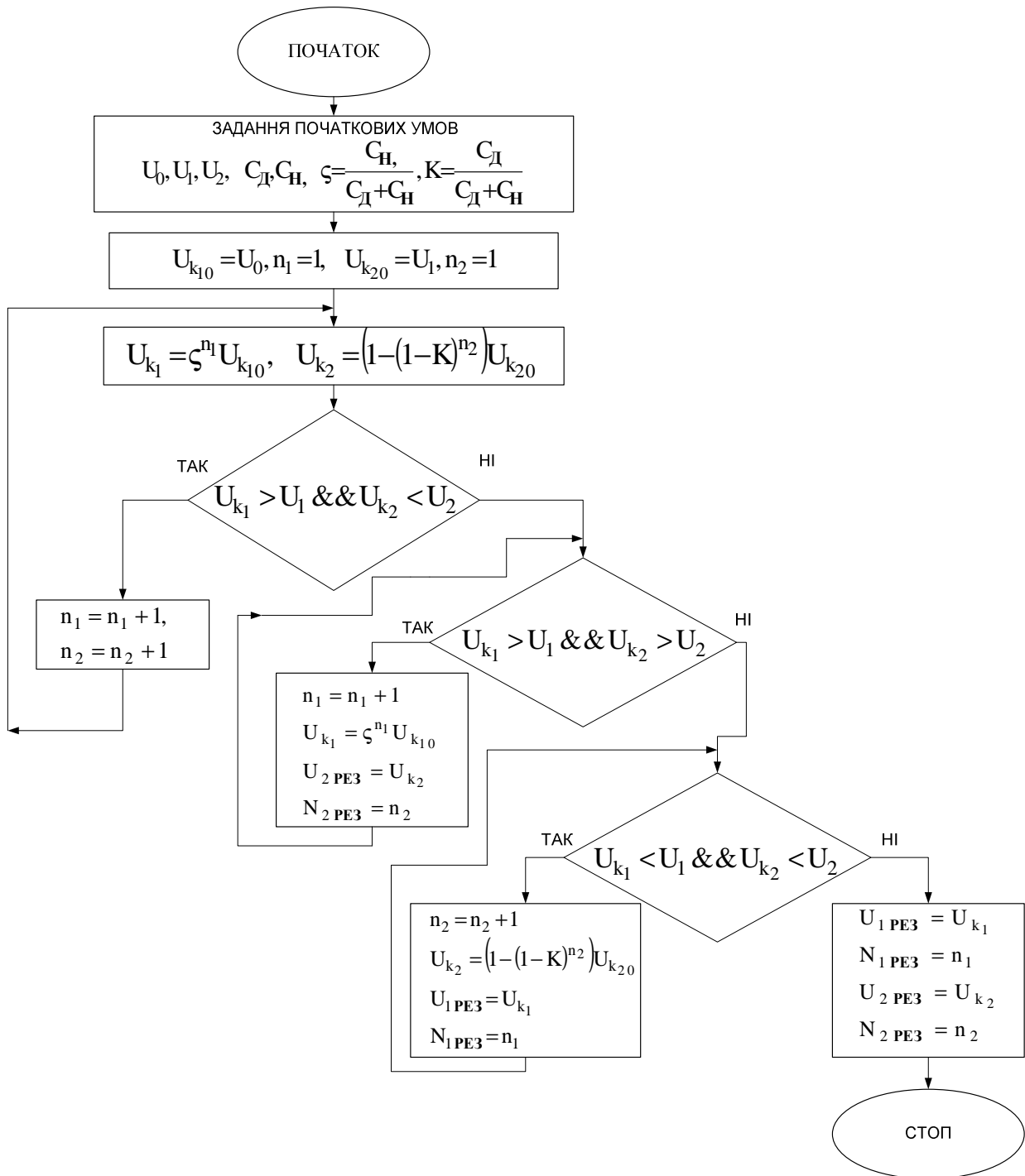


Рис.3.15. Узагальнений алгоритм способу логарифмування різниці двох напруг на комутованих конденсаторах

На рис.3.16 наведено графік логарифмування різниці напруг $U_1 = 1$ В та $U_2 = 0.5$ В при основі $\zeta = 0.999$. Отримана при моделюванні зведена похибка різниці напруг становить 0.01 %, що відповідає максимальному значенню похибки, розрахованому за функцією перетворення (3.16) 0.01 %.

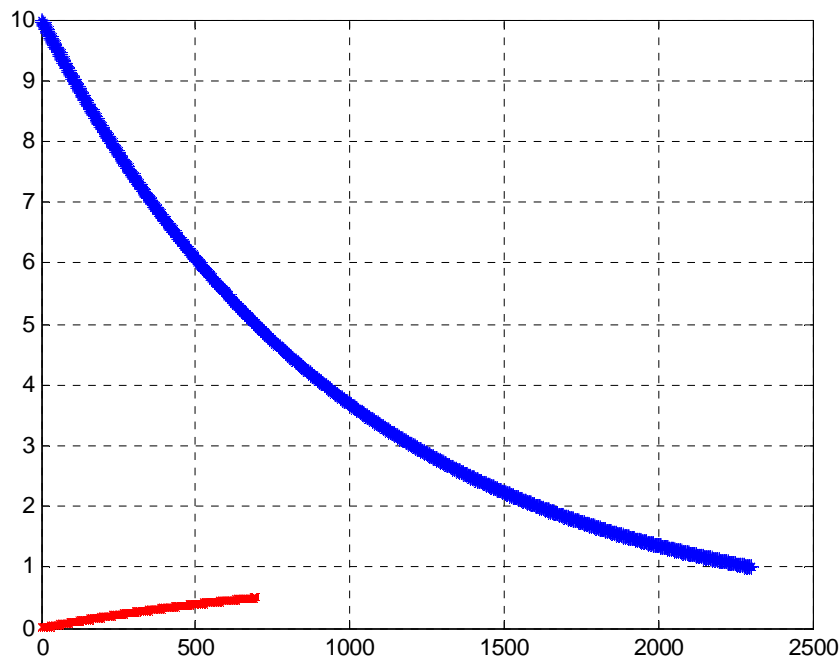


Рис.3.16. Графік логарифмування різниці двох напруг $U_1 = 1$ В та $U_2 = 0.5$ В для $\zeta=0.999$

Зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.02$ %. Це значення відповідає похибці, притаманній 12ти розрядним перетворювачам.

Тривалість перетворення становить 2300 тактів, що відповідає 5.8 мс.

На рис.3.17 наведено логарифмування різниці напруг $U_1 = 4$ В та $U_2 = 3$ В при основі $\zeta=0.999$. Отримана при цьому зведена похибка напруги 0.01 % при максимальній похибці 0.015 %.

Зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.015$ %. Що є меншим від похибки, властивої 12ти розрядним перетворювачам.

Тривалість перетворення становить 1386 тактів, що менше від 3.5 мс.

При моделюванні логарифмування різниці двох напруг при основі $\zeta=0.999$ враховували, що близькі значення вхідних напруг спричиняють появу більших похибок. Тому отримані результати моделювання 10ти розрядного пристрою отримання логарифма різниці зручно ілюструвати двома таблицями. А саме: таблицею 3.2 для «близьких» вхідних напруг та таблицею 3.3 для «віддалених» напруг (для заданої похибки 0.1%: $\zeta=0.999$; $K=1-\zeta=0.000999$; $N_{\text{nominal}}=9214$).

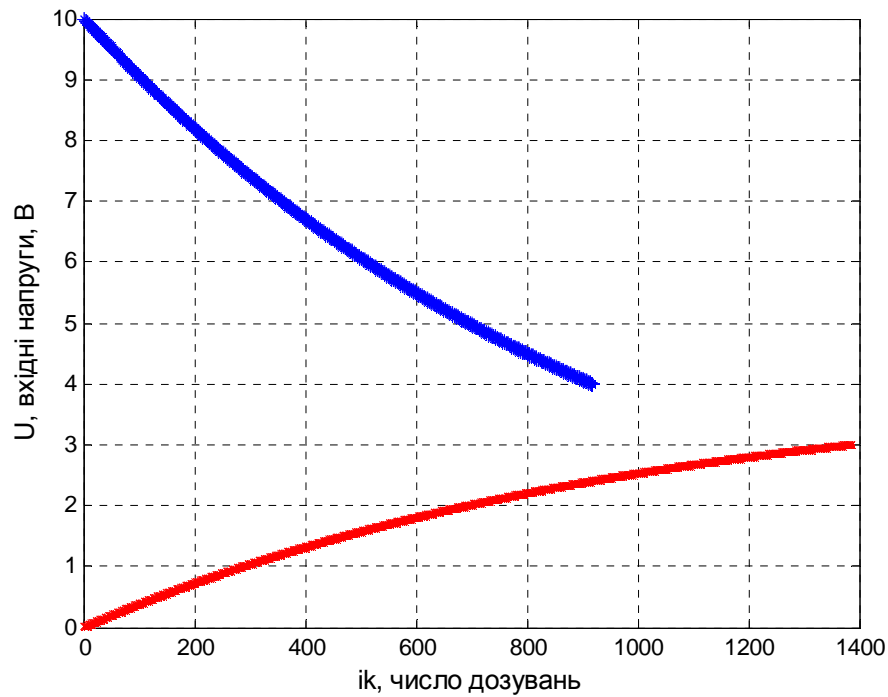


Рис.3.17. Графік логарифмування різниці двох напруг $U_1 = 4$ В та $U_2 = 3$ В для $\zeta=0.999$

Таблиця 3.2. Результати моделювання 10ти розрядного пристрою отримання логарифма різниці для «близьких» вхідних напруг.

Значення різниці R	0.25	0.5	0.99	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
U_{vx1}	9.75	9.5	1.01	4	6	6	7	7	8	9	9.5	9.75
U_{vx2}	9.5	9	0.02	3	4	3	3	2	2	2	1.5	0.75
U_{k1}	9.7435	9.4935	1.0098	3.999	5.9945	5.9945	6.999	6.999	7.994	8.9947	9.4935	9.7435
U_{k2}	9.5002	9	0.020978	3	4.0017	3.0015	3.0004	2.0018	2.001	2.0039	1.5005	0.75825
n_1	27	53	2294	918	513	513	358	357	225	107	53	27
n_2	3665	2945	21	1386	1099	693	559	337	287	251	171	80
Очікуван а δ	0.012232	0.014484	0.01089	0.013995	0.025972	0.035973	0.046988	0.056931	0.067976	0.078947	0.089479	0.099651
Зведе на δU	0.27059	0.13104	0.012125	0.010173	0.035986	0.023449	0.0036112	0.005648	0.01167	0.013142	0.0087226	0.016425
N_{rozr}	3690.7236	2997.2299	2313.7916	2303.7362	1610.2425	1204.5747	916.7488	693.4937	511.081	356.8533	223.2551	105.4132
N_{vux}	3693	2999	2316	2305	1613	1207	918	695	513	359	225	108
Зведе на δN	0.024706	0.019211	0.023969	0.013716	0.029927	0.026322	0.013579	0.016348	0.020827	0.023299	0.018938	0.028075

Таблиця 3.3. Результати моделювання 10ти розрядного пристрою отримання логарифма різниці для «віддалених» напруг.

Значення різниці R	0.25	0.5	0.99	1	2	4	5	6	7	8	9
U _{vх1}	1.25	1	1	2	3	5	6	7	8	9	9.5
U _{vх2}	1	0.5	0.01	1	1	1	1	1	1	1	0.5
U _{к1}	1.249 4	0.999 74	0.999 74	1.998 5	2.998 7	4.997 5	5.994 5	6.999	7.994	8.994 7	9.493 5
U _{к2}	1.000 2	0.500 25	0.010 934	1.000 5	1.000 7	1.003	1.002 9	1.004 6	1.002 8	1.001 3	0.508 14
n ₁	2081	2304	2304	1611	1205	694	512	357	224	107	53
n ₂	1611	694	11	694	406	224	183	155	134	117	54
Очікувана δ	0.003 745	0.005 9922	0.010 881	0.011 983	0.022 972	0.044 928	0.055 915	0.066 893	0.077 896	0.088 973	0.099 403
Зведена на δU	0.033 55	0.010 337	0.012 108	0.020 216	0.009 6995	0.013 776	0.016 9	0.009 4313	0.012 529	0.008 1797	0.016 245
N _{гозг}	3690. 7236	2997. 2299	2313. 7916	2303. 7362	1610. 2425	916.7 488	693.4 937	511.0 81	356.8 533	223.2 551	105.4 132
N _{вух}	3693	2999	2316	2306	1612	919	696	513	359	225	108
Зведена на δN	0.024 706	0.019 211	0.023 969	0.024 569	0.019 074	0.024 433	0.027 201	0.020 827	0.023 299	0.018 938	0.028 075

Для зручності використання результатів моделювання побудуємо узагальнений графік зведених похибок для усього діапазону різниць вхідних напруг (рис.3.18). Графіки для окремих значень різниці – у додатку Д.3.2.

З метою визначення, які саме напруги вважати «близькими» або «віддаленими» за значеннями, і, відповідно, які співвідношення напруг можуть спричинити більшу похибку, провели додаткове моделювання. З його результатами для 10ти розрядного АЦФП логарифма різниці, тобто при заданій $\zeta=0.999$ і $\delta=0.1\%$, вхідні напруги повинні відрізнятися на 7 % у верхній частині діапазону та на 10 % для середини і кінця діапазону перетворення. Так наприклад, при відмінності 10 % для вхідних напруг $U_1=5.5$ В та $U_2=5$ В зведена похибка напруги $\delta U=0.10456=0.1\%$ і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.030064=0.03\%$. При такій же відмінності 10 % у верхній частині діапазону для вхідних напруг $U_1=9.5$ В та $U_2=8.55$ В зведена похибка напруги $\delta U=0.070937=0.07\% < 0.1\%$ і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.021108=0.02\%$. Для вхідних напруг $U_1=9.5$ В та $U_2=8.9$ В у верхній частині

діапазону, тобто при відмінності 7 % зведена похибка напруги $\delta U=0.1134=0.11$ % і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.02369=0.02$ %.

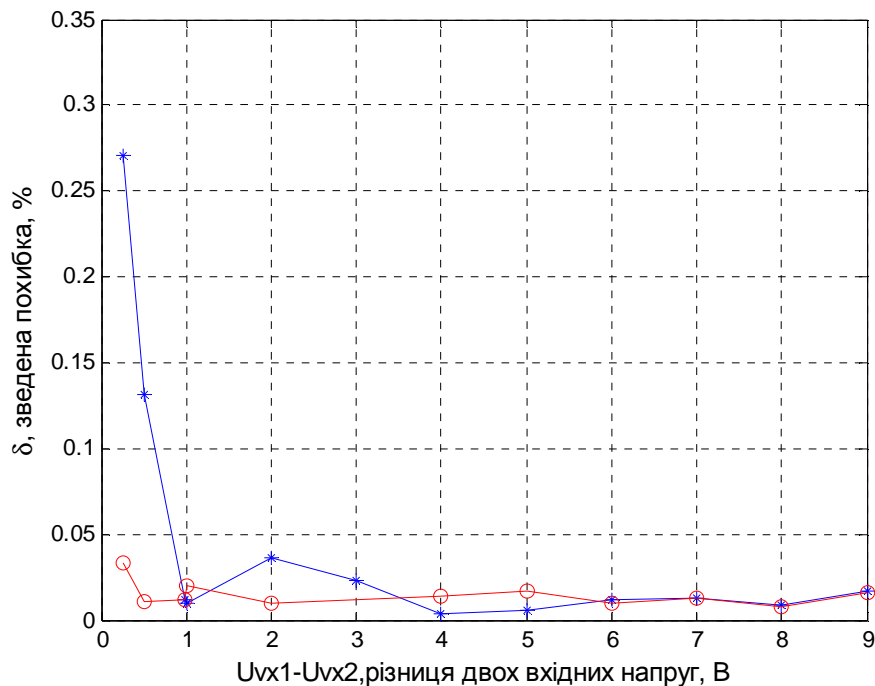


Рис.3.18. Графік зведеної похибки напруги при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

Найбільші значення зведених похибок напруги є для діапазону до 1 В. Проте для різниці вхідних напруг, які відрізняються більше як на 10 %, значення зведених похибок напруги є меншими від 0.05 % (рис.3.18). У діапазоні від 1 В до 3 В і для «близьких» значень вхідних напруг, і для відмінних більше ніж на 10 %, – зведені похибки напруги 10ти розрядного АЦФП логарифму різниці є меншими від 0.05 %, а в діапазоні після 3 В – вони знаходяться в межах 0.01 % – 0.03 % (рис.3.18).

Зауважимо, що похибка вихідного коду для усіх значень різниці у цілому діапазоні перетворення значно менша від заданої 0.1 % і знаходиться у межах 0.014 % – 0.03 % (рис.3.19). Такі значення незначно перевищують похибки 12ти розрядних перетворювачів.

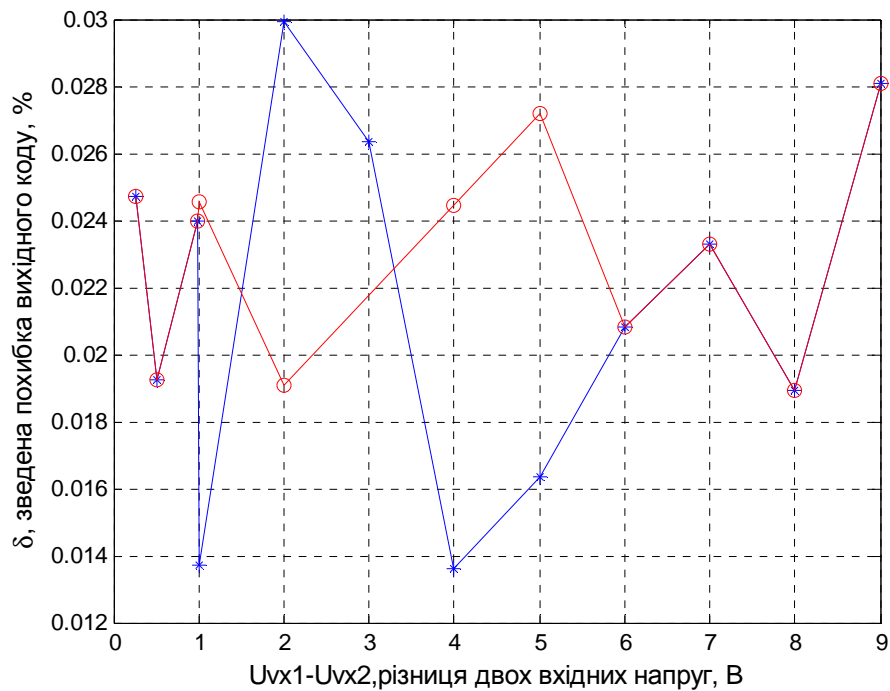


Рис.3.19. Графік зведеної похибки вихідного коду при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

На рис.3.20 показано графіки тривалості перетворення різниці для вхідних напруг, що незначно відрізняються між собою, – синій графік «*», та для різниці напруг, співвідношення між якими є великим, – червоний графік «о». Можемо зробити висновок, що співвідношення між вхідними напругами, від яких береться різниця, суттєвого впливу на тривалість перетворення не має.

Загалом тривалість перетворення у діапазоні до 1 В є в межах 1300 – 3600 дозування або кроки перетворення. Це відповідає 3.25 мс – 9 мс.

Для перевірки правильності припущення, зробленого на основі вище наведених результатів моделювання, що пристрій за запропонованим методом отримання логарифму різниці двох напруг має високу точність при зниженій розрядності, провели аналогічне моделювання для заданої основи логарифмування $\zeta=0.99975$. Що відповідає заданій похибці $\delta=0.025$ % або розрядності 12.

Для забезпечення заданої основи логарифмування $\zeta=0.99975$ потрібні ємності дозуючого $C_D = 1$ нФ та накопичуючого $C_N = 3.9$ мкФ конденсаторів комірки.

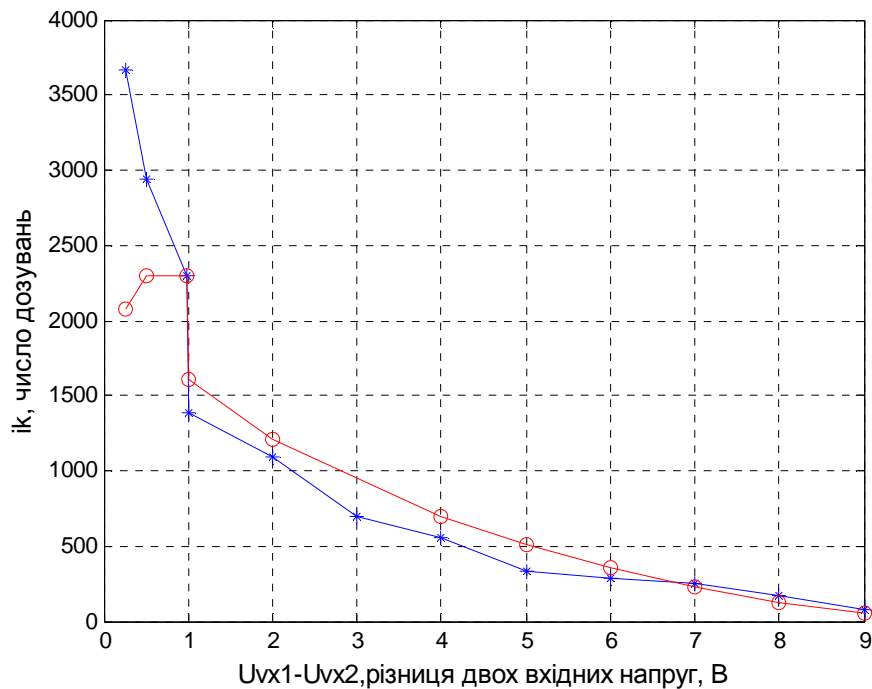


Рис.3.20. Графік тривалості процесу логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

На рис.3.21 наведено логарифмування різниці напруг $U_1 = 5$ В та $U_2 = 1$ В при основі $\zeta=0.99975$. Отримана при цьому зведена похибка напруги 0.004 % при максимальній похибці 0.011 %.

Зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.007$ %. Що є меншим від похибки, властивої 12ти розрядним перетворювачам, і лише трохи більшим від похибки 14ти розрядних перетворювачів.

Тривалість перетворення становить 2767 тактів, що менше від 6.9 мс.

На рис.3.22 наведено логарифмування різниці напруг $U_1 = 9$ В та $U_2 = 1$ В при основі $\zeta=0.99975$. Отримана при цьому зведена похибка напруги 0.004 % при максимальній похибці 0.022 %, а зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.007$ %. Що є меншим від похибки, властивої 12ти розрядним

перетворювачам, і лише трохи більшим від похибки 14ти розрядних перетворювачів.

Тривалість перетворення становить 470 тактів, що менше від 1.2 мс.

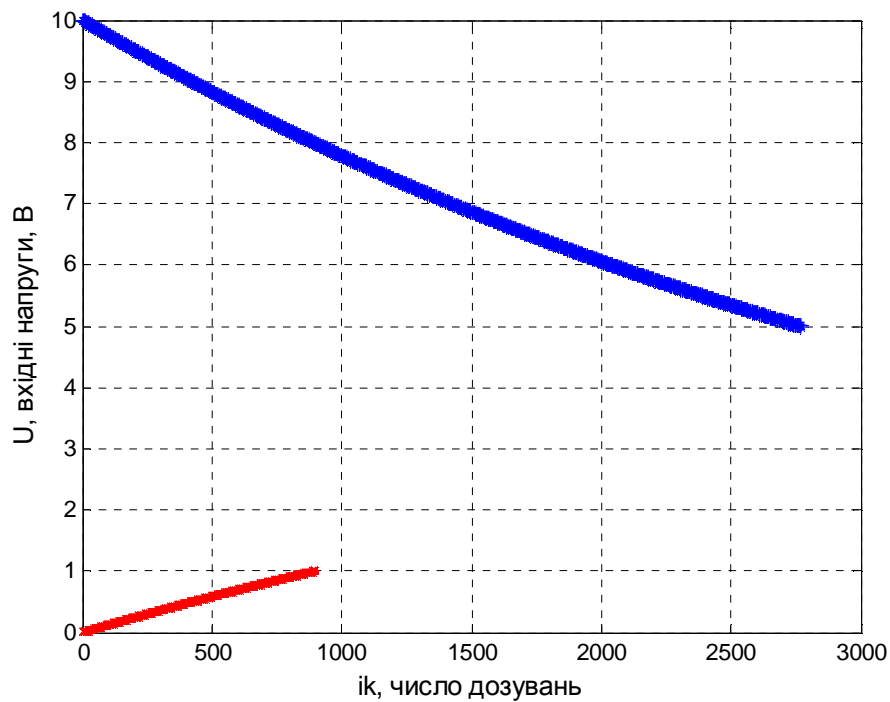


Рис.3.21. Графік логарифмування різниці двох напруг $U_1 = 5$ В та $U_2 = 1$ В для $\zeta=0.99975$

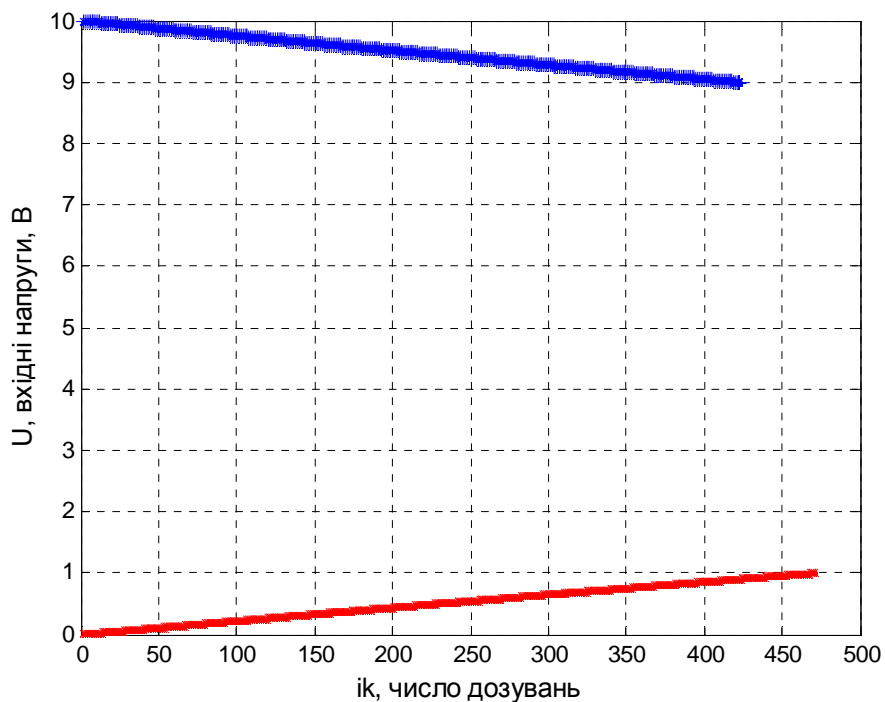


Рис.3.22. Графік логарифмування різниці двох напруг $U_1 = 9$ В та $U_2 = 1$ В для $\zeta=0.99975$

Продовження табл.3.5.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Uk1	1.249 7	0.999 87	0.999 87	1.999 7	2.999 6	4.998 8	5.999 2	6.998 8	7.998 9	8.998 7	9.499 3
Uk2	1	0.500 12	0.001 0019	1.000 2	1.000 5	1.000 5	1.000 6	1.001 3	1.000 3	1.002	0.500 55
n1	8299	9189	9189	6423	4805	2767	2039	1424	891	422	206
n2	6423	2767	4	2767	1619	891	728	616	533	470	215
Очіку вана δ	0.000 93953	0.001 5031	0.002 7306	0.003 0062	0.005 7618	0.011 274	0.014 03	0.016 785	0.019 544	0.022 3	0.024 935
Зведе на δU	0.013 743	0.005 1748	0.001 3589	0.005 1939	0.004 5397	0.004 4884	0.002 7724	0.004 1732	0.001 9211	0.004 0488	0.001 4443
Nrozr	14720 .4734	11954 .4696	9192. 4583	9188. 4658	6422. 462	3656. 4581	2766. 0038	2038. 4496	1423. 3114	890.4 543	420.4 411
Nvux	14723	11957	9194	9191	6425	3659	2768	2041	1425	893	422
Зведе на δN	0.006 8752	0.006 8855	0.004 1952	0.006 8959	0.006 9063	0.006 9166	0.005 4318	0.006 9398	0.004 595	0.006 927	0.004 2418

Для визначення, наскільки близькі вхідні напруги можна перетворювати при 12 розрядах без збільшення значення похибок, провели додаткове моделювання. І встановили, що для 12ти розрядного АЦФП логарифма різниці, тобто при заданій $\zeta=0.99975$ і $\delta=0.025$ %, вхідні напруги повинні відрізнятися на 3 % у верхній частині діапазону та на 5 % для решти діапазону перетворення. Так наприклад, при відмінності 5 % для вхідних напруг $U_1=5.25$ В та $U_2=5$ В зведена похибка напруги $\delta U=0.03$ % і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.0068752=0.007$ %. При такій же відмінності 5 % у верхній частині діапазону для вхідних напруг $U_1=9.45$ В та $U_2=9$ В зведена похибка напруги $\delta U=0.015$ % < 0.025 % і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.0056852=0.006$ %. Для вхідних напруг $U_1=9.5$ В та $U_2=9.2$ В у верхній частині діапазону, тобто при відмінності 3 % зведена похибка напруги $\delta U=0.026$ % і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.005662=0.006$ %. Для значень вхідних напруг $U_1=5.3$ В та $U_2=5$ В, тобто при відхиленні на 6 % зведена похибка напруги $\delta U=0.024$ % і зведена похибка вихідного коду $\delta N_{\text{вих}}=0.005662=0.006$ %.

На рис.3.23 наведено суміщені графіки зведеної похибки напруги при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами. У діапазоні різниць від 1 В до 10 В практично не відрізняються похибки різниці близьких та суттєво

відмінних напруг. Їх значення меншими від 0.006 %. А у діапазоні до 1 В можна виділити область до 0.25 В – у ній зведені похибки напруги для різниці близьких значень можуть досягати 0.096 %. Але для різниці «віддалених» напруг ця похибка не досягає 0.015 %.

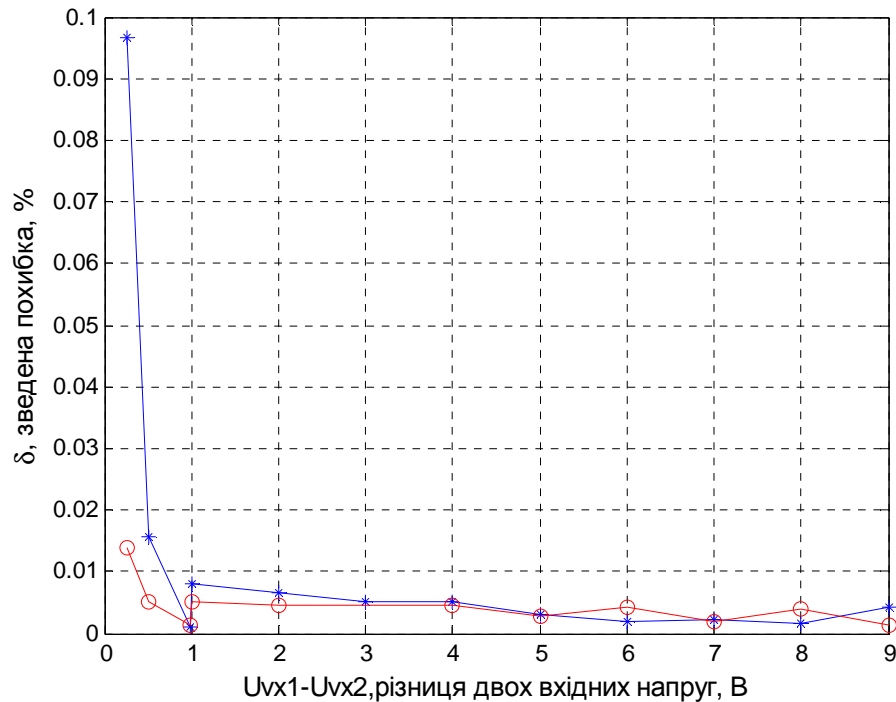


Рис.3.23. Графіки зведеної похибки напруги при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

На рис. 3.24 наведено суміщені графіки зведеної похибки вихідного коду при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами. В усьому діапазоні значення похибки коду для різниці близьких і суттєво відмінних напруг є практично однаковими і меншими від 0.007 %.

На рис.3.25 наведено суміщені графіки тривалості процесу логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами. Порівняно з 10ти розрядним перетворенням тривалість зростає і може досягати 14000 дозувань або 35 мс для різниць близьких напруг у діапазоні до 0.25 В, 11000 дозувань або

27.5 мс у діапазоні до 0.25 В, 9200 дозувань або 23 мс для діапазону до 1 В, у діапазоні після 1 В тривалість не перевищує 4300 дозування або 10.75 мс. Для різниць віддалених напруг у діапазоні до 1 В тривалість перетворення менша від 23мс (9200 дозувань), а на решті діапазону – 12 мс (4800 дозувань).

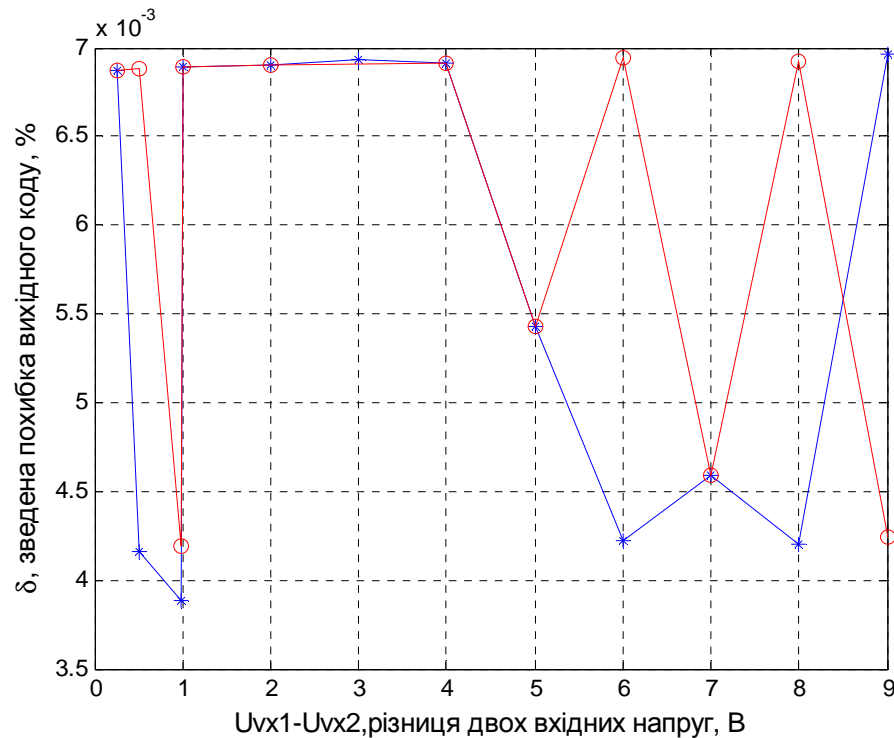


Рис.3.24. Графіки зведеної похибки вихідного коду при логарифмуванні різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

Підсумовуючи можна стверджувати, що запропонований авторкою метод логарифмування різниці двох напруг забезпечує значно точніший результат від традиційного методу. Вибір основи логарифму дозволяє встановити похибку перетворення. Для перетворення великих різниць можна вибирати навіть $\zeta=0.99502$ (що відповідає 9ти розрядам і похибці 0.5%) і отримати похибку на рівні 0.1%.

Для точнішого перетворення варто вибрати основу логарифму $\zeta=0.999$, відповідну 10ти розрядам, або $\zeta=0.99975$, відповідну 12ти розрядам.

Тоді при заданій $\delta=0.1$ % реальна зведена похибка напруги не перевищить 0.3 % в діапазоні різниць до 0.25 В, 0.1 % у діапазоні різниць до 0.5

В і починаючи від різниць 0.99 В до різниць 10 В становитиме 0.01 % – 0.03%. Зведена похибка вихідного коду у всьому діапазоні перетворення становить 0.02 % – 0.04 %.

А при заданій $\delta=0.025$ % реальна зведена похибка напруги не перевищить 0.096 % в діапазоні різниць до 0.25 В, 0.015% у діапазоні різниць до 0.5 В і починаючи від різниць 0.99 В до різниць 10 В становитиме 0.0015 % – 0.005 %. Зведена похибка вихідного коду у цьому випадку знаходиться у межах 0.004 % – 0.007 %.

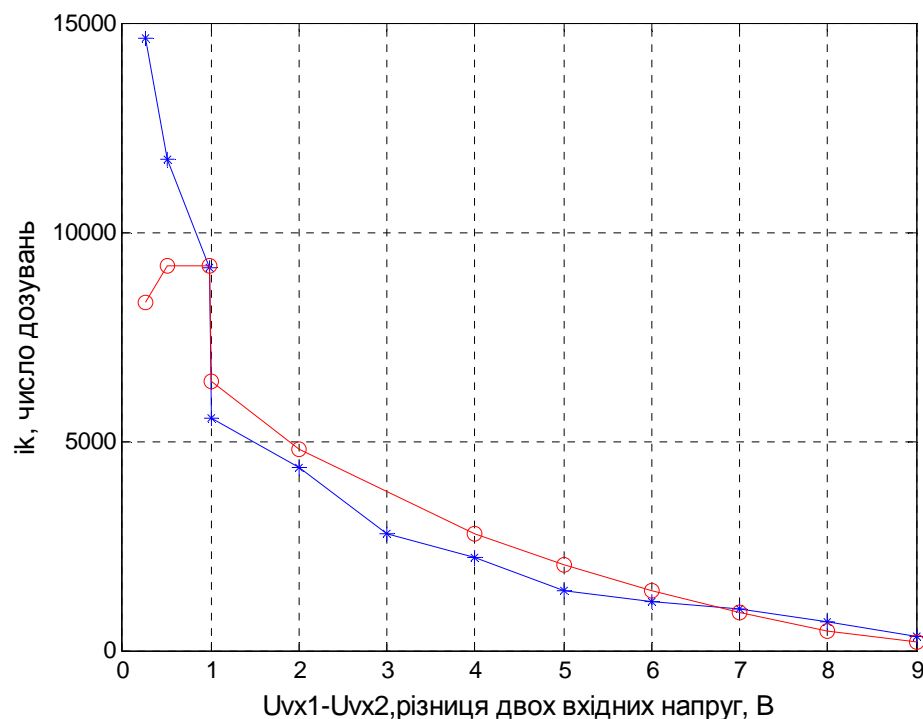


Рис.3.25. Графіки тривалості процесу логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ при великих (червоний о) і малих (синій *) відмінностях між вхідними напругами

Перетворення різниці вхідних напруг, що відрізняються між собою хоча б у два рази, зменшує зведену похибку на порядок.

Отже, досліджуваний перетворювач є високоточним. Оскільки при заданій розрядності 10 ($\zeta=0.999$) перетворення різниць менших від 0.5 В він проводить з похибкою, що практично відповідає похибці при 12ти розрядах, а при заданій розрядності 12 його зведена похибка співмірна з похибкою 14ти

розрядних перетворювачів. За часом перетворення запропонований пристрій можна віднести до перетворювачів із низькою швидкістю.

Таблиця 3.6. Результати моделювання АЦФП, що реалізують запропонований авторкою метод логарифмування різниці двох напруг

тип і кількість $U_{вх}$	реалізовані функції	діапазон $U_{вх}$	задана розрядність (задана δ)	співвідношення U_1/U_2	отримана похибка δU	отримана похибка $\delta N_{вих}$	отриманий час перетворення
1	2	3	4	5	6	7	8
АЦФП, 2 $U_{вх}$	$\log(U_1-U_2)$	1мВ – 10В	10 ($\delta=0.1$ %)	<10 %	$\leq 0.27\%$ у діапазоні 1мВ – 0.5В; 0.1 % у діапазоні 0.5 В – 1 В	0.02 % – 0.03 %	2200 – 3600 дозувань (5.5мс– 9мс) у діапазоні 1мВ – 0.5В; 1300 – 2200 дозувань (3.25мс– 5.5мс) у діапазоні 0.5 В – 1 В
				> 10 %	$\leq 0.04\%$ у діапазоні 1В – 10В		80 – 1300 дозувань (200мс– 3.25мс) у діапазоні 1В – 10В
					$\leq 0.035\%$ у діапазоні 1мВ – 1В	0.02 % – 0.03 %	1600 – 2300 дозувань (4мс– 5.75мс) у діапазоні 1мВ – 1В
					0.01% – 0.02% у діапазоні 1В – 10В		54 – 1200 дозувань (135мс– 3мс) у діапазоні 1В – 10В

Продовження табл.3.6.

1	2	3	4	5	6	7	8
АЦФП, 2 U _{ВХ}	log(U ₁ -U ₂)	1мВ – 10В	12 (δ=0.0 25%)	< 5%	0.096% – 0.007% у діапазоні 1мВ – 1В	0.004 % – 0.007%	14000 – 9200 дозувань (35мс– 23мс) у діапазоні 1мВ – 1В
					0.0015 % – 0.005% у діапазоні 1В – 10В		100 – 4300 дозувань (250мкс– 10.75мс) у діапазоні 1В – 10В
				>5%	0.0014% – 0.005% у діапазоні 1мВ – 1В	0.004 % – 0.007%	6400 – 9100 дозувань (16мс– 22.75мс) у діапазоні 1мВ – 1В
					0.0014% – 0.004% у діапазоні 1В – 10В		215 – 4805 дозувань (538мкс– 12мс) у діапазоні 1В – 10В

Остаточню, порівняємо традиційний та запропонований авторкою методи знаходження логарифму різниці двох напруг (табл. 3.7). Як видно з поданих у таблиці результатів запропонований метод значно переважає за точністю відомий.

Таблиця 3.7. Порівняння традиційного та запропонованого авторкою методів знаходження логарифму різниці двох напруг

Зменшу- ване U1, В	Від`ємник U2, В	Різниця, В	ΔU1 i ΔU2, В	δ при традиційнім обчисленні, $\delta = \frac{\Delta U_1 + \Delta U_2}{R} \cdot 100\%$, %	δ при використанні запропонованого методу, %	
					10 розр (δ ₃ =0.1%), %	12 розр (δ ₃ =0.025%), %
1	2	3	4	5	6	7
9.99	9.00	0.99	0.005	1	δU=0.11	δU=0.0012
			0.001	0.2	δN=0.03	δN=0.004
9.75	9.5	0.25	0.005	4	δU=0.27	δU=0.096
			0.001	0.8	δN=0.025	δN=0.007
9.75	0.75	9	0.005	0.11	δU=0.016	δU=0.004
			0.001	0.022	δN=0.03	δN=0.007
9	2	7	0.005	0.14	δU=0.015	δU=0.002
			0.001	0.03	δN=0.02	δN=0.005

1	2	3	4	5	6	7
7	2	5	0.005	0.2	$\delta U=0.006$	$\delta U=0.003$
			0.001	0.04	$\delta N=0.016$	$\delta N=0.005$
6	3	3	0.005	0.33	$\delta U=0.02$	$\delta U=0.005$
			0.001	0.07	$\delta N=0.026$	$\delta N=0.007$
5.1	5	0.1	0.05	100	$\delta U=0.16$	$\delta U=0.0025$
			0.01	20	$\delta N=0.016$	$\delta N=0.003$
5.10	5.00	0.1	0.005	10	$\delta U=0.16$	$\delta U=0.0025$
			0.001	2	$\delta N=0.016$	$\delta N=0.003$
1.00	0.5	0.5	0.005	2	$\delta U=0.01$	$\delta U=0.005$
			0.001	0.4	$\delta N=0.02$	$\delta N=0.007$
1.25	1	0.25	0.005	4	$\delta U=0.03$	$\delta U=0.014$
			0.001	0.8	$\delta N=0.025$	$\delta N=0.007$
1.01	0.02	0.99	0.005	1.01	$\delta U=0.012$	$\delta U=0.001$
			0.001	0.2	$\delta N=0.024$	$\delta N=0.004$
1	0.01	0.99	0.005	1	$\delta U=0.012$	$\delta U=0.0013$
			0.001	0.2	$\delta N=0.024$	$\delta N=0.004$

3.3. Аналіз похибок та оцінка швидкодії вдосконаленого рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах

Як і класичний рекурентний АЦП [257, 276], запропонований у п.2.3 вдосконалений рекурентний АЦФП є перетворювачем з перерозподілом заряду. Його основа логарифмування пов'язана з похибкою перетворення відповідно до виразів (3.1) та (3.6) [290]. Отже, користувач ще до початку перетворення може вибрати бажану точність [299].

Максимальна кількість еталонних напруг відповідає, як і в класичному рекурентному методі, заданій розрядності вихідного коду.

Відповідно до запропонованих у п.2.3 покращень класичного рекурентного методу аналого-цифрового перетворення, кілька кратне звертання відбуватиметься лише до старшого еталону, як це показано на рис. 2.5б. Такий метод дозволяє скоротити кількість необхідних еталонів, а також підвищити швидкодію перетворення.

Розроблення алгоритму вдосконаленого рекурентного методу. На рис. 3.26 зображено блок-схему алгоритму, розробленого для вдосконаленого рекурентного АЦФП.

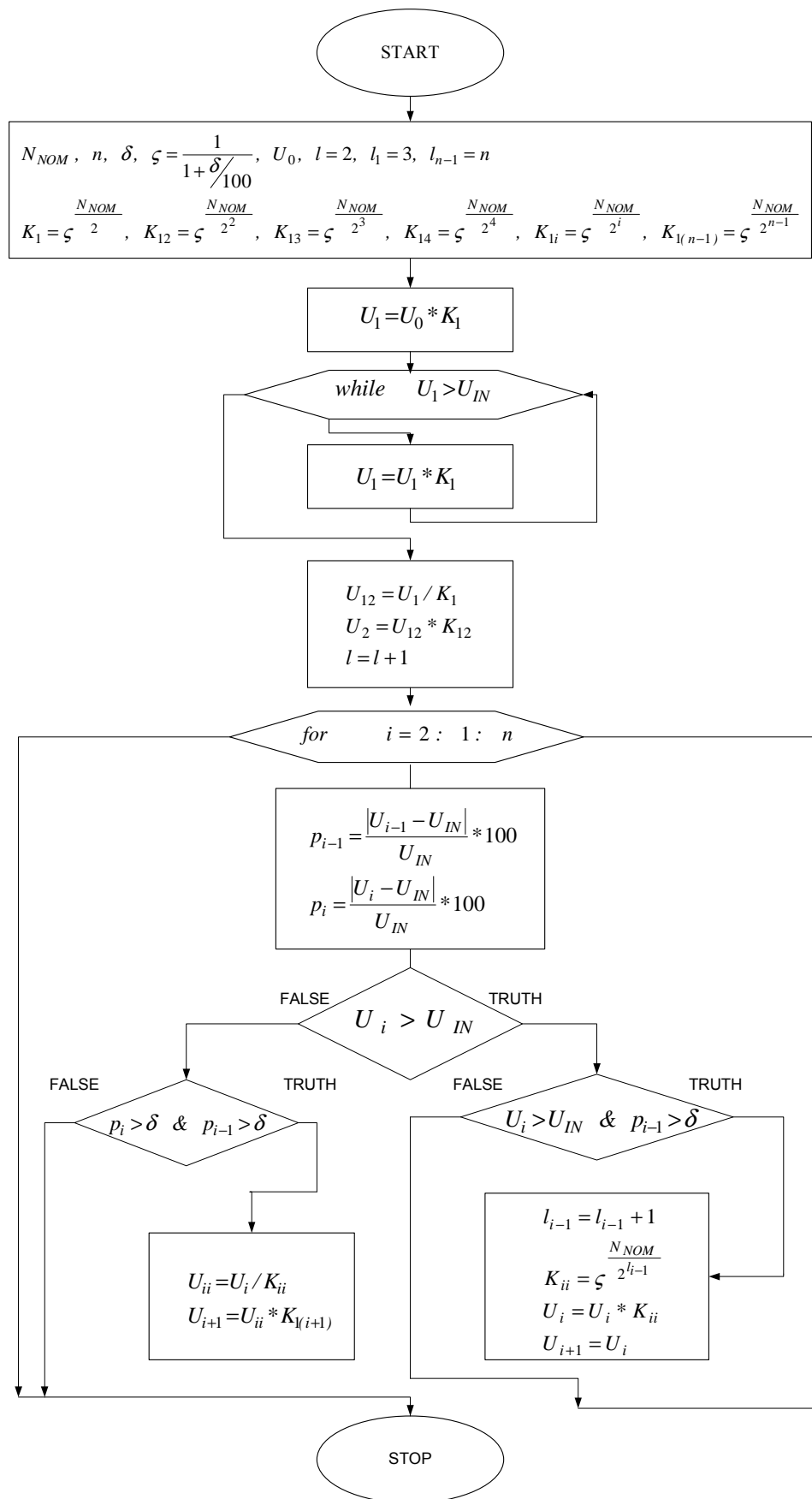


Рис. 3.26. Блок-схема алгоритму вдосконаленого рекурентного методу аналого-цифрового функціонального перетворення

Початковими значеннями для проведення перетворення є: опорна напруга U_0 , задане значення похибки δ , яке встановлюється користувачем, і ряд коефіцієнтів K_i .

За допомогою масштабного підсилювача формується ряд коефіцієнтів K_i . Слід зауважити, що запропонований алгоритм дозволить використовувати не усі еталони для досягнення бажаної точності. На значення коефіцієнтів K_i впливають основа логарифмування ζ та задана розрядність перетворювача відповідним кодом N_H , наприклад, $N_H=256$ для 8ми розрядів, $N_H=1024$ для 10ти. Відповідно до (2.24), (2.31) та (2.33):

$$K_1 = \zeta^{\frac{N_H}{2}}, K_2 = \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}, K_3 = \zeta^{\frac{N_H}{2^3}}, \dots, K_i = \zeta^{\frac{N_H}{2^i}} \quad (3.19)$$

На першому етапі компенсуюча напруга порівнюється з вхідною. Поки вона є більшою, кожна наступне наступне значення отримуємо як добуток попереднього на коефіцієнт K_i . Тобто маємо класичний рекурентний алгоритм.

Максимальну похибку на цьому етапі можна визначити на основі (2.26) – (2.28) за приростом компенсуючої напруги:

$$\Delta U_n = U_4 - U_3 = U_0 * \zeta^{4 * \frac{N_H}{2}} - U_0 * \zeta^{3 * \frac{N_H}{2}} = U_0 * \zeta^{\frac{N_H}{2}} \quad (3.20)$$

i

$$\delta = \frac{\Delta U_n}{U_0} \cdot 100\% = \frac{U_0 * \zeta^{\frac{N_H}{2}}}{U_0} \cdot 100\% = \zeta^{\frac{N_H}{2}} \cdot 100\% \quad (3.21)$$

Як тільки буде зафіксовано перехід через рівень вхідної напруги, то повертаємося на попереднє значення компенсуючої напруги.

І надалі її наступні значення отримуємо домноженням поточного значення на коефіцієнт K_{ii} при компенсуючій напрузі більшій від вхідної. Або домноженням на коефіцієнт K_{ii} при компенсуючій напрузі меншій від вхідної.

Отже, з другого етапу перетворення алгоритм є поєднанням класичного рекурентного та порозрядного.

Це суттєво підвищує швидкодію пристроїв на основі запропонованого методу.

На другому етапі приріст компенсуючої напруги i , відповідно, максимальна похибка, залежатиме від того, які розряди входять до вихідного коду. Як і в класичному рекурентному методі нулі ставляться у тих розрядах, яким відповідали еталонні значення напруги менші від вхідної напруги. Так для прикладу, розглянутого у п.2.3 на рис.2.5б з урахуванням (2.31) – (2.33) приріст компенсуючої напруги:

$$\begin{aligned} \Delta U_n &= U_n - U_{n-1} = U_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot \dots \cdot K_{n-2} \cdot K_{n-1} \cdot (1 - K_n) = \\ &= U_0 \cdot K_1^{N_1} \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4 \cdot \dots \cdot K_{n-2} \cdot K_{n-1} \cdot (1 - K_n) = \\ &= U_0 \cdot \zeta^{N_1} \cdot \frac{N_H}{2} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^3}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^4}} \cdot \dots \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^{n-2}}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^{n-1}}} \cdot (1 - \zeta^{\frac{N_H}{2^n}}), \end{aligned} \quad (3.22)$$

де n – кількість розрядів,

N_H – код, відповідний розрядності,

N_1 – це код, сформований по закінченню першого етапу перетворення.

З урахуванням (2.33) і (2.34) максимальна похибка перетворення:

$$\delta = \frac{\Delta U_n}{U_{n-1}} \cdot 100\% = (1 - K_n) \cdot 100\% = (1 - \zeta^{\frac{N_H}{2^n}}) \cdot 100\%. \quad (3.23)$$

Починаючи з другого етапу перетворення введено перевірку на значення похибки на поточному та попередньому тактах. Це дозволяє зупити процес після досягнення заданої точності та не використовувати увесь ряд коефіцієнтів.

Реальний вихідний код формується відповідно до виразів (2.29), (2.36) та (2.37) за кількістю повторів першого розряду та вагою кожного розряду:

$$N_{\text{вих}} = A_1 \cdot \frac{N_{\text{н}}}{2} + A_2 \cdot \frac{N_{\text{н}}}{2^2} + A_3 \cdot \frac{N_{\text{н}}}{2^3} + \dots + A_i \cdot \frac{N_{\text{н}}}{2^i} + \dots + A_n \cdot \frac{N_{\text{н}}}{2^n} \quad (3.24).$$

Інакше реальний вихідний код можна визначити за функцією перетворення (2.38) підставивши замість вхідної напруги компенсуючу, отриману при моделюванні :

$$N_{\text{вих}} = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log\left(\frac{U_k}{U_0}\right). \quad (3.25)$$

Ідеальне значення вихідного коду визначаємо з виразу (2.38).

Розрахунок реального номінального вихідного коду проводимо аналогічно до (3.7).

Проведені розрахунки та моделювання показали, що значення вихідного коду, отримані за (3.24) та (3.25) є однаковими, або відрізняються несуттєво.

Наприклад, для 10ти розрядного вдосконаленого рекурентного АЦФП номінальне значення вихідного коду $N_{\text{н}}=9214$, а заданій похибці $\delta=0.00625\%$ відповідає основа логарифмування $\zeta=0.99994$ і реальний номінальний код становить $N_{\text{nominal}}=147370$.

Для вхідної напруги $U_{\text{вх}}=8.5\text{ В}$ ідеальне значення вихідного коду за (2.38) $N_{\text{ідвих}}=2600.3841$, вихідний код, обчислений за (3.24) рівний $N_{\text{вих}}=2600$ і відповідно зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.00026066=0.0003\%$, і вихідний код за (3.25) $N_{\text{вих}}=2600$ і зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.00026066=0.0003\%$.

Для вхідної напруги $U_{\text{вх}}=0.5\text{ В}$ ідеальне значення вихідного коду за (2.38) $N_{\text{ідвих}}=47933.2142$, вихідний код, очислений за (3.24) рівний $N_{\text{вих}}=47934$ і відповідно зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.0005332=0.0005\%$, і

вихідний код за (3.25) $N_{\text{вих}}=47932$ і зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.00082393=0.0008\%$.

Для вхідної напруги $U_{\text{вх}}=0.1$ В ідеальне значення вихідного коду за (2.38) $N_{\text{ідвих}}=73685.0255$, вихідний код, очислений за (3.24) рівний $N_{\text{вих}}=73686$ і відповідно зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.00066124=0.0007\%$, і вихідний код за (3.25) $N_{\text{вих}}=73684$ і зведена похибка вихідного коду $\delta_{N_{\text{вих}}}=0.00069589=0.0007\%$.

Отже, відмінності між зведеними похибками вихідного коду при розрахунках за (3.24) і (3.25) не виходять за межі бажаної похибки і реальний вихідний код можна визначати за будь-якою з вказаних формул.

У ході дослідження аналого-цифрового функціонального перетворення за вдосконаленим рекурентним методом побудовані графіки роботи запропонованого АЦФП.

Моделювання проводилося для різних довільних значень вхідної напруги з діапазону від 0 до 10 В, п'ятнадцять з них рівномірно розподілені у цілому діапазоні зміни вхідної напруги, а три – відповідають 1мВ, 10мВ та 100мВ, щоб оцінити можливості розширення динамічного діапазону роботи.

Зазначимо, що опорною напругою було задано 10 В.

Зміну напруги при графічному оформленні результатів моделювання показуємо не лініями, а окремими зірочками. Такий спосіб найповніше відтворює дискретний характер зміни компенсуючої напруги.

Результати моделювання аналого-цифрового перетворення за вдосконаленим рекурентним методом. Основним завданням було підвищити швидкодію логарифмічних АЦФП. Отже, при моделюванні в першу чергу ми звернули увагу на тривалість перетворення.

Моделювання проводилося при вибраному номінальному коді 256, що відповідає 8ми двійковим розрядами, для наперед заданих значень похибки: $\delta = 0.25\%$, $\delta = 0.1\%$, $\delta = 0.05\%$ та $\delta = 0.01\%$. Відомі аналоги, зазвичай, при 8ми двійкових розрядах забезпечують похибку 0.4%. Значення похибок $\delta = 0.1\%$

відповідає 10ти розрядам, а $\delta = 0.01\%$ краще від похибки 13ти розрядного перетворювача.

А також моделювання проводилося при вибраному номінальному кодi 1024, що відповідає 10ми двійковим розрядами, для наперед заданих значень похибки: $\delta = 0.025\%$, $\delta = 0.01\%$, $\delta = 0.00625\%$ та $\delta = 0.0015625\%$. Зазначимо, що зазвичай, відомі аналоги при 10ти двійкових розрядах забезпечують похибку 0.1%, а значення $\delta = 0.00625\%$ та $\delta = 0.0015625\%$ відповідають 14ти та 16ти двійковим розрядам.

Завдяки вдосконаленому рекурентному методу аналого-цифрового перетворення вибираючи певну основу логарифму ζ можна отримати кращу точність порівняно з відомими аналогами. Нами було задано для 8ми розрядного АЦФП $\zeta = 0.9975$ для бажаної похибки $\delta = 0.25\%$, $\zeta = 0.9990$ для бажаної похибки $\delta = 0.1\%$, $\zeta = 0.9995$ для бажаної похибки $\delta = 0.05\%$, $\zeta = 0.99990$ для бажаної похибки $\delta = 0.01\%$. І для 10ти розрядного АЦФП $\zeta = 0.99975$ для бажаної похибки $\delta = 0.025\%$, $\zeta = 0.99990$ для бажаної похибки $\delta = 0.01\%$, $\zeta = 0.99994$ для бажаної похибки $\delta = 0.00625\%$, $\zeta = 0.99998$ для бажаної похибки $\delta = 0.0015625\%$.

Результати моделювання 8ми розрядного вдосконаленого рекурентного АЦФП у вигляді таблиць та графіків наведені у додатку Д.3.3.

На рис.3.27 наведено суміщені графіки зведених похибок напруги, на рис.3.28 – суміщені графіки зведених похибок вихідного коду та на рис.3.29 – суміщені графіки тривалості перетворення.

Зведені похибки напруги для жодного з випадків не перевищили заданого значення. Зведені похибки вихідного коду не лише не перевищують заданого значення похибки – усі вони є меншими, але і для більшості значень вхідної напруги є меншими в десять разів. Зокрема, при заданій похибці 0.25 % зведені похибки вихідного коду знаходяться у межах 0.005 % – 0.026 %, при заданій похибці 0.1 % – у межах 0.002 % – 0.01 %, при заданій похибці 0.05 % – у межах 0.001 % – 0.0097 %, а при заданій похибці 0.05 % – у межах 0.0002 % – 0.0036 %.

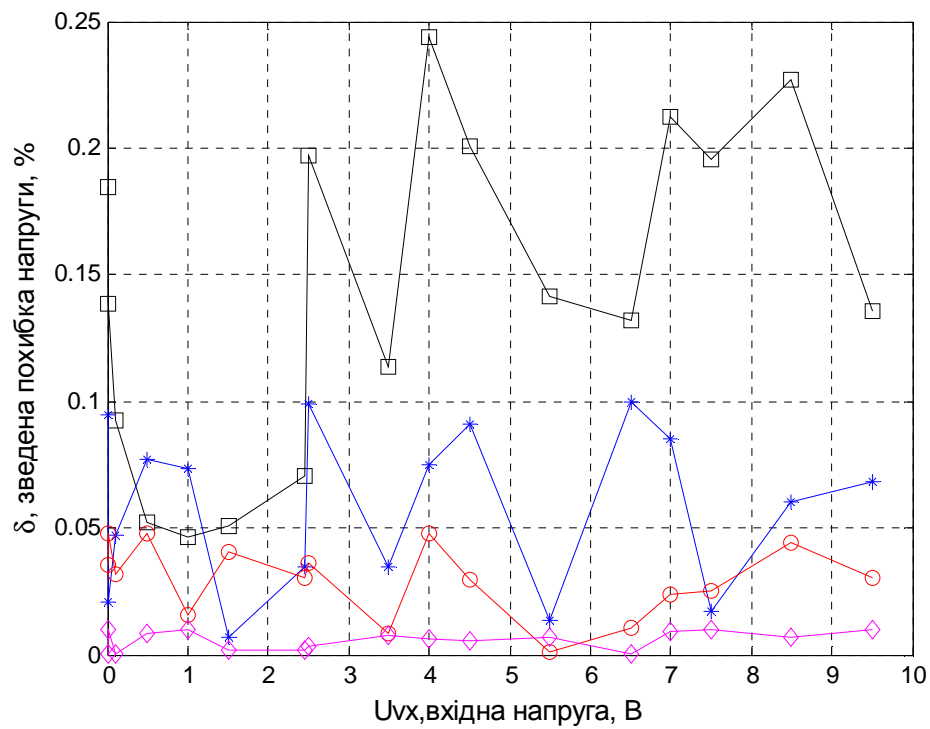


Рис.3.27. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8 та основі логарифмування: $\zeta=0.9975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.9990$ (синій *), $\zeta=0.9995$ (червоний о), $\zeta=0.9999$ (рожевий ромб)

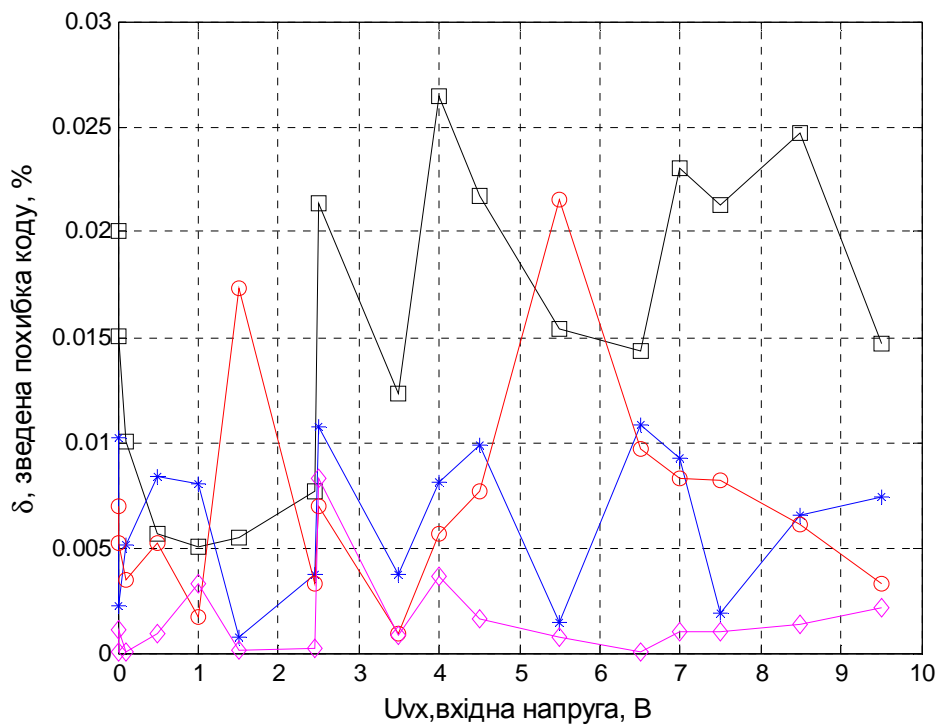


Рис.3.28. Графіки зведеної похибки вихідного коду вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8 та основі логарифмування:

$\zeta=0.9975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.9990$ (синій *), $\zeta=0.9995$ (червоний о),
 $\zeta=0.9999$ (рожевий ромб)

Тривалість перетворення при кожному зменшенні значення заданої похибки вдвічі зростає також у два рази. Наприклад, якщо при $\delta=0.25$ % перетворення відбувалося до 34 дозувань (менше 85 мкс), то при $\delta=0.1$ % – до 78 дозувань (198 мкс), а для $\delta=0.05$ % – до 151 дозування (менше 378 мкс). Але при досягненні максимально можливої точності – є суттєве, в 4 рази, зростання часу перетворення. Для заданої похибки 8ми розрядного АЦФП $\delta=0.01$ % тривалість перетворення зростає до 728 дозувань або 1.82 мс.

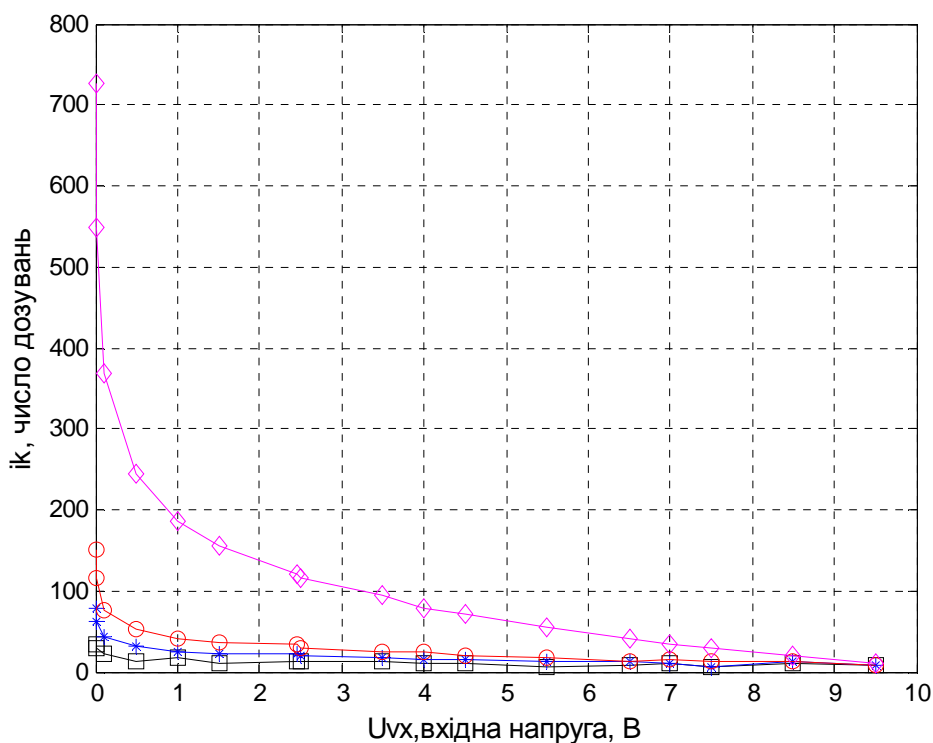


Рис.3.29. Графіки тривалості перетворення вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8 та основі логарифмування: $\zeta=0.9975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.9990$ (синій *), $\zeta=0.9995$ (червоний о), $\zeta=0.9999$ (рожевий ромб)

Зауважимо, що при обмеженні діапазону вхідних напруг, а саме – від 1 В до 10 В, тривалість перетворення значно зменшується. Навіть для найвищої точності (похибка $\delta=0.01$ %) вона менша 200 дозувань або 500 мкс. Для меншої точності, відповідно, ще менша: для $\delta=0.25$ % не перевищує 17 дозувань (42.5

мкс), для $\delta=0.1\%$ – 25 дозувань (62.5 мкс) і для $\delta=0.05\%$ – 42 дозування (105 мкс).

Моделюванням встановлено таку особливість роботи і для 10ти розрядного вдосконаленого рекурентного АЦФП. На рис.3.30 наведено графік перетворення $U_{вх}=2.444$ В, де похибці $\delta=0.025\%$ відповідає графік, утворений «чорним квадратом», похибці $\delta=0.01\%$ – графік, утворений «синім *», похибці $\delta=0.00625\%$ – графік, утворений «червоним о» і похибці $\delta=0.0015625\%$ – графік, утворений «рожевим ромбом».

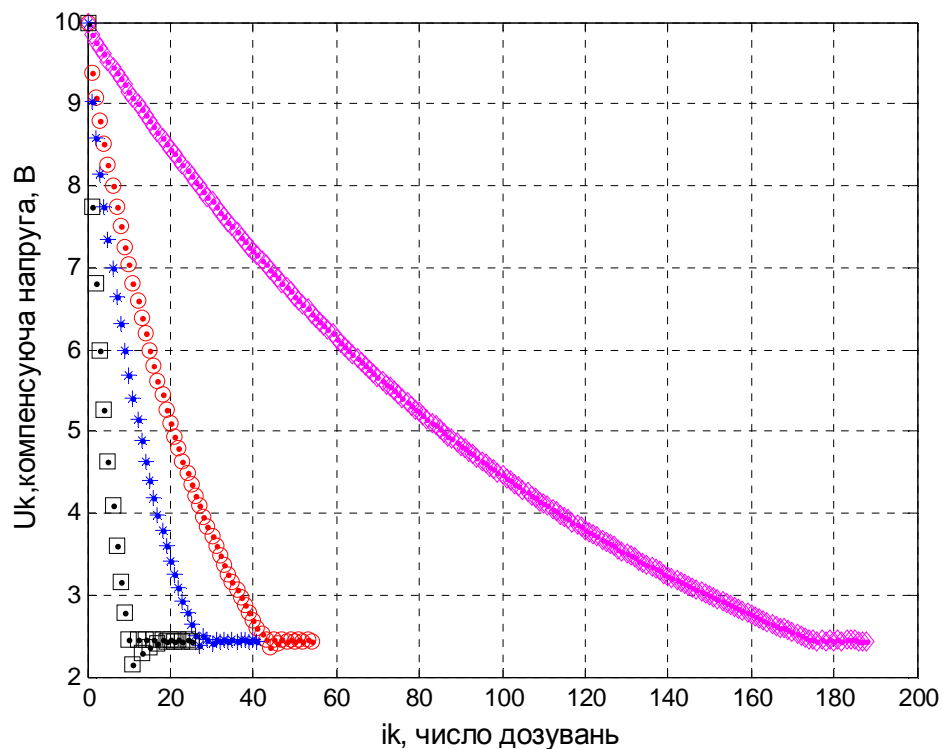


Рис. 3.30. Графіки перетворення $U_{вх}=2.444$ В вдосконаленим рекурентним АЦФП при розрядності 10 та основі логарифмування: $\zeta=0.99975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.99990$ (синій *), $\zeta=0.99994$ (червоний о), $\zeta=0.99998$ (рожевий ромб)

Значення похибки $\delta=0.0015625\%$ відповідає похибці, властивій 16ти розрядним перетворювачам, і є граничним для розробленого вдосконаленого АЦФП з розрядністю 10. При такій заданій похибці значно, майже в 4 рази, зросла тривалість перетворення.

Тому як оптимальне для 10ти розрядного рекурентного АЦФП можна рекомендувати значення заданої похибки $\delta=0.00625\%$.

Графіки роботи запропонованого рекурентного перетворювача для заданої похибки 0.00625% для окремих значень вхідної напруги наведені на рис.3.31.

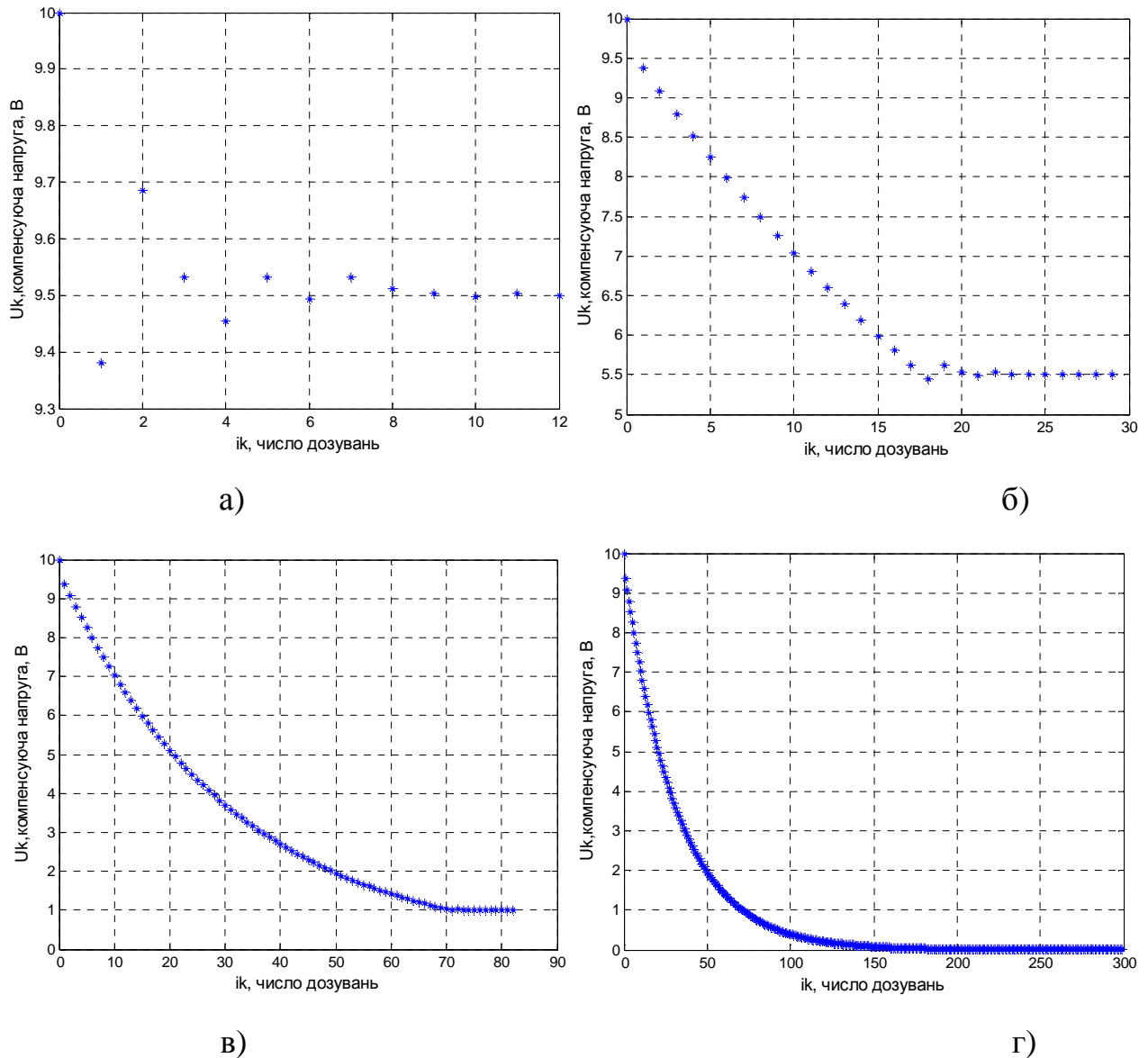


Рис. 3.31. Графіки роботи АЦП за вдосконаленим рекурентним методом для заданої похибки 0.00625% при значеннях вхідної напруги:

а – $U_{\text{вх}} = 9.5 \text{ В}$; б – $U_{\text{вх}} = 5.5 \text{ В}$; в – $U_{\text{вх}} = 1 \text{ В}$; г – $U_{\text{вх}} = 0.001 \text{ В}$

На них бачимо, що чим значення вхідної напруги є ближчим до опорної, тим менша кількість кроків на першому етапі із звертанням до першого

еталону. Наприклад, для $U_{вх} = 9.5 \text{ В}$ є 1 крок (рис. 3.41а), для $U_{вх} = 5.5 \text{ В}$ є 18 кроків (рис. 3.41б), для $U_{вх} = 1 \text{ В}$ та для $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$ відповідно 71 крок (рис. 3.41в) та 287 кроків (рис. 3.41г).

На другому етапі перетворення щотакту відбувається зміна коефіцієнта i , відповідно, зміна кроку наближення до значення вхідної напруги. Процес перетворення став аналогічним до порозрядного врівноваження (порозрядного кодування).

Зміна в часі зведених похибок для кожного з досліджуваних значень вхідної напруги відповідає суті методу перетворення. На першому етапі похибки більші, а надалі щотакту зменшуються.

Результати моделювання 10ти розрядного вдосконаленого рекурентного АЦФП у вигляді таблиць та графіків наведені у додатку Д.3.3.

На рис.3.32 наведено суміщені графіки зведених похибок напруги, на рис.3.33 – суміщені графіки зведених похибок вихідного коду та на рис.3.34 – суміщені графіки тривалості перетворення.

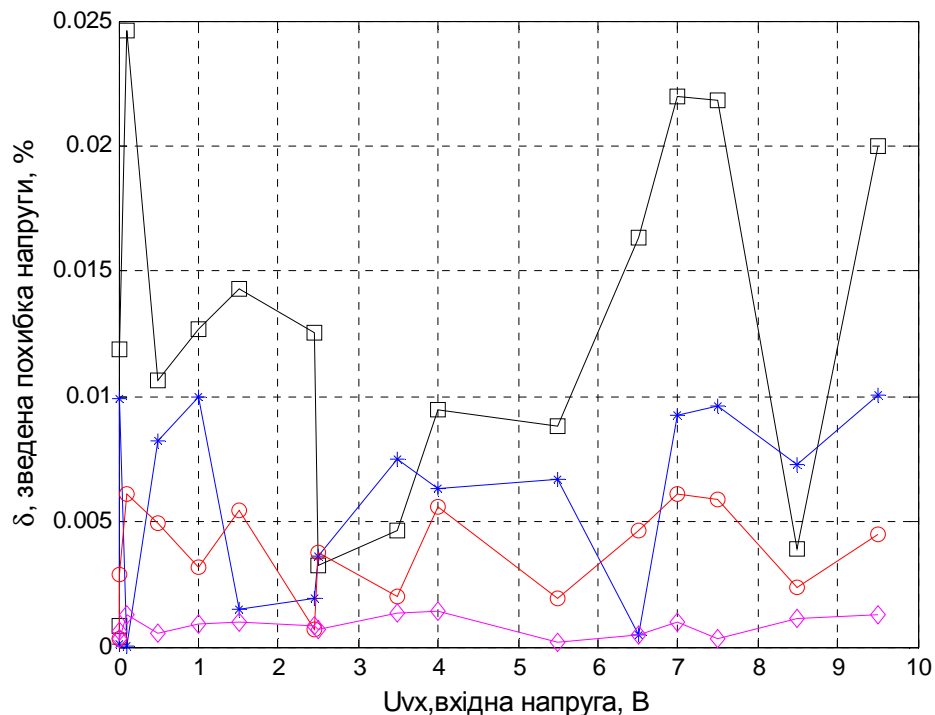


Рис.3.32. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 10 та основі логарифмування: $\zeta=0.99975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.99990$ (синій *), $\zeta=0.99994$ (червоний о), $\zeta=0.99998$ (рожевий ромб)

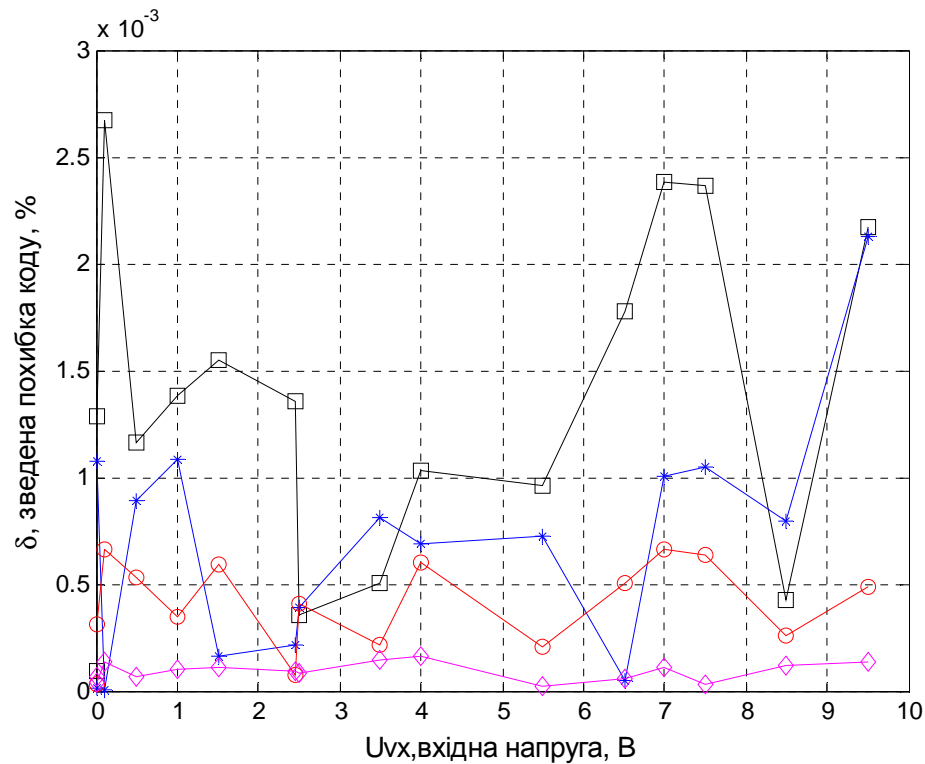


Рис.3.33. Графіки зведеної похибки вихідного коду вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 10 та основі логарифмування: $\zeta=0.99975$ (чорний квадрат), $\zeta=0.99990$ (синій *), $\zeta=0.99994$ (червоний о), $\zeta=0.99998$ (рожевий ромб)

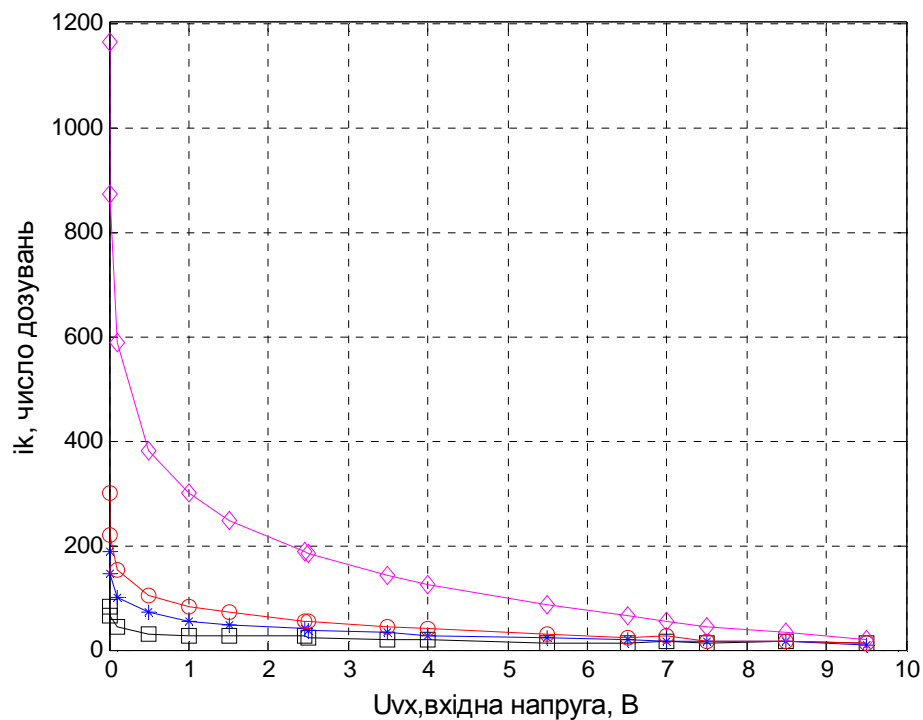


Рис.3.34. Графіки тривалості перетворення вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 10 та основі логарифмування: $\zeta=0.99975$ (чорний

квадрат), $\zeta=0.99990$ (синій *), $\zeta=0.99994$ (червоний o), $\zeta=0.99998$ (рожевий ромб)

Результати моделювання АЦФП на основі запропонованого авторкою вдосконаленого рекурентного методу логарифмування, наведені в таблиці 3.8.

Як і для 8ми розрядного рекурентного АЦФП, при моделюванні 10ти розрядного перетворювача отримали значно вищу точність порівняно із властивою для аналогів такої ж розрядності. Жодна з зведених похибок напруги не перевищує заданого значення, а зведені похибки вихідного коду майже в 10 разів від заданої. Наприклад, при заданій похибці $\delta=0.00625$ % зведені похибки напруги знаходяться в межах 0.002 % – 0.01 %, зведені похибки вихідного коду – від 0.0001 % до 0.0007 % при часі перетворення 12 – 299 дозувань (30 мкс – 747.5 мкс). Зауважимо, що при перетворенні вхідних напруг від 1 В до 10 В тривалість перетворення не перевищуватиме 12 – 82 дозування або 30 мкс – 205 мкс. Беручи до уваги, що перетворення із заданою похибкою $\delta=0.01$ % відбувалося протягом 10 – 189 дозувань (25 мкс – 472.5 мкс) для діапазону 1 мВ – 10 В і 10 – 53 дозування (25 мкс – 132.5 мкс) при обмеженні діапазону знизу 1 В, то можна зробити висновок, що із підвищенням точності вдвічі в рази зростає тривалість перетворення. При досягненні граничної точності, яка для 10ти розрядного рекурентного АЦФП за похибкою 0.0015625 % відповідає 16ти розрядам, тривалість зростає одразу в 4 рази – до 299 дозувань (747.5 мкс) в діапазоні 1 В – 10 В і до 1164 дозування (2.91 мс) при перетворенні вхідних напруг від 1 мВ до 1 В.

Підсумовуючи, можна стверджувати, що розроблений алгоритм вдосконаленого рекурентного методу аналого-цифрового функціонального перетворення має такі переваги:

- бажана точність визначається основою логарифму і може бути задана користувачем ще до початку роботи;
- отримано підвищену точність при зменшеній розрядності;
- підвищено швидкодію порівняно з відомими аналогами.

Моделюванням встановлено що, якщо пріоритетом є швидкодія:

– для 8ми розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.9975 похибку напруги меншу від 0.25 % і похибку вихідного коду меншу від 0.026 % при часі перетворення меншому від 85 мкс; і для основи логарифма 0.9990 похибку напруги меншу від 0.1 % і похибку вихідного коду меншу від 0.01 % при часі перетворення меншому від 195 мкс;

– для 10ти розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.99975 похибку напруги меншу від 0.025 % і похибку вихідного коду меншу від 0.003 % при часі перетворення меншому від 203 мкс; і для основи логарифма 0.9999 похибку напруги меншу від 0.01 % і похибку вихідного коду меншу від 0.002 % при часі перетворення меншому від 473 мкс;

– не тільки швидкодія, але й точність перетворення вдосконаленого рекурентного АЦФП є вищою від аналогів у 5 разів.

Моделюванням встановлено що, якщо пріоритетом є підвищення точності, то можна досягнути підвищення на 4 або 6 розрядів. Оптимальним за співвідношенням точність – швидкодія можна вважати саме підвищення точності на 4 розряди.

3.4. Аналіз похибок та оцінка швидкодії покращеного аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах із змінною основою логарифма

Отримати зміну основи логарифма можна різними способами. Наприклад, зміною опорної напруги конденсаторної комірки. Нами показано, що цей метод не дозволяє наперед спрогнозувати тривалість перетворення, вимагає додаткової комірки для запам'ятовування значення напруги. Тому технологічнішим та прогнозованішим є спосіб зміни основи логарифма зміною співвідношення ємностей у конденсаторній комірці [286, 301].

Розробка алгоритмів аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифма співвідношенням ємностей [300].

Особливості процесу перетворення. Висота сходинки зміни напруги на накопичуючому конденсаторі визначає похибку перетворення. Кількість сходинок напруги на накопичуючому конденсаторі U_{CN} залежить від співвідношення вхідної та опорної напруг, а також від основи логарифма ζ яка, в свою чергу, залежить від значень ємностей накопичуючого та дозуючого конденсаторів. Висота кожної сходинки визначається з основи логарифму та початкового значення напруги. Оскільки основною ідеєю роботи є збільшення швидкодії перетворювачів на конденсаторних комірках, то спочатку досягаємо значення вхідної напруги великими сходинками U_{CN} . А на наступних піддіапазонах зменшуємо висоту сходинки до отримання бажаного значення похибки. Отже, для оцінки метрологічних характеристик перетворювачів необхідно дослідити, як змінюється висота сходинки від зміни співвідношення ємностей накопичуючого та дозуючого конденсаторів.

Таблиця 3.8. Результати моделювання АЦФП, що реалізують запропонований авторкою вдосконалений рекурентний метод логарифмування

тип АЦФП, кількість $U_{вх}$	реалізувані функції	діапазон вхідних напруг	задана розрядність, задана похибка %	отримана δU , %	отримана $\delta N_{вих}$, %	отриманий час перетворення	
1	2	3	4	5	6	7	
рекурентний 1 $U_{вх}$	*, x^N	1мВ– 10В	8	0.25%, $\zeta=0.99$ 75	0.05 %– 0.24%	0.005 % – 0.026 %	9 – 34 дозування (22.5 мкс – 85 мкс)
				0.1%, $\zeta=0.99$ 90	0.02% – 0.099%	0.002 % – 0.01 %	8 – 78 дозувань (20 мкс – 195 мкс)
				0.05%, $\zeta=0.99$ 95	0.01 % – 0.05 %	0.001 % – 0.0097 %	9 – 151 дозувань (22.5 мкс – 377.5 мкс)
				0.01%, $\zeta=0.99$ 99	0.0004 % – 0.00997 %	0.0002 % – 0.0036 %	11 – 727 дозувань (27.5 мкс – 1.82 мс)

Продовження таблиці 3.8

1	2	3	4	5	6	7	
рекурентний 1 $U_{вх}$	*, x^N	1мВ– 10В	10	0.025% , $\zeta=0.99$ 975	0.003 % – 0.025 %	0.0005 % – 0.003 %	12 – 81 дозування (30 мкс – 202.5 мкс)
				0.01%, $\zeta=0.99$ 99	0.002 % – 0.01 %	0.0002 % – 0.002 %	10 – 189 дозувань (25 мкс – 472.5 мкс)
				0.0062 5%, $\zeta=0.99$ 994	0.001 % – 0.006 %	0.0001 % – 0.0007 %	12 – 299 дозувань (30 мкс – 747.5 мкс)
				0.0015 625%, $\zeta=0.99$ 998	0.0002 % – 0.0015 %	0.00001 % – 0.00015%	19 – 299 дозувань в діапазоні 1 В – 10 В (47.5 мкс – 747.5 мкс) 300 – 1164 дозування в діапазоні 1 мВ – 1 В (750 мкс – 2.91 мс)

Змінювати напругу на накопичуючому конденсаторі можна по-різному. Наприклад, покрокова зміна від більшого до меншого – це спадна розгортка. Спадна розгортка відповідає процесу перерозподілу заряду. А якщо напругу на кожному такті збільшувати – це зростаюча розгортка. Вона відповідає процесу накопичення заряду у конденсаторній комірці. Зауважимо, що при накопиченні заряду для отримання ідеальної логарифмічної характеристики перетворення слід застосувати активні конденсаторні комірки. А для перерозподілу заряду комірки можуть бути пасивними.

На кожному піддіапазоні буде n_k кількість перемикачів ключа між накопичуючим і дозуючим конденсаторами комірки. Кількість перемикачів цього ключа відповідає кількості сходинок піддіапазону. Відповідно, час перетворення усього пристрою можна буде знайти як суму добутків кількості перемикачів n_k на період повторення тактових імпульсів.

Весь діапазон зміни напруги U_{CN} приймемо від 0 до 10 В і для спадної розгортки як початкове значення прийматимемо 10 В, а для зростаючої 0,001 В.

При визначенні вихідного коду перетворення будемо також враховувати вагу кожного розряду v_k і результат перетворення відповідатиме сумі добутків числа дозувань n_k на відповідну вагу v_k .

Особливістю формування розгортки для АЦФП зі зміною основи логарифму шляхом зміни співвідношення ємностей буде задання користувачем наперед певної, фіксованої і однакової на кожному піддіапазоні перетворення кількості дозувань n_k , яка відповідатиме числу сходинок. Необхідне значення основи логарифма можна буде обчислювати як співвідношення вхідної та початкової на кожному піддіапазоні напруг у степені $1/n_k$:

$$\zeta = \left(\frac{U_{IN}}{U_{B_i}} \right)^{1/n_k} \quad (3.26)$$

Принцип формування розгортки є простим для програмної реалізації і захищеним від можливих зациклень програми.

При складанні алгоритмів зміни основи логарифму зміною співвідношення ємностей [300] як початкові значення вибираємо кількість перемикачів. Кожна програма містить також два цикли: зовнішній по числу піддіапазонів m і внутрішній з перевіркою значення компенсуючої напруги відносно вхідної. Перевагою такого алгоритму є фіксована кількість кроків внутрішнього циклу рівна n_{k+1} .

Алгоритм аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму та односторонньою спадною розгорткою. Задаємо число піддіапазонів $D_1, D_2, D_3, \dots, D_m$, мінімальне та максимальне значення вхідної напруги, а також

початкове значення компенсуючої напруги, для спадної розгортки воно рівне максимальному значенню усього діапазону вимірювань [300].

Якщо компенсуюча більша від вхідної – тоді робимо 10 сходинок зверху вниз. Після моменту рівності з U_{IN} переприсвоюємо значення. Як мінімум вхідної напруги беремо нижню межу останньої сходинки. Як максимум вхідної напруги беремо верхню межу останньої сходинки. І за початкове значення для наступного піддіапазону беремо нове максимальне значення. Обчислюємо нове значення основи логарифму для зменшення висоти сходинки. Знову перевіряєм $U_k > U_{IN}$ і робимо наступні 10 сходинок зверху вниз. Зауважимо, що верхня межа останньої сходинки є фактично передостаннім тобто $k-1$ значенням компенсуючої напруги. А відповідно мінімальна межа – це останнє k -те значення U_k . Епюри напруг, що пояснюють роботу перетворювача зі змінною основою логарифму та спадною розгорткою наведені у додатку.

Розроблений алгоритм для змінної основи логарифму та спадної розгортки наведено на рис. 3.36.

Алгоритм зі спадною розгорткою доцільно застосовувати при великих значеннях вхідної напруги. Оскільки перетворення відбувається кроками зверху вниз, то саме тоді отримаємо найшвидше досягнення бажаного значення.

Алгоритм аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму та односторонньою зростаючою розгорткою. Формування зростаючої розгортки відповідає процесу накопичення заряду в конденсаторних комірках. Робота алгоритму аналогічна як і для спадної розгортки [300], але інакшим буде початкове значення опорної напруги – воно наближається до мінімального значення, оскільки треба зробити сходинки знизу догори. Епюри напруг, що пояснюють роботу перетворювача зі змінною основою логарифму та зростаючою розгорткою наведені у додатку.

Розроблений алгоритм із зростаючою розгорткою (рис. 3.37) відрізнятиметься від попереднього умовою у внутрішньому циклі $U_k < U_{IN}$, а також тим, що початкове значення на наступному піддіапазоні буде дорівнювати нижній межі останньої сходинки.

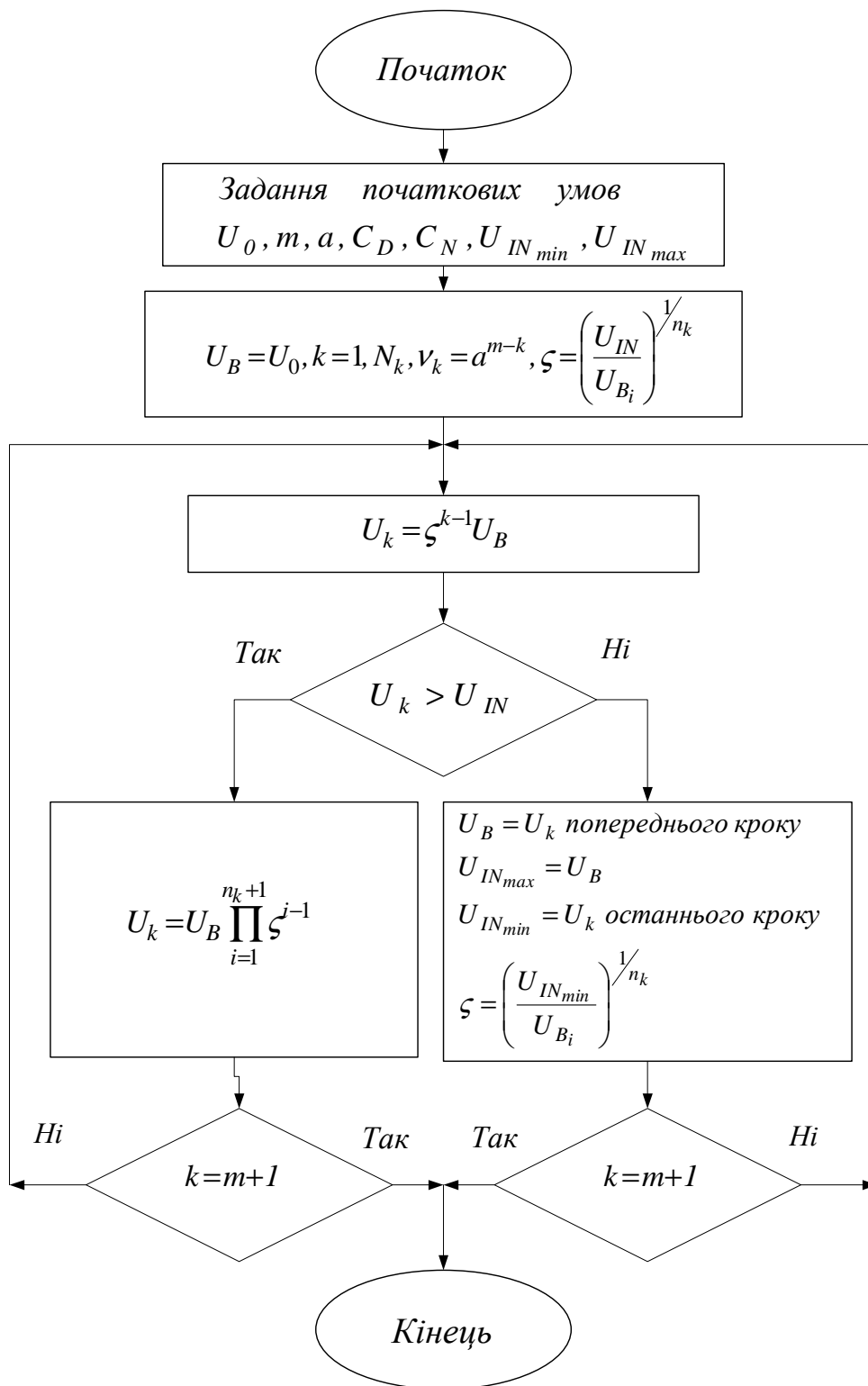


Рис. 3.36. Алгоритм перетворення із зміною основи логарифму співвідношенням емпностей та односторонньою спадною розгорткою

Алгоритм зростаючої розгортки доцільно застосовувати, якщо прогнозоване значення вхідної напруги є невеликим. Тому що перетворення відбувається кроками знизу догори.

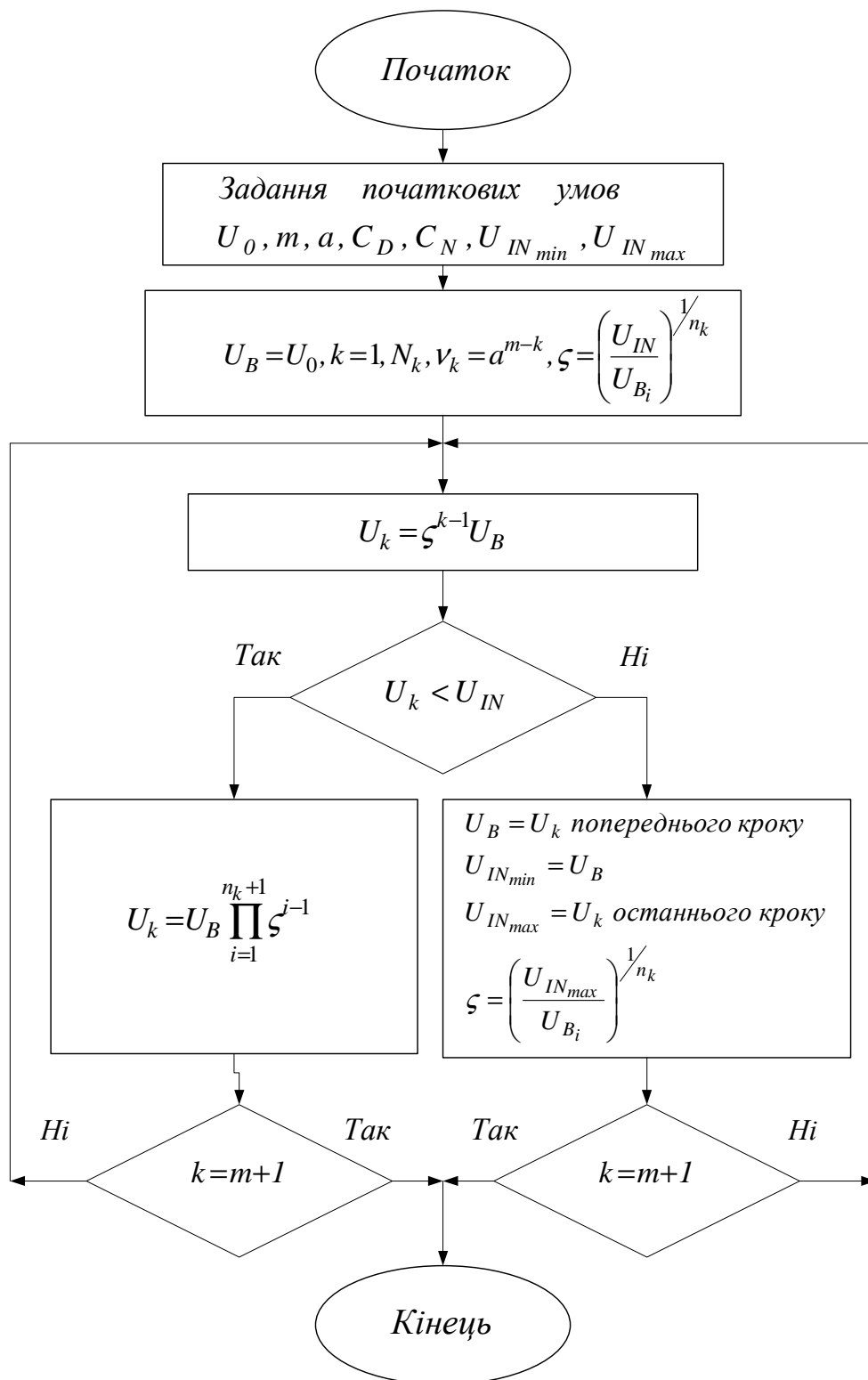


Рис. 3. 37. Алгоритм перетворення із зміною основи логарифму співвідношенням ємностей та односторонньою зростаючою розгорткою

Алгоритм аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму та двосторонньою розгорткою. Цікавою ідеєю є поєднання спадної і зростаючої розгортки. Таким чином можна буде прискорити перетворення і спростити

перепризначення максимальних та мінімальних значень кожного піддіапазонів. Початковим значенням компенсуючої напруги на кожному піддіапазоні буде останнє значення у попередньому піддіапазоні.

При кожній зміні піддіапазону змінюватиметься основа логарифму для зменшення висоти сходинки [300]. Епюри напруг, що пояснюють роботу перетворювача зі змінною основою логарифму та зростаючою розгорткою наведені у додатку.

Формування вихідного коду є особливим для перетворення зі зміною основи логарифму та двосторонньою розгорткою. До нього входимуть добутки числа дозувань на вагу відповідного діапазону по чергово зі знаком «+» для спадної розгортки і зі знаком «-» для зростаючої.

Як видно з функцій перетворення (2.63) та алгоритму роботи, задаючи певне значення основи логарифму ζ_i на i -піддіапазоні, якщо збільшувати вагу піддіапазону v_i – то можна зменшити число кроків n_i , тобто підвищити швидкодію розроблюваних перетворювачів. Натомість якщо збільшувати число піддіапазонів, – то можна зменшити висоту окремої сходинки характеристики перетворення i , відповідно, значення похибки, тобто підвищити точність перетворення.

Висота сходинки перетворення встановлює максимальне значення абсолютної похибки. Її значення визначається різницею двох сусідніх рівнів компенсуючої напруги. Наприклад, при десяти кроках на кожному піддіапазоні, відповідно до виразів (2.57) та (2.59) сусідні рівні U_k :

$$U_{k_{i10}} = \zeta_i^{10} U_{B_i} \quad (3.27)$$

$$U_{k_{i9}} = \zeta_i^9 U_{B_i} \quad (3.28)$$

$$\Delta U = U_{k_{i9}} - U_{k_{i10}} = (\zeta_i^9 - \zeta_i^{10}) U_{B_i} \quad (3.29)$$

Опорне значення напруги U_{B_i} зменшується з кожним піддіапазоном згідно з (2.56). Воно задає межі перетворення.

На першому піддіапазоні D_1 десятьма кроками ділиться весь діапазон перетворення від 0 до 10 В . Тому абсолютна похибка становить одиниці вольт, а зведена похибка буде порядку 10 % .

Другий піддіапазон D_2 зводиться до останньої сходинки перетворення D_1 , тобто одиниць Вольт. Тому зведена похибка зменшиться до порядку 1 % . Аналогічно, на третьому – до порядку 0,1 % і на четвертому – до порядку 0,01 % .

Розроблений алгоритм для перетворення зі змінною основою логарифму та двосторонньою розгорткою наведений на рис. 3.38.

Остаточно, після закінчення перетворення у лічильнику результату буде записано логарифм N вхідного сигналу U_{IN} згідно виразу (2.63).

Отже, алгоритм двосторонньої розгортки поєднує в собі спадну і зростаючу розгортки. У ньому переприсвоєння початкових значень на кожному піддіапазоні є зрозумілішим і простішим. Його єдине ускладнення наступне. Вихідний код перетворення формується по чергово з різними знаками.

Результати моделювання

У ході дослідження аналого-цифрового функціонального перетворення зі зміною основи логарифма побудовані графіки АЦП зі зміною основи логарифма шляхом зміни співвідношення ємностей.

Моделювання проводилося для різних довільних значень вхідної напруги з діапазону від 0 до 10 В, кількістю не менше п'ятнадцяти та рівномірно розподілених у цілому діапазоні зміни вхідної напруги, щоб впевнитися у правильності розроблених алгоритмів перетворення.

Максимальне число дозувань на кожному з піддіапазонів n_k , а поточне число позначаємо i_k .

Зміну напруги при графічному оформленні результатів моделювання показуємо не лініями, а окремими зірочками. Такий спосіб найповніше відтворює дискретний характер зміни компенсуючої напруги.

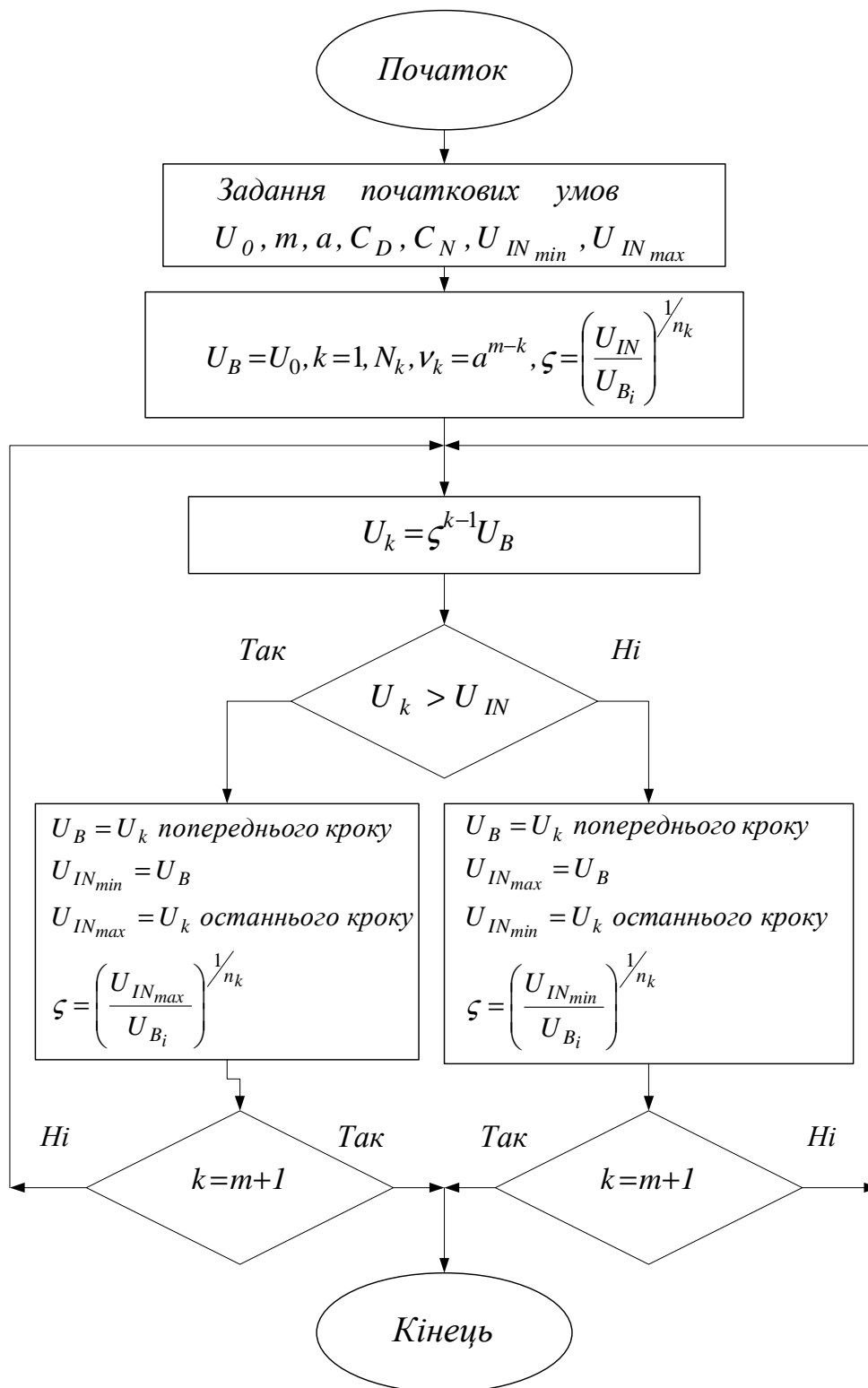


Рис. 3.38. Алгоритм перетворення із зміною основи логарифму співвідношенням ємностей та двосторонньою розгорткою

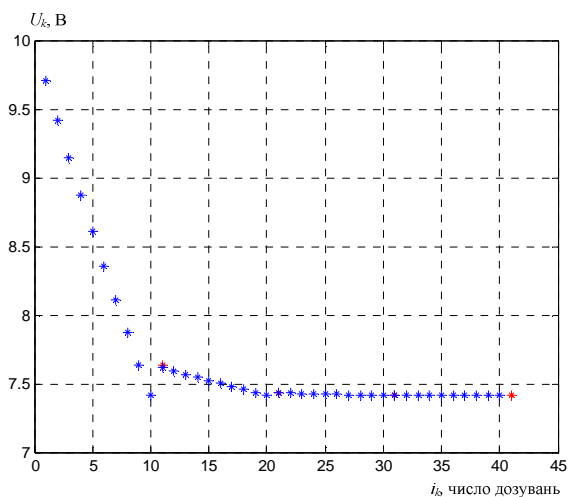
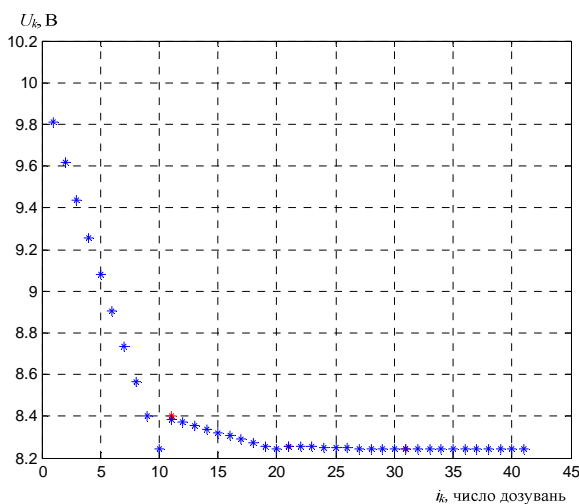
На графіках можливі «порожні» ділянки відповідають досягненню значення вхідної напруги менше ніж за 10 кроків – дозувань. Причому для цього піддіапазону точність вже є максимальною. Таке зображення зумовлене

особливостями відображення графіків оболонкою моделювання, і аж ніяк не тривалістю реального перетворення у конденсаторній комірці.

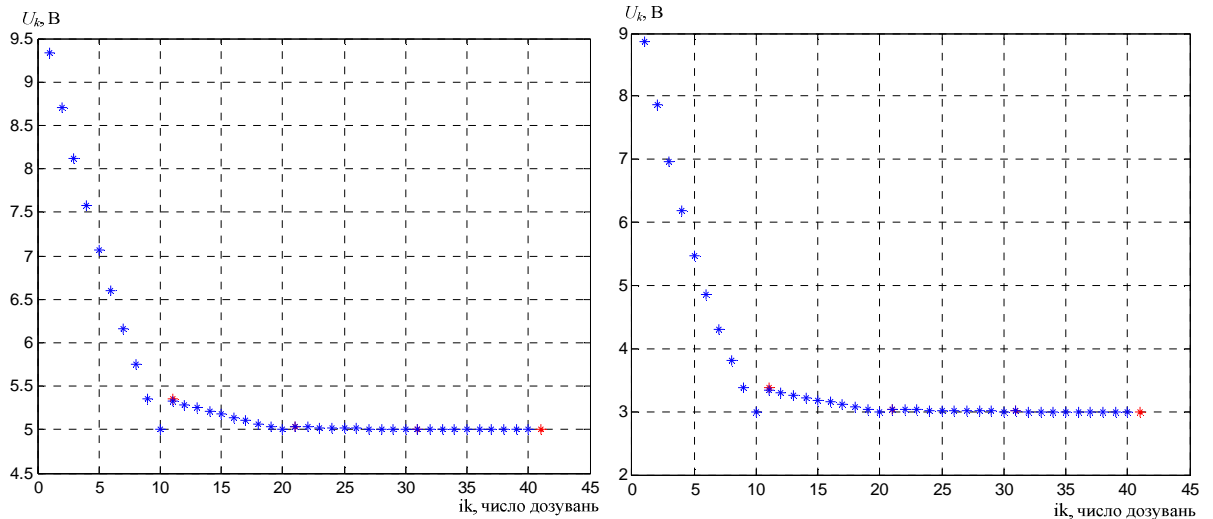
Якщо бажана точність досягнута ще до перетворення на певному піддіапазоні, то у відповідних йому розрядах коду результату перетворення пропонуємо нулі.

Результати моделювання аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму та односторонньою спадною розгорткою. Як вже було відзначено вище, при спадній розгортці початкове значення опорної напруги U_0 і від нього компенсуюча напруга робить задані наперед 10 (або при досягненні значення вхідної напруги раніше, – менше) сходинок донизу. При цьому її рівень перетинає рівень вхідної напруги. На наступному піддіапазоні замість початкового значення опорної беремо передостаннє значення U_k і змінюємо основу логарифму – відповідно висоту сходинки напруги, але знов робимо 10 (чи менше) дозувань. На рис. 3.39 показані графіки перетворення довільних вхідних напруг АЦФП із зміною основи логарифма та спадною розгорткою.

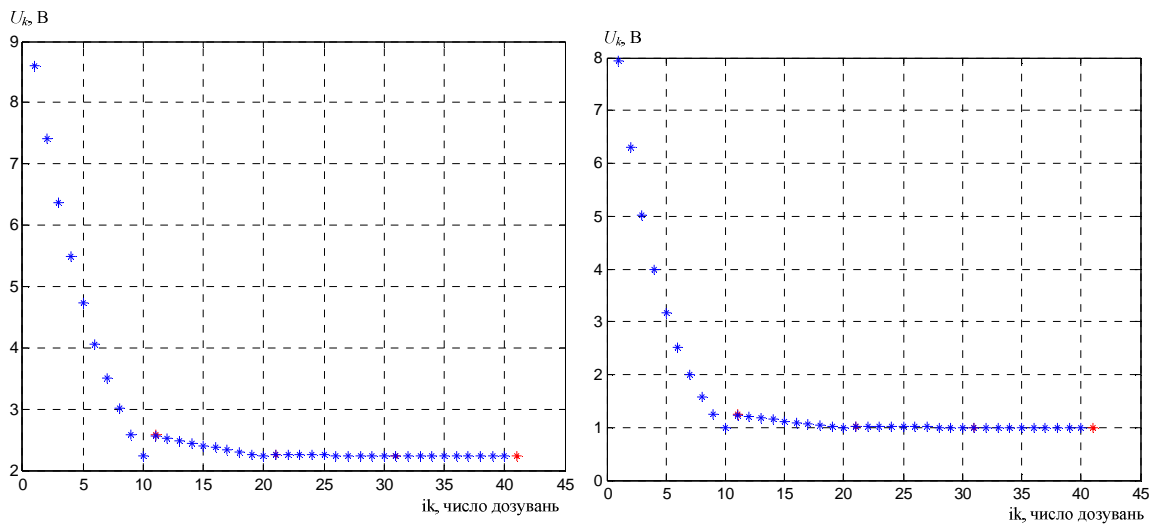
Отже, при односторонній спадній розгортці для різних значень вхідної напруги отримуємо на кожному піддіапазоні ϵ по 10 дозувань і похибки знаходяться у межах висоти сходинки останнього піддіапазону. Це справедливо навіть для максимально віддаленого від початкового значення опорної напруги 10 В значення $U_{IN} = 1$ В (рис. 3.39, е).



а).....б)



В).....Г)



Д).....Е)

Рис. 3.39. Графік для односторонньої спадної розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ємностей і при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 8,242$ В; б – $U_{IN} = 7,413$ В; в – $U_{IN} = 5$ В; г – $U_{IN} = 3$ В; д – $U_{IN} = 2,232$ В; е – $U_{IN} = 1$

В

Результати моделювання аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму і односторонньою зростаючою розгорткою. Нагадамо, що при зростаючій розгортці за початкове значення опорної напруги слід брати мінімальне значення, у наступних дослідженнях це було 1 В. Сходінки компенсуючої напруги виконуються знизу догори. На рис. 3.40 наведено графік

для односторонньої зростаючої розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ємностей і при $U_{IN} = 9,525$ В.

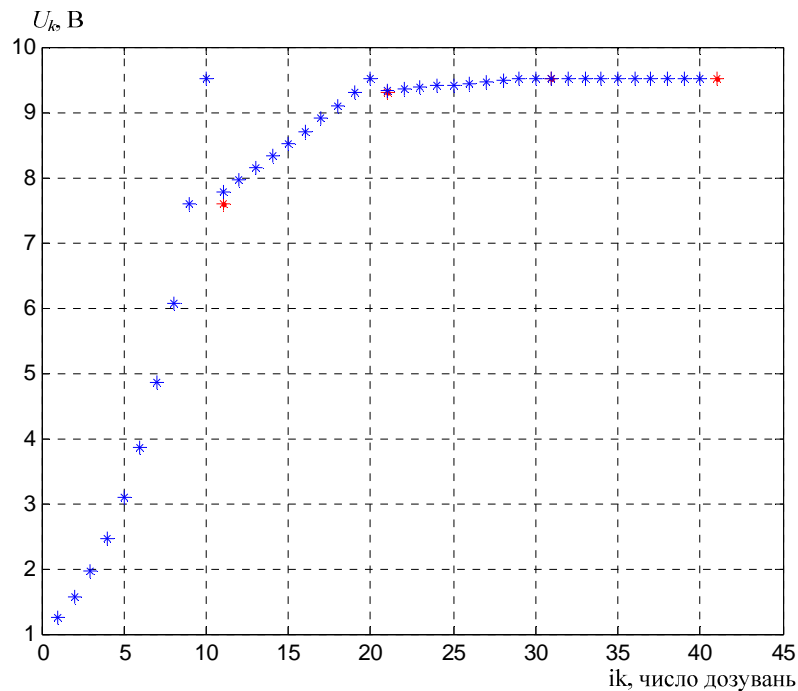


Рис. 3.40. Графік для односторонньої зростаючої розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ємностей і при $U_{IN} = 9,525$ В

Попри максимальну відмінність між значеннями вхідної $U_{IN} = 9,525$ В та початкової компенсуючої $U_0 = 1$ В напруги робота чітко відповідає алгоритму – перетворення займає всі чотири піддіапазони, кількість дозувань не перевищує по 10 на кожному піддіапазоні.

Логічним є припущення, що з наближенням значення вхідної напруги до початкового значення опорної, тобто зі зменшенням U_{IN} , кількість дозувань на кожному піддіапазоні не зростатиме, а можливо і зменшуватиметься.

Результати моделювання це підтверджують. Графіки та таблиці наведені у додатку Д.3.4.1. Наприклад, при $U_{IN} = 6,135$ В перший та другий піддіапазони містять по 10 дозувань, третій – вже лише 2 дозування для виходу на задану точність, а четвертий – одне. Або при $U_{IN} = 3$ В перший піддіапазон містить 10 дозувань, другий – вже лише 3 дозування для виходу на задану точність, а третій і четвертий – вже відповідають заданому значенню вхідної напруги. Для

третини з досліджених значень не було необхідності застосовувати усі 10 дозувань на кожному з 4 піддіапазонів і перетворення усіх досліджуваних значень після 40 кроків задовільняли наперед задану точність.

Навіть, якщо змінимо початкове значення опорної напруги до 0,001 В для вхідної напруги 1 В (рис. 3.41), то бачимо, що кількість дозувань на кожному піддіапазоні зростає, але не перевищує 10 на кожному.

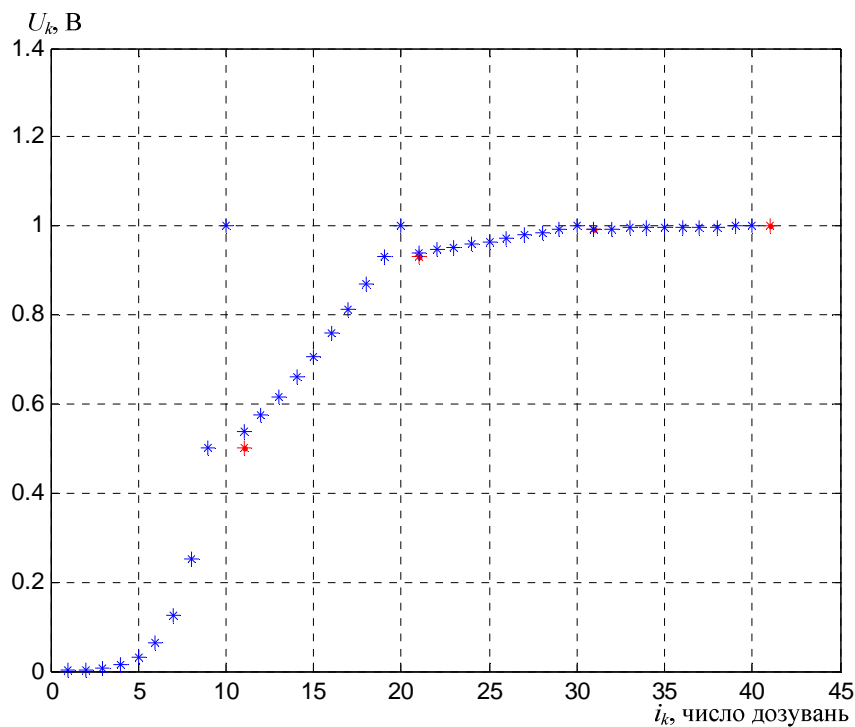


Рис. 3.41. Графік для зростаючої розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ємностей і при $U_{IN} = 0,001$ В

Можемо зробити висновок, що зростаюча розгортка при зміні співвідношення ємностей не поступається спадній розгортці за точністю чи швидкодію.

Результати моделювання аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму і двосторонньою розгорткою. Розглянемо результати поєднання спадної та зростаючої розгортки у двосторонній розгортці перетворення зі зміною основи логарифма співвідношенням ємностей.

На рис. 3.42 наведено графіки для двосторонньої розгортки при перетворенні на 4 піддіапазонах.

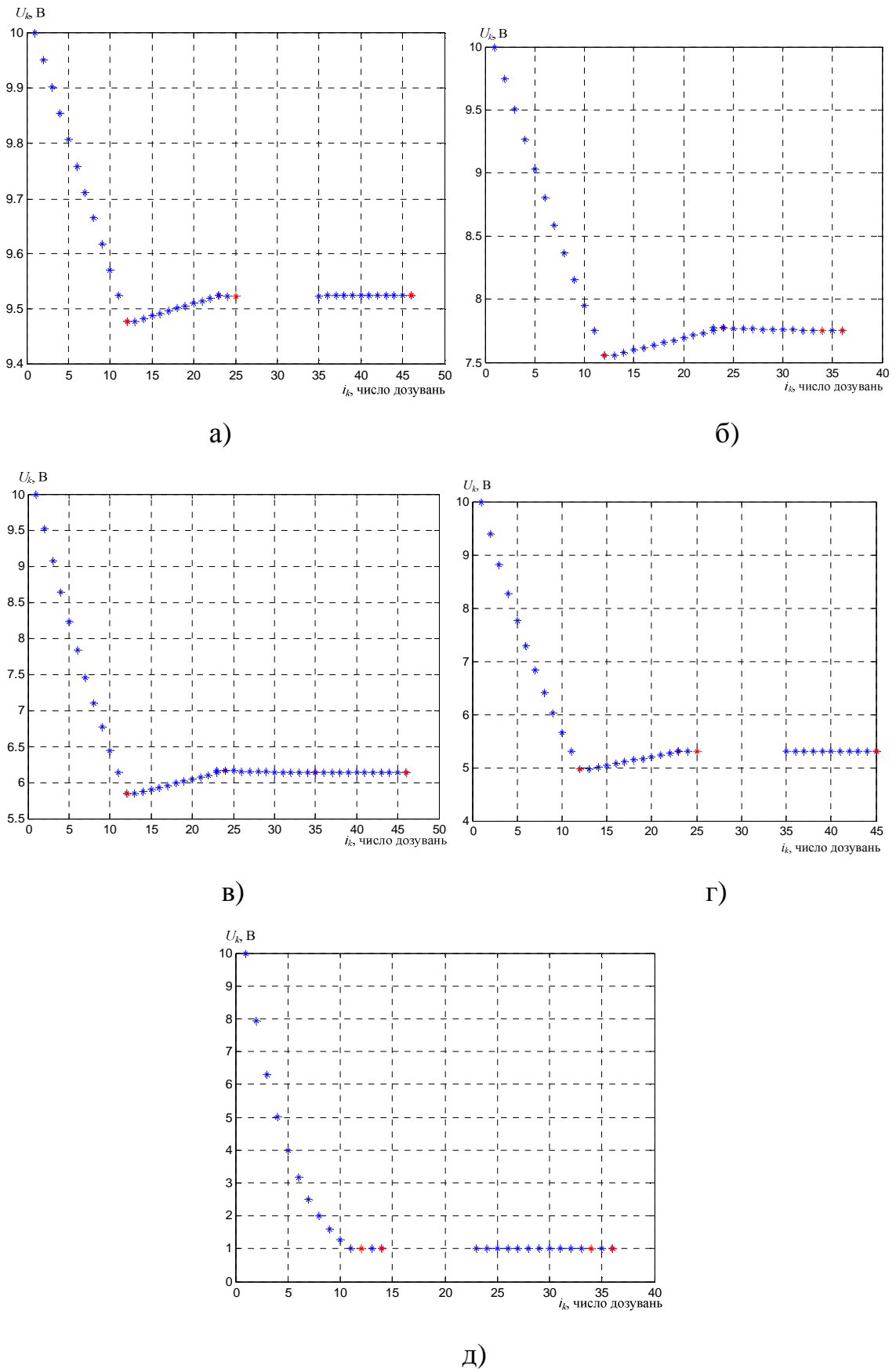


Рис. 3.42. Графік для двосторонньої розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ϵ мностей i при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 9.525 \text{ В}$; б – $U_{IN} = 7.753 \text{ В}$; в – $U_{IN} = 6.135 \text{ В}$; г – $U_{IN} = 5.308 \text{ В}$; д – $U_{IN} = 1 \text{ В}$

Для окремих значень вхідної величини, зокрема $U_{IN} = 9,525$ В, $U_{IN} = 5,308$ В і $U_{IN} = 1$ В має місце зменшення кількості дозувань на окремих внутрішніх піддіапазонах перетворення, що не погіршує стабільність роботи або точність отриманого значення.

Отже, зміна основи логарифма зміною співвідношення ємностей дає досягнення необхідної точності за фіксовану кількість кроків. Це дозволяє рекомендувати такий спосіб АЦП для підвищення швидкодії без погіршення точності.

Оцінка похибок та швидкодії аналого-цифрового перетворення зі зміною основи логарифму співвідношенням ємностей

За розробленими алгоритмами роботи були побудовані характеристики перетворення та отримані графіки і значення похибок. Отримано спочатку абсолютні похибки, а потім, для зручності порівняння, зведені для кожного з 15 значень вхідної напруги (які вже були вказані вище).

Абсолютна похибка перетворення є різницею вхідної напруги U_{IN} та компенсуючої напруги U_k , отриманої в процесі моделювання. Характер її зміни повністю відповідає характеру зміни компенсуючої напруги на кожному з піддіапазонів перетворення. Тому графіки абсолютних похибок для певних значень вхідної напруги наведено у додатку Д.3.4.1.

Значення абсолютної похибки для будь-якої вхідної напруги з діапазону від 0 до 10 В не перевищуватимуть на третьому піддіапазоні 0.0327 В, на четвертому піддіапазоні 0.00362 В та остаточна абсолютна похибка перетворення 0.00036164 В.

Для отримання зведеної похибки абсолютну похибку ділили на номінальне значення напруги 10 В і множили на 100%.

Покажемо сімейство графіків значень зведеної похибки, зокрема на піддіапазонах 1 – 4 (рис. 3.43) та на останньому четвертому піддіапазоні (рис.3.44). Графіки зведених похибок на піддіапазонах 2 – 4 та на піддіапазонах

3 – 4 , як і деталізація меж піддіапазонів із вказанням початкового та кінцевого значень на піддіапазонах наведені у додатку Д.3.4.1.

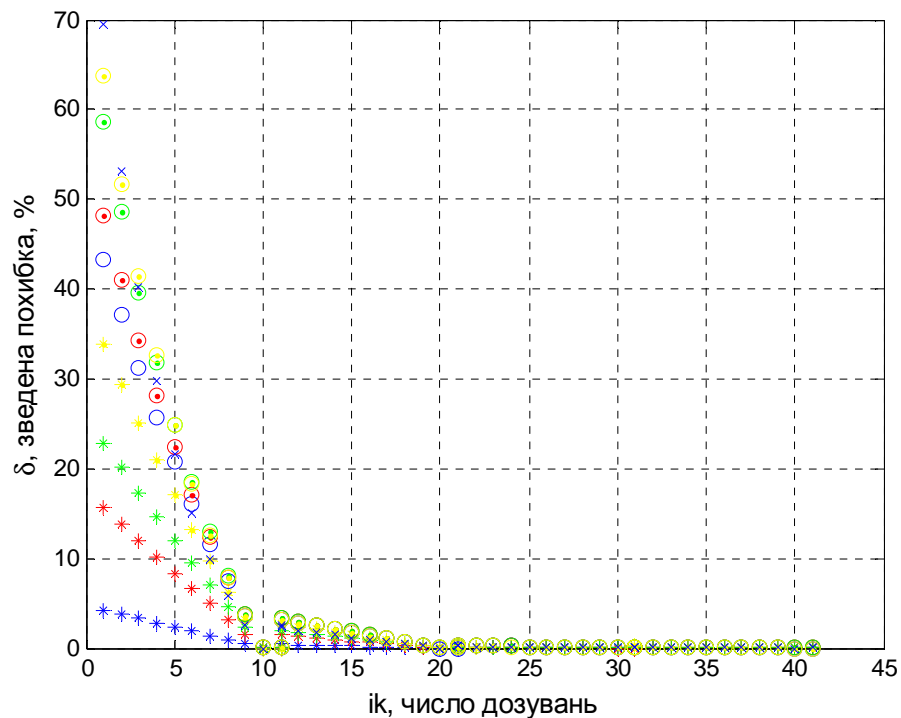


Рис. 3.43. Сімейство графіків зведеної похибки на піддіапазонах 1 – 4:

синій * – $U_{IN} = 9,5$ В; червоний * – $U_{IN} = 8,242$ В; зелений * – $U_{IN} = 7,413$ В;
жовтий * – $U_{IN} = 6,13$ В; синій о – $U_{IN} = 5$ В; червоний о – $U_{IN} = 4,378$ В; зелений о
– $U_{IN} = 3$ В; жовтий о – $U_{IN} = 2,232$ В; синій х – $U_{IN} = 1$ В

Значення зведеної похибки для будь-якої вхідної напруги з діапазону від 1мВ до 10 В не перевищують: на першому піддіапазоні 70 %, на другому піддіапазоні 3,430 %, на третьому піддіапазоні 0,3268 % та на четвертому піддіапазоні 0,0326 % .

Зауважимо, що з кожним кроком на піддіапазоні похибка зменшується. Максимальне значення буде при першій кроці піддіапазону, а мінімальне на останньому. Підсумкова похибка перетворення усього діапазону роботи АЦФП при 4 піддіапазонах має місце при 41-ому імпульсі.

Отже, на піддіапазоні D_4 максимальне значення похибки на 31-ому кроці, а мінімальне на 40-ому кроці. Остаточною похибкою перетворення слід брати саме значення для останнього кроку піддіапазону. Варто зазначити, що

значення зведеної похибки в останній точці перетворення останнього четвертого піддіапазону є меншим від 0,005 % (рис. 3.44).

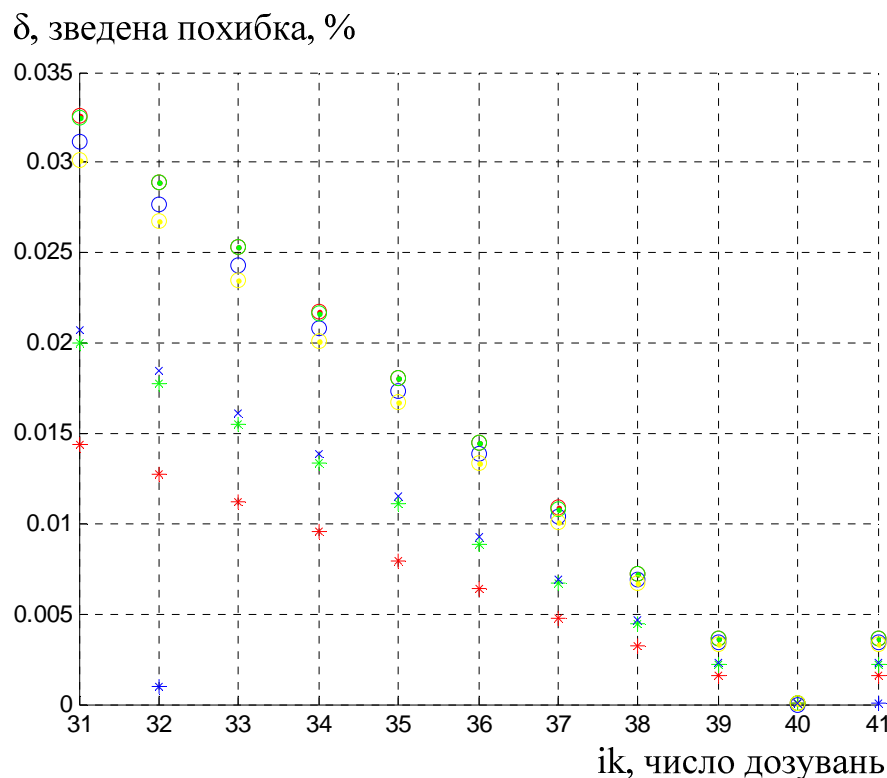


Рис. 3.44. Графік зведеної похибки на четвертому піддіапазоні: синій * – $U_{IN} = 9,5$ В; червоний * – $U_{IN} = 8,242$ В; зелений * – $U_{IN} = 7,413$ В; жовтий * – $U_{IN} = 6,13$ В; синій о – $U_{IN} = 5$ В; червоний о – $U_{IN} = 4,378$ В; зелений о – $U_{IN} = 3$ В; жовтий о – $U_{IN} = 2,232$ В; синій х – $U_{IN} = 1$ В

Проведені дослідження показали, що похибки для спадної та наростаючої розгортки практично однакові, похибка для двосторонньої розгортки є того ж порядку і відрізняється в одній – двох молодших значущих цифрах.

Оцінка впливу на похибки зміни кількості піддіапазонів перетворення

Розглянемо чи доцільно збільшувати або зменшувати кількість піддіапазонів перетворення для АЦФП зі зміною основи логарифму зміною співвідношення ємності та односторонньою спадною розгорткою.

Як можна побачити на рис.3.44, максимальне значення похибки відповідає першому дозуванню на піддіапазоні. Щотакту значення похибки

зменшується. Її мінімальне значення отримуємо при останньому десятому дозуванні на піддіапазоні. Остаточною похибкою перетворення буде остання похибка на останньому піддіапазоні.

Наприклад, при перетворенні на 3х піддіапазонах завершує процес перетворення 31й імпульс – при цьому значення похибки для різних значень вхідної напруги не перевищують 0.023%. Графіки моделювання наведені у додатках Д.3.4.1.

А при перетворенні на 5ти піддіапазонах останнім буде 51й імпульс – він закінчує перетворення і при ньому зчитуємо остаточну похибку, яка не перевищує 0.002%. Графіки моделювання наведені у додатках Д.3.4.1.

Результати моделювання впливу кількості піддіапазонів перетворення наведені у додатках (графічно) і у таблиці 3.9.

Таблиця 3.9. Результати моделювання впливу кількості піддіапазонів перетворення на значення зведених похибок

3 піддіапазони		4 піддіапазони		5 піддіапазонів	
Початкова зведена похибка на останньому піддіапазоні	Остаточна зведена похибка	Початкова зведена похибка на останньому піддіапазоні	Остаточна зведена похибка	Початкова зведена похибка на останньому піддіапазоні	Остаточна зведена Похибка,
0.3268%	0.3%	0.0326 %	0.004635%	0.004635%	0.002%

Отримані результати підтвердили, що збільшення кількості піддіапазонів призводить до зменшення похибки. Значення зведеної похибки не перевищує 0,3 % при перетворенні на трьох піддіапазонах. При перетворенні на чотирьох та п`яти піддіапазонах похибки відповідно менші 0,005 % та 0,002 %. Проте, це призводить до збільшення тривалості перетворення на 10 тактів для кожного наступного піддіапазону.

Оцінка впливу числа дозувань на кожному піддіапазоні

Розглянемо чи доцільно змінювати кількість дозувань (перемикань ключа перерозподілу) на окремому піддіапазоні. Треба зазначити, що при зміні числа дозувань зміняться границі піддіапазонів. Наприклад, перший піддіапазон буде

містити 15 імпульсів для формування сходинок напруги і 1 для повернення на попереднє значення. А другий починатиметься не з 11ого, а з 16ого імпульсу і також міститиме 15 імпульсів і 1 для повернення. Тобто останнім імпульсом 2ого піддіапазону буде 31ий, для третього 46ий, для четвертого 61ий, а п'ятого 76ий.

Число сходинок – дозувань на кожному піддіапазоні має такий же як і кількість піддіапазонів вплив на точність перетворення. Усі попередні розрахунки проводилися для $n_k = 10$, однак також проведено моделювання для різного числа піддіапазонів з $n_k = 5$ та $n_k = 15$. Встановлено, що виконання по 5 дозувань на кожному з піддіапазонів погіршує точність – зведені похибки становитимуть 6,42 %, 1,4 2% та 0,177 % відповідно для трьох, чотирьох та п'яти піддіапазонів перетворення. Натомість, збільшення числа дозувань до $n_k = 15$ дозволило отримати відповідно 0,3 %, 0,01601 % та 0,001375%.

Результати проведеного моделювання наведено у додатках Д.3.4.1 (графічно) і у таблиці 3.10, з яких можемо зробити висновок, що збільшення кількості дозувань тобто кроків-сходинок на кожному з піддіапазонів значно зменшує підсумкову (остаточну) похибку перетворення, але суттєво збільшує тривалість перетворення – з 40 дозувань до 75.

Таблиця 3.10. Результат моделювання впливу числа дозувань і кількості піддіапазонів на похибку перетворення АЦФП

nk, Число дозувань	3 піддіапазони		4 піддіапазони		5 піддіапазонів	
	Зведена похибка на останньому піддіапазоні	Підсумкова Зведена похибка	Зведена похибка на останньому піддіапазоні	Підсумкова Зведена похибка	Зведена похибка на останньому піддіапазоні	Підсумкова Зведена Похибка,
5	6.42%	1.423%	1.42%	0.045%	0.045%	0.012%
10	0.3268%	0.023%	0.0326 %	0.004635%	0.004635%	0.002%
15	2.3455%	0.1601%	0.0096%	0.0013735%	0.0013735%	0.0005%

Отже, збільшення дозувань на кожному діапазоні або збільшення кількості піддіапазонів перетворення призводить до зменшення швидкодії. Якщо для $n_k = 10$ та чотирьох піддіапазонів час перетворення не перевищував

40T, де T – період повторення тактових імпульсів, то для $n_k = 15$ і чотирьох піддіапазонів він становитиме 60T, а для $n_k = 15$ і п'яти піддіапазонів вже 75T. Отже, як оптимальний варіант було обрано по десять дозувань на кожному з чотирьох піддіапазонів.

Оцінка тривалості перетворення АЦФП із змінною основою логарифма

Зручно оцінити час перетворення, а відповідно і швидкодію АЦФП зі зміною основи логарифму зміною співвідношення ємностей за таблицею, складеною на основі проведеного моделювання, яка містить дані про кількість дозувань на кожному з піддіапазонів.

Таблиця 3.11. Результати оцінки тривалості перетворення АЦФП зі зміною основи логарифму

Uvx Вхідна напруга, В	Uроч Початкове значення напруги, В	m Кількість піддіапазонів	nk Кількість дозувань на піддіапазоні (max)	1 піддіапазон			2 піддіапазон			3 піддіапазон			4 піддіапазон			Похибка U	Похибка δNвих	Тривалість перетворення
				Uроч	Uостан	n1	Uроч	Uостан	n2	Uроч	Uостан	n3	Uроч	Uостан	n4			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
9.525	10	4	10	9.9515	9.525	10	9.5668	9.525	10	9.5292	9.5245	11	9.525	9.5249	2	0.0001	0.01	33nk
9.5	10	4	10	9.9488	9.5	10	9.544	9.5	10	9.5044	9.5	10	9.5004	9.5	9	0.0001	0.01	39nk
9.143	10	4	10	9.9108	9.0614	11	9.143	9.1357	5	9.1357	9.1357	1	9.1357	9.1357	1	0.00073	0.01	18nk
9	10	4	10	9.8952	8.9057	11	9	8.9916	5	8.9916	8.9916	1	8.9916	8.9916	1	0.00084	0.01	18nk
8.242	10	4	10	9.8085	8.242	10	8.3867	8.242	10	8.2564	8.242	10	8.2434	8.2418	11	0.002	0.01	41nk
7.753	10	4	10	9.7487	7.5582	11	7.753	7.7355	5	7.7355	7.7355	1	7.7355	7.7355	1	0.00175	0.01	18nk
7.413	10	4	10	9.7051	7.413	10	7.6154	7.413	10	7.433	7.413	10	7.415	7.4132	10	0.002	0.01	40nk
6.135	10	4	10	9.5232	5.8425	11	6.135	6.1084	10	6.1084	6.1084	10	6.1084	6.1084	10	0.00266	0.01	41nk

Продовження таблиці 3.11

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
6.13	10	4	10	9.5 22 4	6.1 3	10	6.4 06	6.1 00 1	11	6.1 3	6.1 27 3	10	6.1 27 3	6.1 27 3	10	0.0027	0.0 1	41n k
5.30 8	10	4	10	9.3 86 3	4.9 82 2	11	5.3 08	5.2 78 2	5	5.2 78 2	5.2 78 2	1	5.2 78 2	5.2 78 2	1	0.0029 8	0.0 1	18n k
5.23 1	10	4	10	9.3 72 6	4.9 02 8	11	5.1 63 6	5.2 01	5	5.2 01	5.2 01	1	5.2 01	5.2 01	1	0.003	0.0 1	18n k
5	10	4	10	9.3 30 3	5	10	5.3 21 9	5	10	5.0 31 3	5	10	5.0 03 1	5.0 00 3	10	0.003	0.0 1	40n k
4.37 8	10	4	10	9.2 07 2	4.3 78	10	4.7 15 9	4.3 78	10	4.4 10 7	4.3 78	10	4.3 81 3	4.3 78 4	10	0.004	0.0 1	40n k
4.27 8	10	4	10	9.1 86	3.9 29 7	11	4.2 78	4.2 45 8	5	4.2 45 8	4.2 45 8	1	4.2 45 8	4.2 45 8	1	0.0032 2	0.0 1	18n k
3	10	4	10	8.8 65 7	3	10	3.3 43 3	3	10	3.0 32 7	3	10	3.0 03 3	3.0 00 4	10	0.0046	0.0 1	40n k
2.23 2	10	4	10	8.6 07 3	2.2 32	10	2.5 54 5	2.2 32	10	2.2 62 3	2.2 32	10	2.2 35	2.2 32 3	10	0.003	0.0 1	40n k
1	10	4	10	7.9 43 3	1	10	1.2 30 3	1	10	1.0 20 9	1	10	1.0 02 1	1.0 00 0	10	0.002	0.0 1	40n k
0.00 1	10	4	10	3.9 81 1	0.0 02 51 19	10	0.0 02 51 19	0.0 01 09 65	10	0.0 01 09 65	0.0 01 00 93	10	0.0 01 00 93	0.0 01 00 09	10	9.2146 e-06	0.0 1	40n k

Час перетворення визначатиметься відповідно до (2.42) і дорівнює сумі імпульсів на кожному піддіпазоні помноженій на період тактових імпульсів T . Тобто не перевищує $40T$ або 100 мкс.

Зазначимо, що проведене моделювання для довільних сімнадцяти значень вхідної напруги з діапазону $0 - 10$ В показало, що для девяти з них потрібні були усі 40 кроків перетворення, а для шести з них – лише 18, ще два значення були перетворені за 33 і 39 дозувань.

При збільшенні числа піддіпазонів до 5 тривалість перетворення зростає до $50T$ (125 мкс), а при збільшенні дозувань на кожному піддіпазоні до 15 – аж до $75T$ (175 мкс).

Оцінка впливу основи числення

Розглянемо чи впливає зміна числа a (основи числення) на значення похибок. Нагадаємо, що всі попередні розрахунки проводилися для значення $a=10$, що відповідало фактично десятковій системі числення.

Виберемо перетворення при 4 піддіапазонах та 10ти дозуваннях на кожному, як оптимальне.

Змінюючи значення основи числення у програмі отримали практично ідентичні похибки (графіки наведені у додатках Д.3.4.1):

При основі числення $a=2$ – похибка при 31й імпульсі 0.3% та при 41й імпульсі 0.004635%

При основі числення $a=10$ – похибка при 31й імпульсі 0.032% та при 41ім імпульсі 0.004635%

При основі числення $a=16$ – похибка при 31й імпульсі 0.3% та при 41й імпульсі 0.004635%

Отже, система числення не впливає на процес перетворення та значення похибок.

Різниця є лише у зчитуванні вихідного коду, адже чотири шістнадцяткові розряди містять значно більше інформації ніж десяткові чи двійкові.

Результати моделювання АЦФП із зміною основи логарифма наведено у таблиці 3.12.

Підсумовуючи можна стверджувати, що:

1. Розроблено алгоритми зміни основи логарифма співвідношенням ємностей в аналого-цифровому функціональному перетворювачі. Перевагами розроблених алгоритмів є:

– бажана швидкодія визначається користувачем при заданні кількості дозувань;

– вибір точності можна задати кількістю піддіапазонів.

2. Моделюванням роботи аналого-цифрового функціонального перетворювача встановлено:

– похибка не перевищує 0,005 % при 10 дозуваннях на кожному з 4 піддіапазонів;

– час перетворення менший від 40 періодів тактових імпульсів, що менше 100 мкс.

3. Точність і швидкодія розроблених алгоритмів практично не відрізняється між собою. Зміна основи логарифма з двосторонньою розгорткою є універсальною в застосуванні та рекомендується для будь-яких значень вхідних величин. Перетворювачі на основі розроблених алгоритмів за швидкістю перевищують відомі логарифмічні АЦП, а за точністю відповідають кращим з відомих аналогів.

Таблиця 3.12. Результати моделювання АЦФП із зміною основи логарифма

тип АЦФП, кількість $1 U_{вх}$	реалізовані функції	діапазон вхідних напруг	кількість піддіапазонів перетворення	отримана зведена δU	отримана зведена $\delta N_{вих}$	отриманий час перетворення
АЦФП із зміною основи логарифма, $1 U_{вх}$	$*, x^N, x_1^{N_1} \cdot x_2^{N_2} \dots x_i^{N_i}$	1мВ– 10В	4	$\leq 0.005\%$ у діапазоні 1мВ – 10В	0.01 %	≤ 40 дозувань (100 мкс)
АЦФП із зміною основи логарифма, $1 U_{вх}$	$*, x^N, x_1^{N_1} \cdot x_2^{N_2} \dots x_i^{N_i}$	1мВ– 10В	5	$\leq 0.002\%$ у діапазоні 1мВ – 10В	0.01 %	≤ 75 дозувань (187.5 мкс)

Моделювання вдосконаленого методу аналого-цифрового функціонального перетворення із змінною основою логарифма

Відносним недоліком вище дослідженого перетворювача із змінною основою логарифму є необхідність переприсвоювати на кожному з чотирьох піддіапазонів перетворення значення мінімального та максимального значень та змінювати між ними компенсуючу напругу. Тобто необхідно запам'ятовувати три значення напруг.

Також при підвищенні точності перетворення збільшенням кількості піддіапазонів перетворення тривалість процесу зростає до 50 тактів.

Цих вад позбавлений запропонований у п.2.4 новий метод аналого-цифрового перетворення із змінною основою логарифма [294]. У ньому в кінці першого піддіапазону перетворення останнє значення компенсуючої напруги стає мінімальним, а максимальним – значення вхідної напруги. І саме від нього на другому етапі зменшується, формуючи спадну розгортку, компенсуюча напруга. На кожному наступному піддіапазоні компенсується різниця між максимальним і мінімальним значеннями компенсуючої напруги попереднього піддіапазону. Це дає змогу використовувати лише односторонню спадну розгортку без додаткових запам'ятовувань значень компенсаційної напруги у кожному такті перетворення (як у відомих методах). При цьому досягається підвищення швидкодії, оскільки після досягнення бажаної точності перетворення припиняємо.

За запропонованим у п.2.4 новим методом аналого-цифрового перетворення та відповідно до епюрів його роботи (рис.2.8) розроблено алгоритм функціонування. Його наведено на рис. 3.45

Початковими значеннями є значення опорної напруги U_0 , кількість бажаних піддіапазонів перетворення k та значення основи логарифму на кожному з піддіапазонів $\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_i, \dots, \zeta_k$. Максимально дозволена кількість кроків – дозувань на одному піддіапазоні становить 10.

Можливість наперед задати основи логарифма спрощує технічну реалізацію конденсаторної комірки, бо дозволяє наперед вибрати необхідні ємності для підключення. Це є ще однією перевагою запропонованого вдосконаленого методу. Значення основи логарифму ζ_i залежить від заданої похибки на i -піддіазоні. Задаємо похибку перетворення 0.1%. Тоді $\zeta_1 = 0.3981$, $\zeta_2 = 0.912$, $\zeta_3 = 0.9908$, $\zeta_4 = 0.999$ (ζ_4 відповідає $\delta = 0.1\%$).

Моделювання проводилося від значення опорної напруги 10 В у діапазоні перетворення від 1 мВ до 10 В для довільних восьми значень вхідної напруги. Три з них відносилися до діапазону 1 мВ – 1 В.

Зміну компенсуючої напруги показуватимемо не суцільною лінією, а окремими зірочками, що відповідніше відтворює дискретний характер зміни.

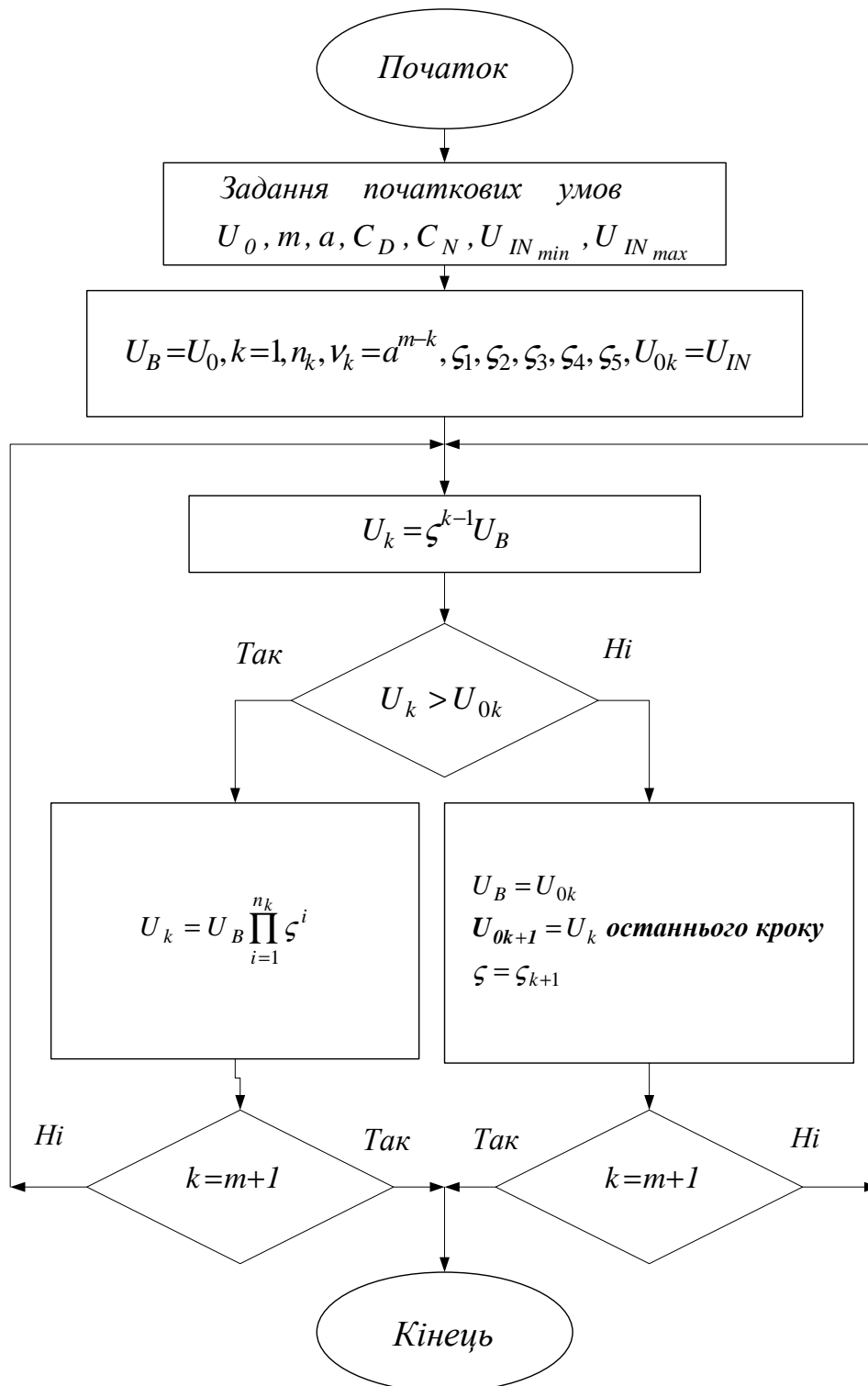
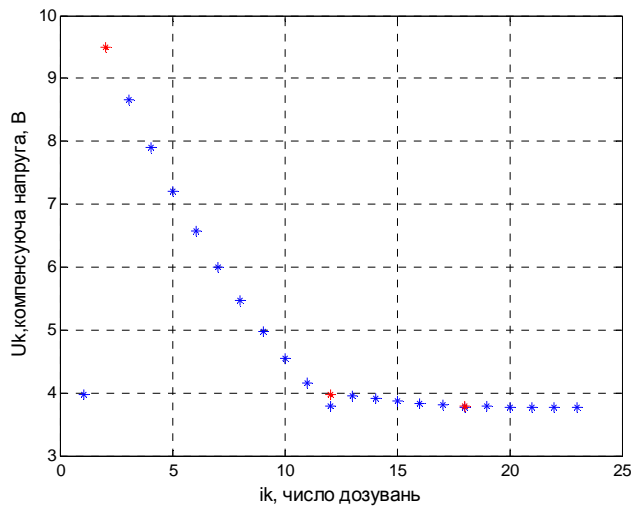
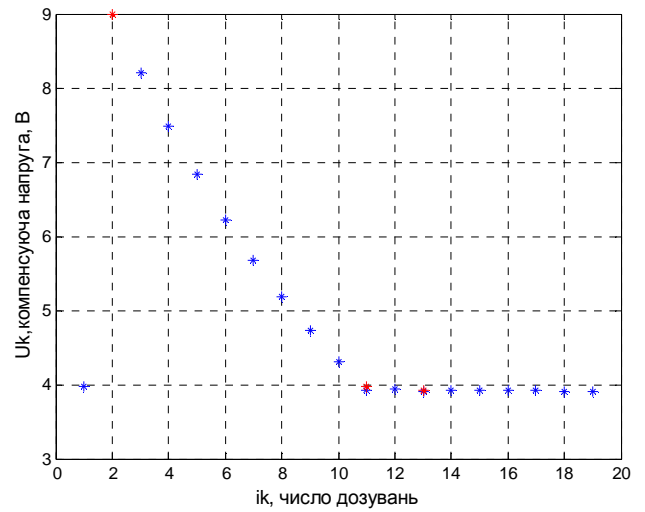


Рис. 3.45. Узагальнений алгоритм функціонування вдосконаленого методу АЦФП із змінною основою логарифму

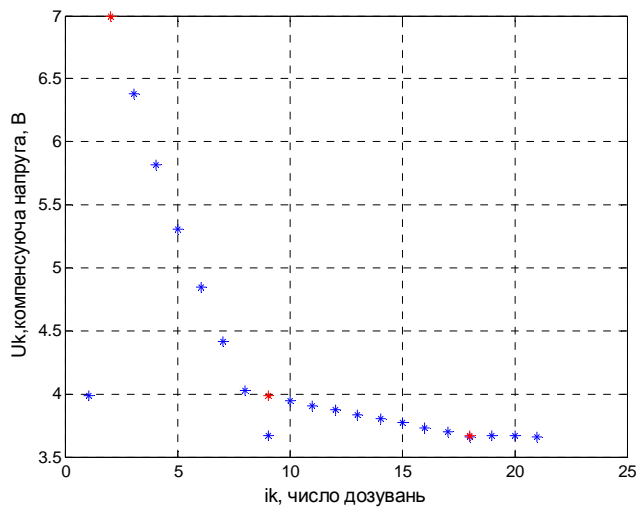
Розглянемо роботу вдосконаленого перетворювача із зміної основи логарифма. Графіки моделювання наведені на рисунку 3.46.



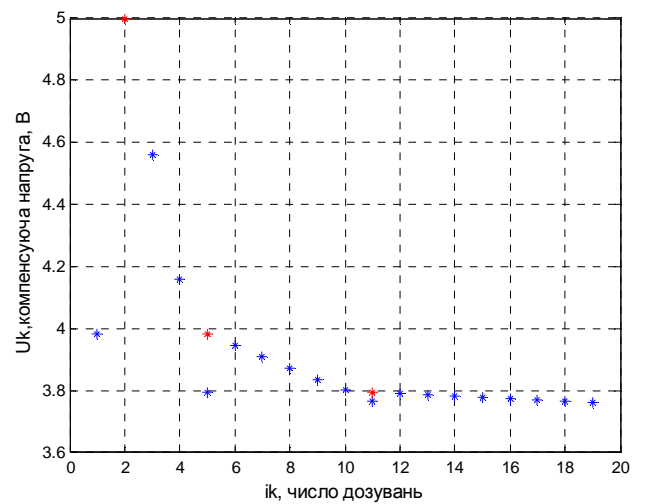
а)



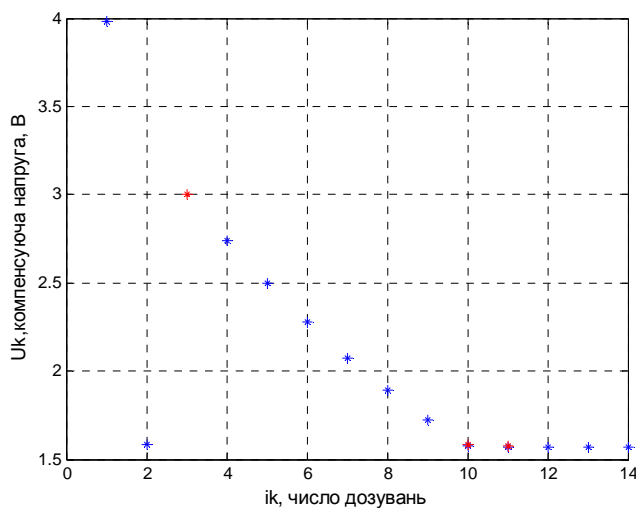
б)



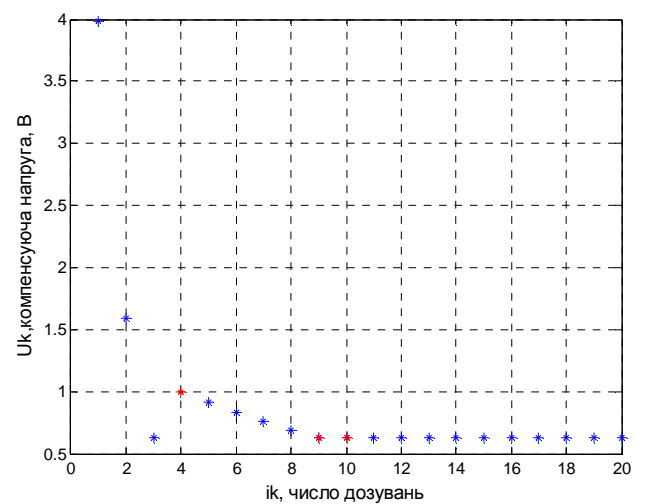
в)



г)



д)



е)

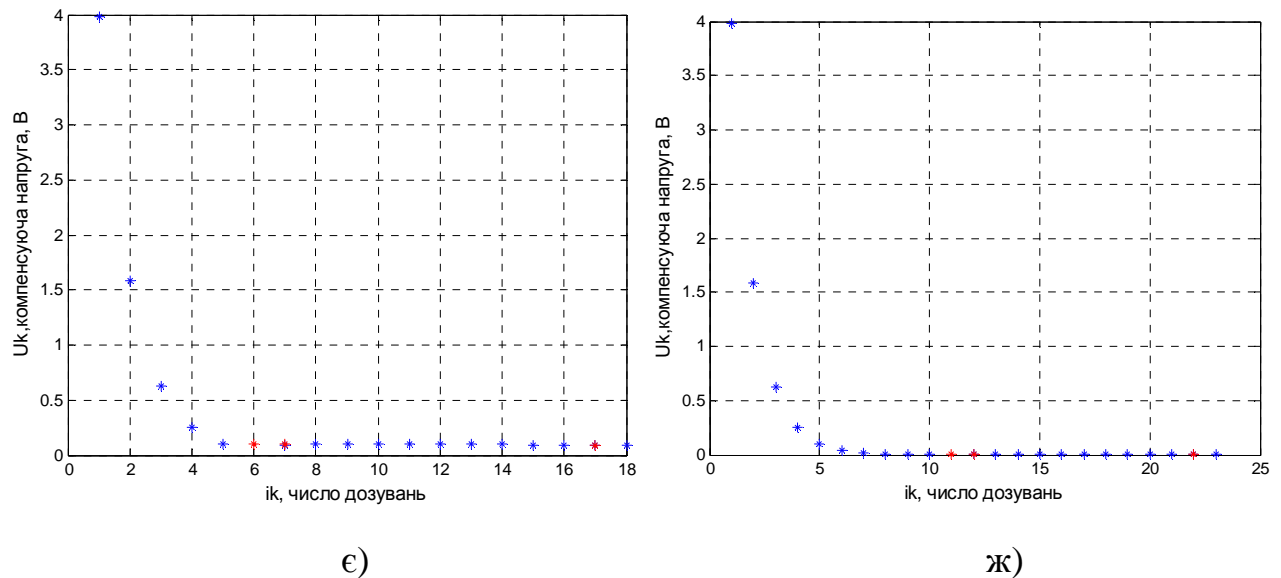


Рис.3.46. Графіки роботи вдосконаленого методу АЦФП із змінною основою логарифму і при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 9,5$ В; б – $U_{IN} = 9$ В; в – $U_{IN} = 7$ В; г – $U_{IN} = 5$ В; д – $U_{IN} = 3$ В; е – $U_{IN} = 1$ В; є – $U_{IN} = 0,1$ В; ж – $U_{IN} = 0,001$ В

Відмінністю вдосконаленого методу є значно менша тривалість перетворення, яка є меншою від 25 кроків дозувань. А також, усі графіки збігаються не до значення вхідної величини, а до значення похибки.

Наведемо деякі з отриманих графіків зведених похибок. Як і для звичайного методу із зміною основи логарифма, похибки перших піддіапазонів перетворення не визначають остаточну похибку і, відповідно точність. Тому поруч з графіком похибки на усьому діапазоні вхідних напруг будемо наводити графік похибки для двох останніх піддіапазонів перетворення.

На рис. 3.47 показано зведеної похибку при значеннях вхідної напруги $U_{IN} = 9,5$ В. Якщо на першому піддіапазоні перетворення похибка становить 55 % (для такого близького до верхньої межі діапазону перетворення значення вхідної напруги перший піддіапазон проходить за 1 такт), то на другому спадає вже до 2 %. А на третьому – до 0.15 % і на четвертому не перевищуватиме задані 0.1 %. Остаточна похибка перетворення рівна 0.035 %.

Аналогічний характер зміни мають похибки для інших вхідних напруг. Зокрема, для вхідної напруги $U_{IN} = 5$ В (рис. 3.48) перший піддіапазон

перетворення також відбувається за 1 такт, але похибка отримана на ньому є близькою 10 %. На другому піддіапазоні вона зменшується до 1.88 %, на третьому – до 0.265 %, а остаточна похибка перетворення отримана на четвертому піддіапазоні буде 0.037%.

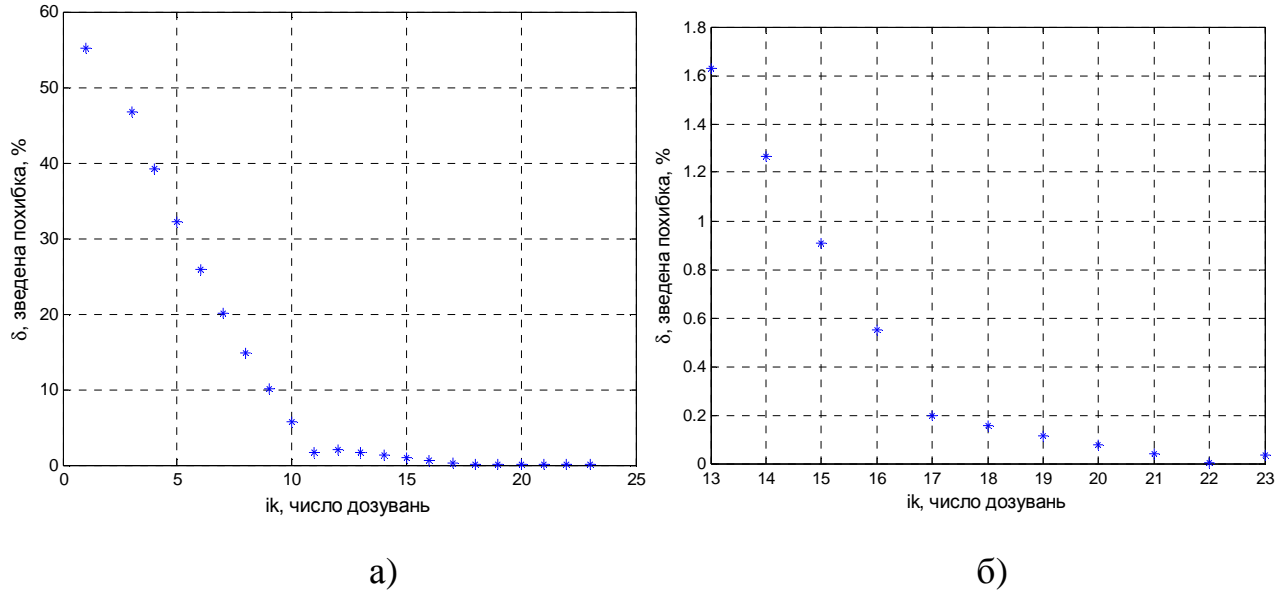


Рис. 3.47. Графіки зведеної похибки вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму при значеннях вхідної напруги $U_{IN} = 9,5$ В на усьому діапазоні (а) та на двох останніх піддіапазонах (б)

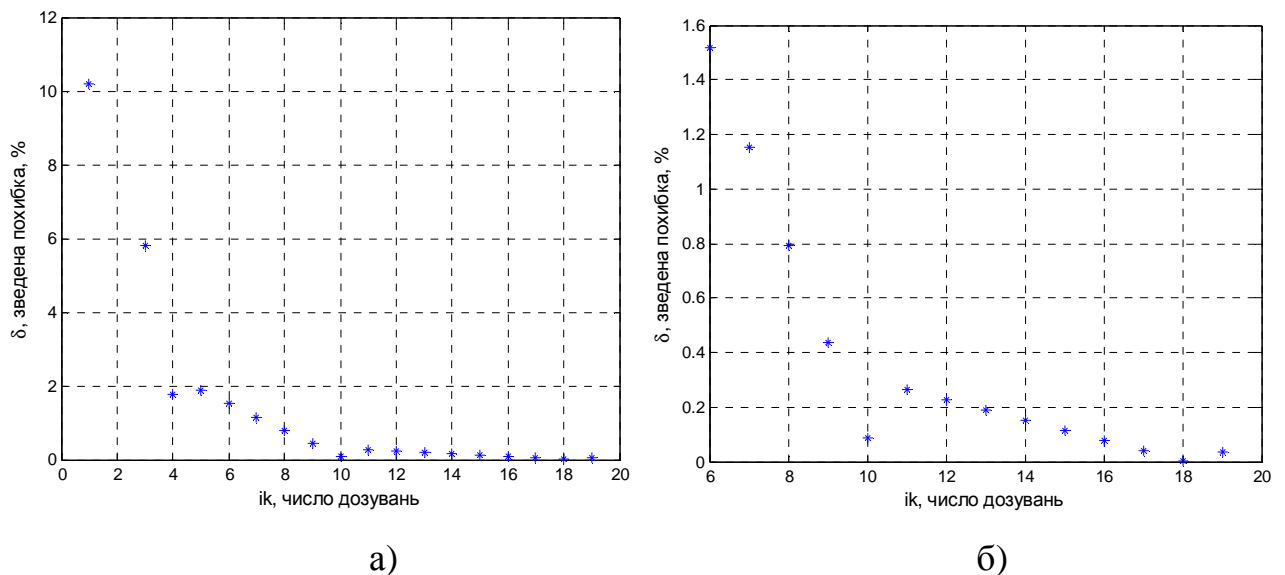


Рис. 3.48. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму при значеннях вхідної напруги $U_{IN} = 5$ В на усьому діапазоні (а) та на двох останніх піддіапазонах (б)

Нижче наведені графіки для вхідних напруг з нижньої частини діапазону. А саме для $U_{IN} = 1$ В (рис. 3.49) та $U_{IN} = 0,001$ В (рис. 3.50). Варто звернути увагу, що для цих значень вхідної напруги перший піддіапазон перетворення відбувається протягом усіх максимально дозволених 10 тактів.

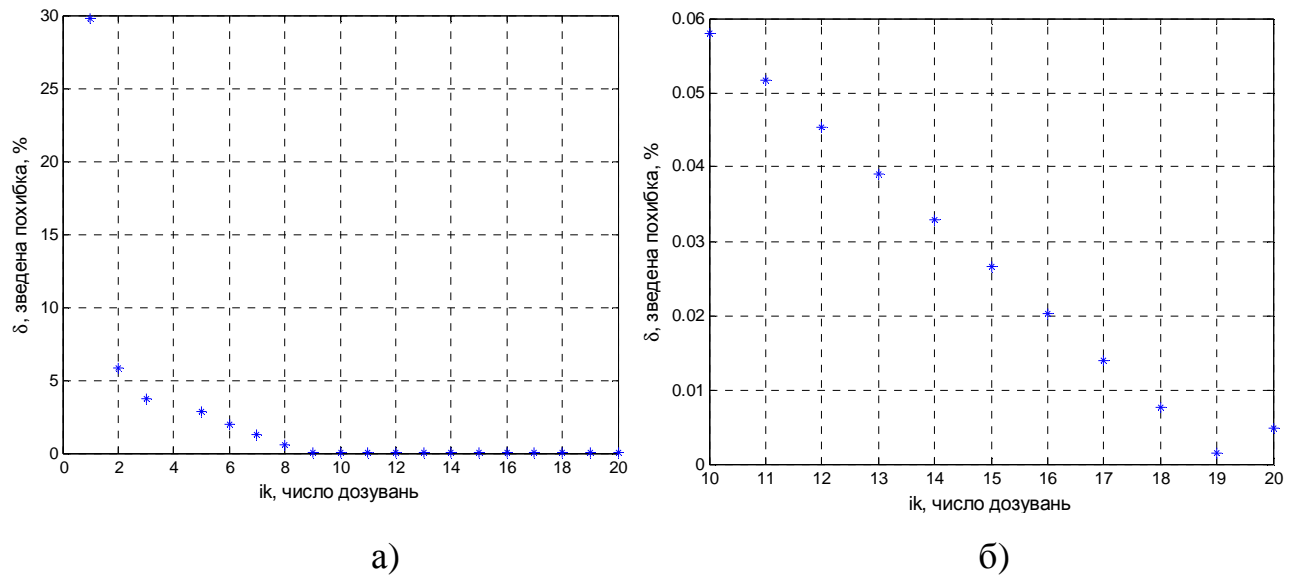


Рис. 3.49. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму при значеннях вхідної напруги $U_{IN} = 1$ В на усьому діапазоні (а) та на двох останніх піддіапазонах (б)

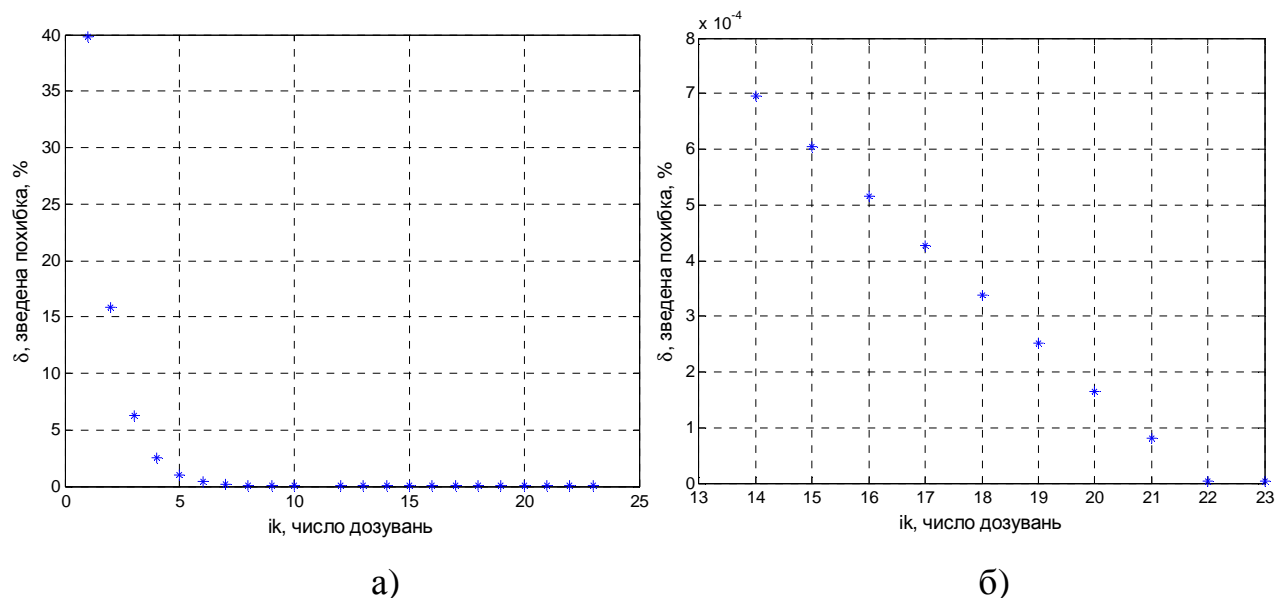


Рис. 3.50. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму при значеннях вхідної напруги $U_{IN} = 0,001$ В на усьому діапазоні (а) та на двох останніх піддіапазонах (б)

Для вхідної напруги $U_{IN} = 1$ В значення зведеної похибки спадає на першому піддіапазоні від 29 % до майже 4 %, на другому – до 0.6 %, на третьому – до менше 0.06% . І остаточна похибка в кінці четвертого піддіапазону становитиме 0.005 %. Зауважимо, що таке значення відповідатиме кращим перетворювачам, оскільки АЦП з 14ма двійковим розрядами мають похибку 0.00625 %. Для вхідної напруги $U_{IN} = 0,001$ В зведена похибка напруги за десять кроків першого піддіапазону спадає від 39 % до 0.001 %, другий піддіапазон відбувається за 1 такт і похибка тут рівна 0.00087 %. Протягом третього піддіапазону відбувається 1- кроків – дозувань і зведена похибка напруги зменшується до $4.4736e-06$. І це ж значення вона зберігає протягом єдиного такту на четвертому піддіапазоні. Таблиці і графіки моделювання наведені у додатку Д.3.4.2.

Ідеальне значення вихідного коду розраховується аналогічно до (2.38), а значення номінального коду – аналогічно до (3.7). Зведена похибка вихідного коду обчислюється в кінці перетворення.

Вихідний код формується відповідно до (2.72) і рівний для 4х піддіапазонів:

$$N_{\text{вих}} = v_1 \cdot i_1 - v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 - v_4 \cdot i_4 , \quad (3.30)$$

де v_n – вага n-ого розряду;

i_n – кількість тактів, що відбулися при перетворенні на n-ому розряді.

Для 5ти піддіапазонів у виразі вихідного коду буде ще один доданок:

$$N_{\text{вих}} = v_1 \cdot i_1 - v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 - v_4 \cdot i_4 + v_5 \cdot i_5 . \quad (3.31)$$

Загальний графік зведеної похибки напруги в усьому діапазоні вхідних напруг, а саме від 1 мВ до 10 В, наведений на рисунку 3.51.

Графік зведеної похибки вихідного коду наведений на рис.3.52.

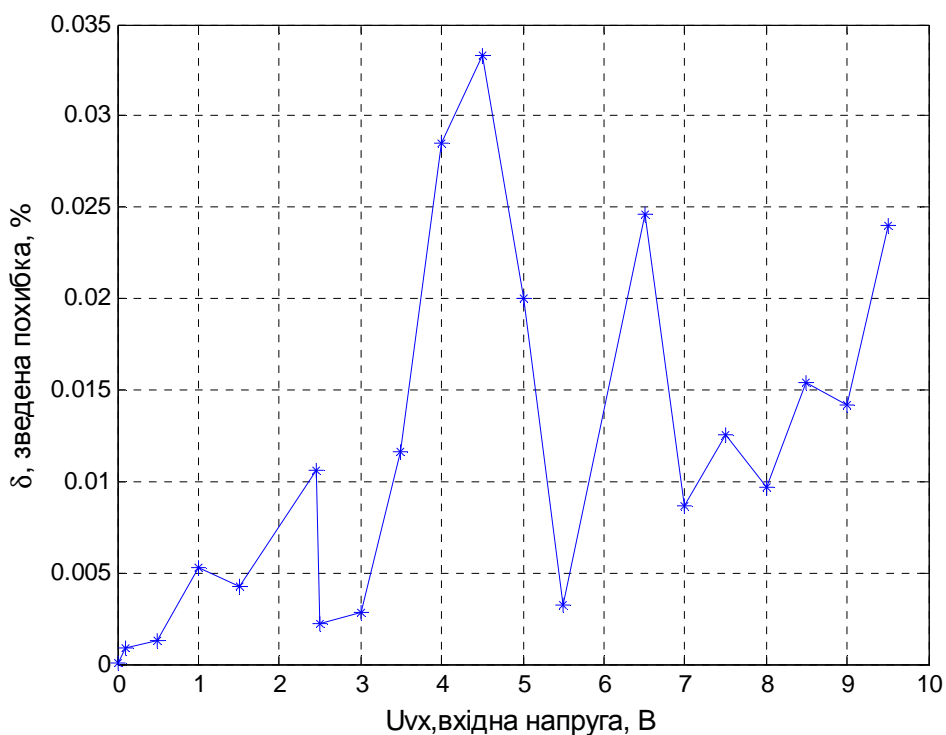


Рис. 3.51. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В

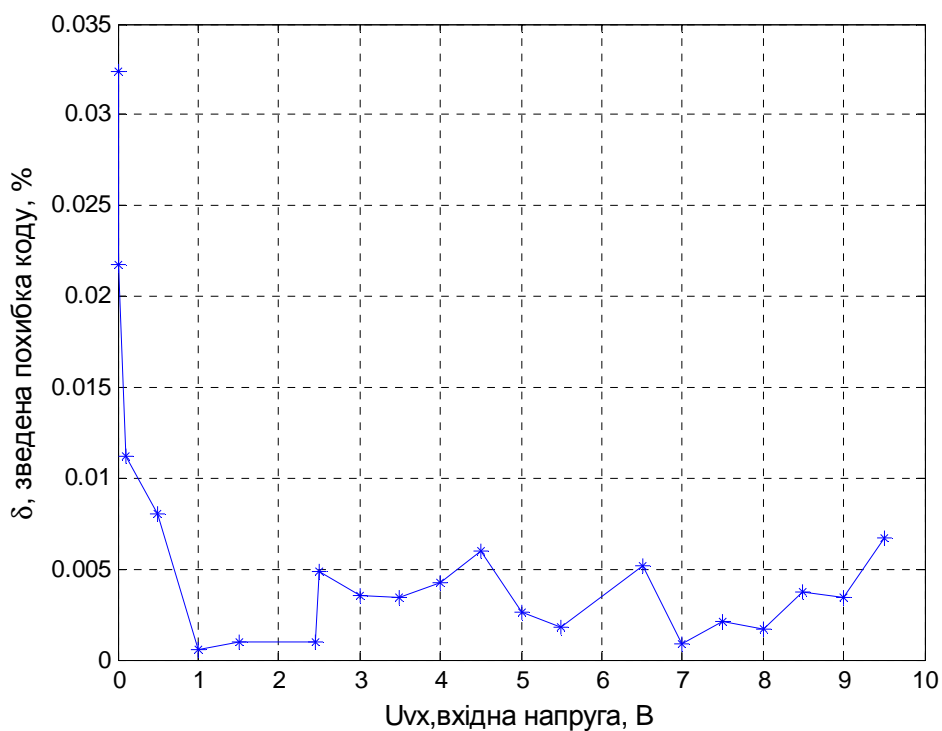


Рис. 3.52. Графіки зведеної похибки вихідного коду вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В

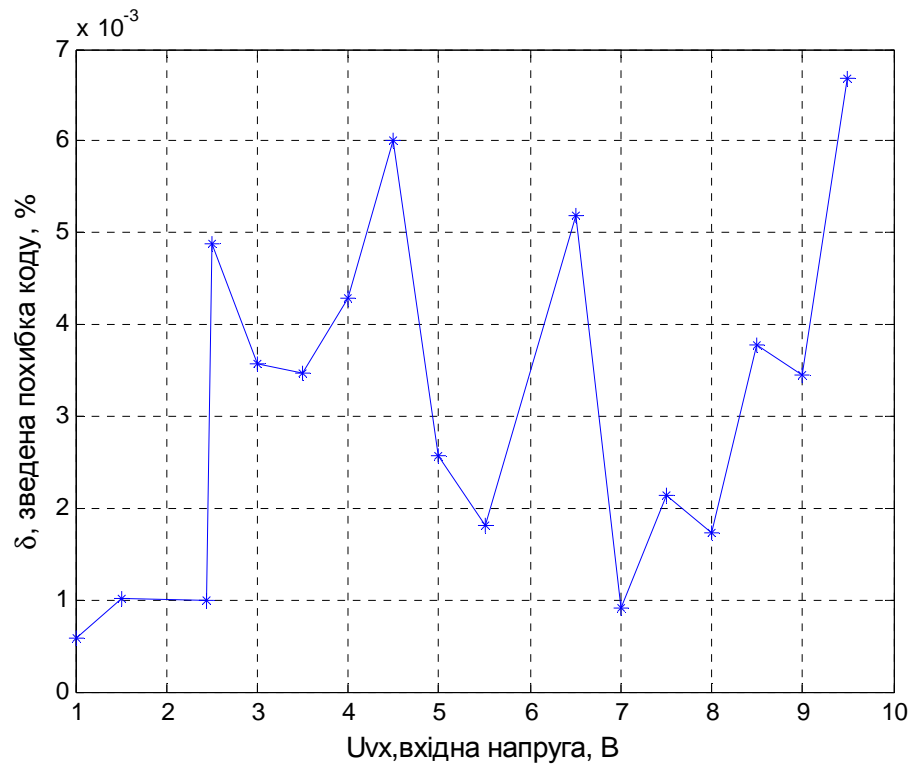


Рис. 3.53. Графіки зв'язаної похибки вихідного коду вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1В до 10В

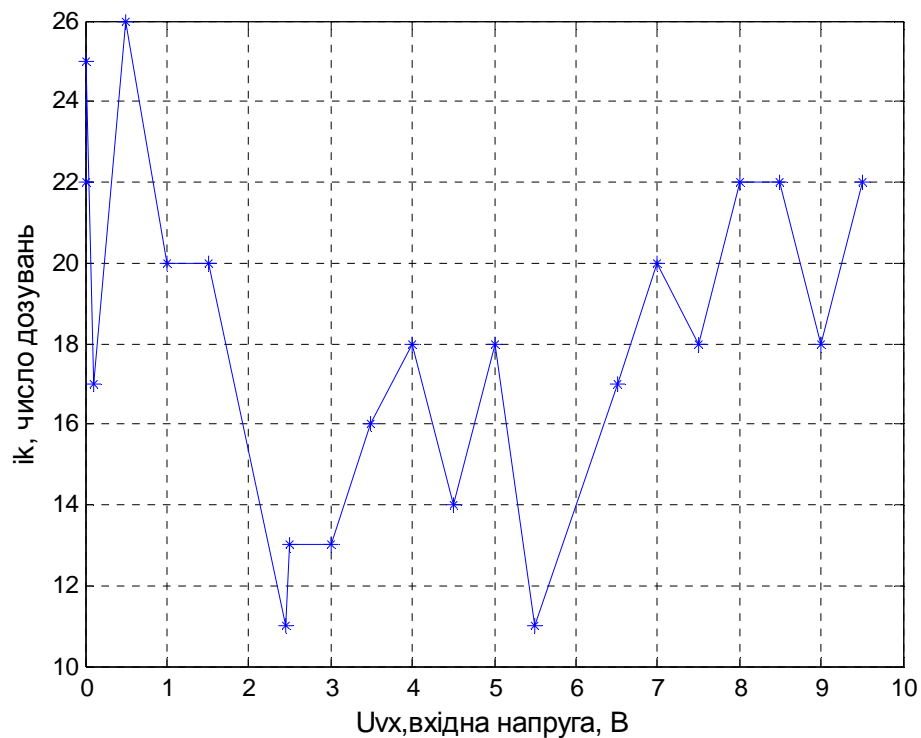


Рис. 3.54. Графіки тривалості перетворення вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В

Як бачимо, у діапазоні вхідних напруг до 1 В покращений перетворювач із зміною основи логарифма відповідає високоточним перетворювачам з 12ма двійковими розрядами. У діапазоні від 1 В до 10 В його похибка є в межах 0.0005 % – 0.007 % тобто 13 –14 двійкових розрядів.

При цьому швидкодія покращеного перетворювача перевищує не тільки відомі аналоги, але і вище розглянуті класичні перетворювачі із змінною основою логарифма (рис. 3.54). Найбільшу тривалість перетворення мають значення на краях діапазону вхідних напруг, але перетворення для усіх вхідних напруг закінчуються до 22 – 26 тактів або 55 – 65 мкс.

Оскільки, покращений АЦФП із змінною основою логарифму має високу швидкодію, а похибки, які нас задовільняють знаходяться у нижній половині діапазону, то ми провели моделювання із збільшеною кількістю піддіапазонів перетворення.

Кількість піддіапазонів збільшили до 5. Основа логарифму для п'ятого піддіапазону $\zeta=0.9999$. Максимальна кількість кроків – дозувань на кожному піддіапазоні залишилася встановленою 10.

Ми отримали аналогічні за формою, до побудованих при перетворенні на чотирьох піддіапазонах, графіки роботи АЦФП та графіки зведених похибок. Таблиці результатів – у додатку Д.3.4.2. Моделювання проводилося для таких же значень вхідних напруг, як і на 4х піддіапазонах, зокрема і: $U_{IN}=9,5$ В; $U_{IN}=9$ В; $U_{IN}=7$ В; $U_{IN}=5$ В; $U_{IN}=3$ В; $U_{IN}=1$ В; $U_{IN}=0,1$ В; $U_{IN}=0,001$ В. Взввши значення похибки для кожної з вхідних напруг на останньому 5ому піддіапазоні ми побудували графік зведеної похибки (рис. 3.55).

Найбільші значення похибок ми отримували у верхній частині діапазону. Для перетворення на 5ти піддіапазонах вони зменшилися у рази. Так зведена похибка для $U_{IN}=9,5$ В в кінці першого піддіапазону становить 0.002 % проти 2 % при перетворенні на 4х піддіапазонах. Графік остаточних значень (тобто в кінці 5 піддіапазону) зведених похибок при перетворенні на п'яти піддіапазонах показана нижче – рис. 3.55.

Значення зведених похибок напруги не перевищують 0.0027 %. А для більшості вхідних напруг є меншими 0.002 %.

Для зведеної похибки вихідного коду значення знаходяться в межах 0.0003 % – 0.001 %. Що відповідає точності 16ти двійкових розрядів. Зауважимо, що якщо обмежити діапазон вхідних напруг 1 В – 10 В, то значення зведеної похибки вихідного коду не перевищуватиме 0.00085 %.

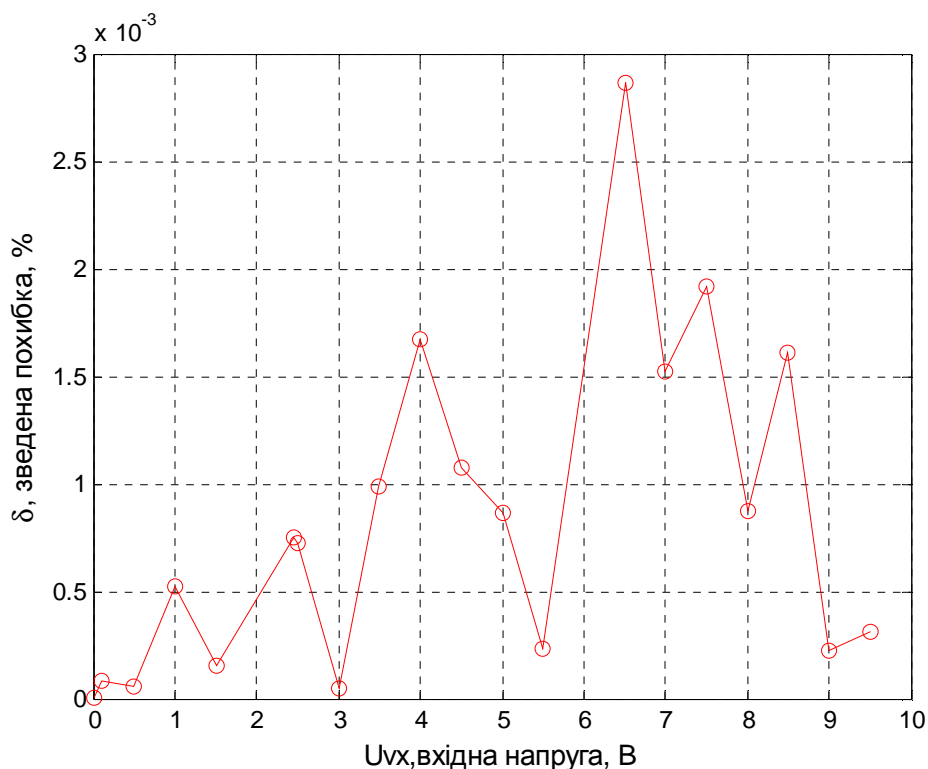


Рис. 3.55. Графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 5ти піддіапазонах

Як і було прогнозовано, тривалість перетворення зросла порівняно з перетворенням на 4х піддіапазонах. Однак, у верхній частині діапазону вхідних напруг час перетворення не перевищує 29 тактів тобто 72.5 мкс, а у нижній від 1 мВ до 1 В – є в межах від 33 тактів або 82.5 мкс до 43 тактів або 107.5 мкс (рис. 3.57). А в діапазоні вхідних напруг 1 В – 10 В тривалість перетворення є меншою 30 тактів або 75 мкс. Тобто у діапазоні від 1 В до 10 В отримали час перетворення менший, ніж у класичного перетворювача із зміною основи логарифма.

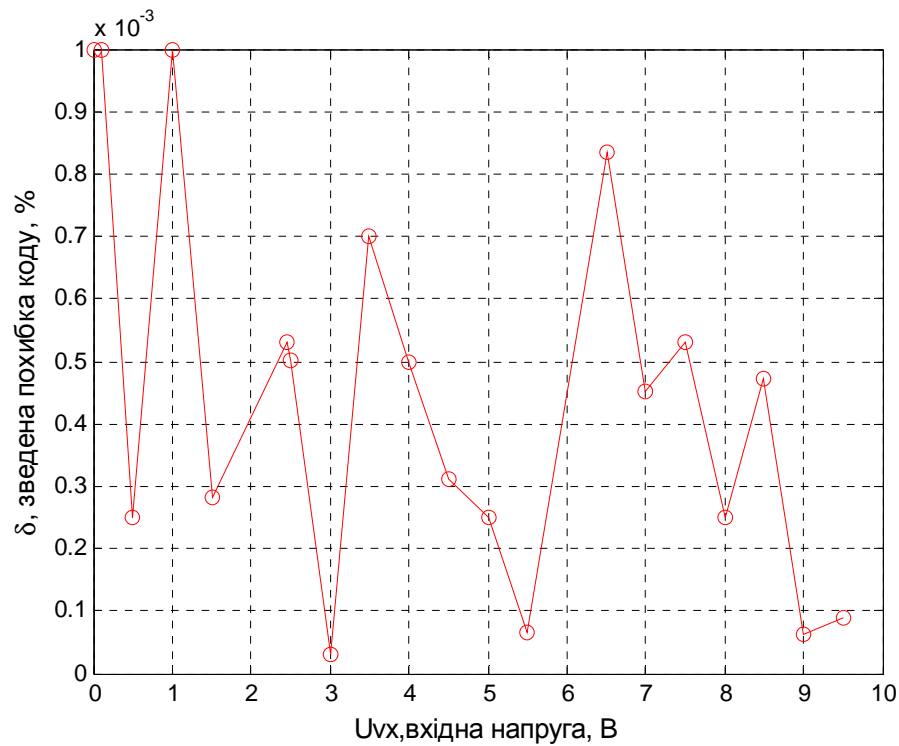


Рис. 3.56. Графіки зведеної похибки вихідного коду вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 5ти піддіапазонах

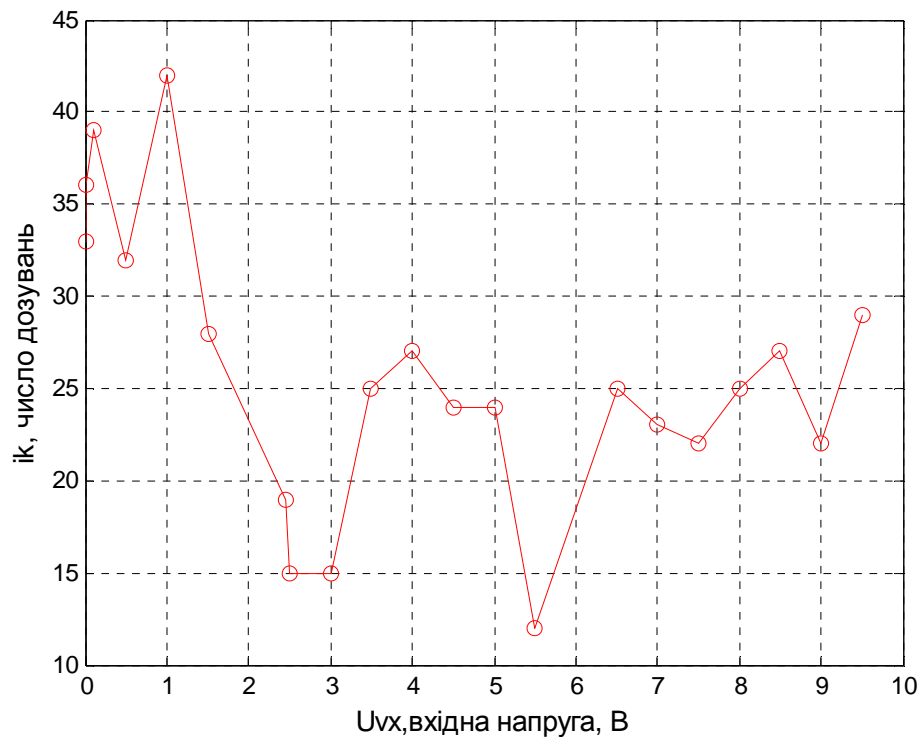


Рис. 3.57. Графіки тривалості перетворення вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 5ти піддіапазонах

На графіках зведеної похибки напруги (рис. 3.58), зведеної похибки вихідного коду (рис. 3.59) та тривалості перетворення (рис. 3.60) синім кольором показано залежності, отримані для 4х піддіапазонів, а червоним – для 5ти піддіапазонів.

Порівняємо між собою вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма з 4ма піддіапазонами перетворення та з 5ма (табл.3.13).

Підсумовуючи можна стверджувати, що попри те, що для класичного перетворювача із зміною основи логарифма збільшення кількості піддіапазонів підвищує точність і погіршує швидкодію, вдосконалений АЦФП варто рекомендувати до застосування саме із збільшеною до 5 кількістю піддіапазонів.

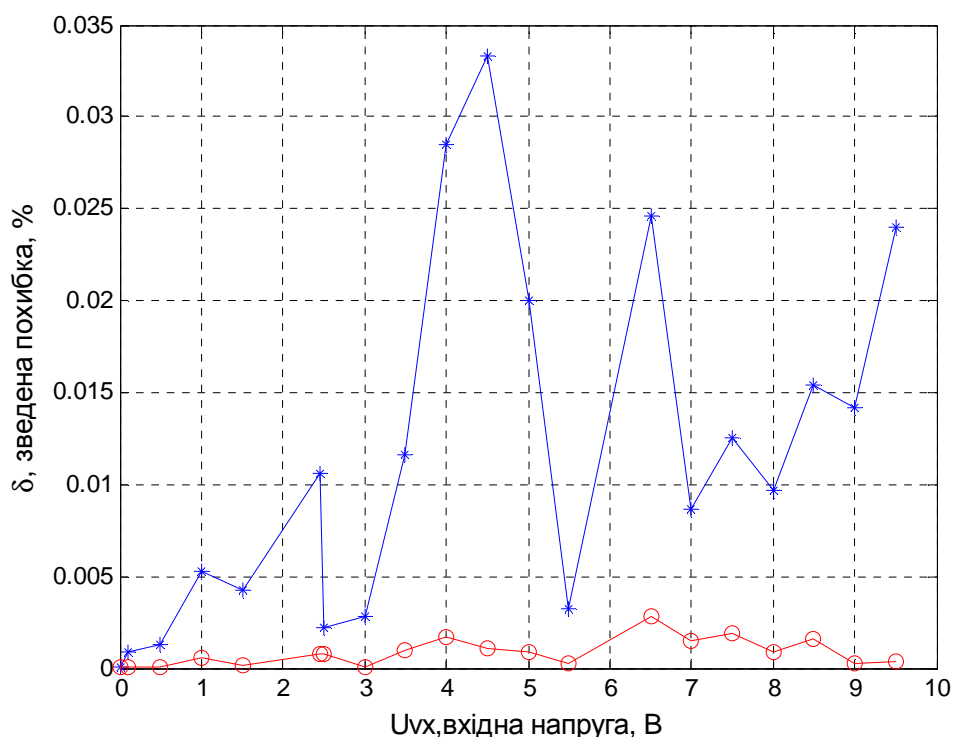


Рис. 3.58. Суміщені графіки зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 4х піддіапазонах (синій *) і при перетворенні на 5ти піддіапазонах (червоний о)

Його зведена похибка напруги не перевищуватиме 0.005 % в усьому діапазоні вхідних напруг, а саме від 1 мВ до 10 В. І є меншою від аналогічної при 4х піддіапазонах в 10 разів.

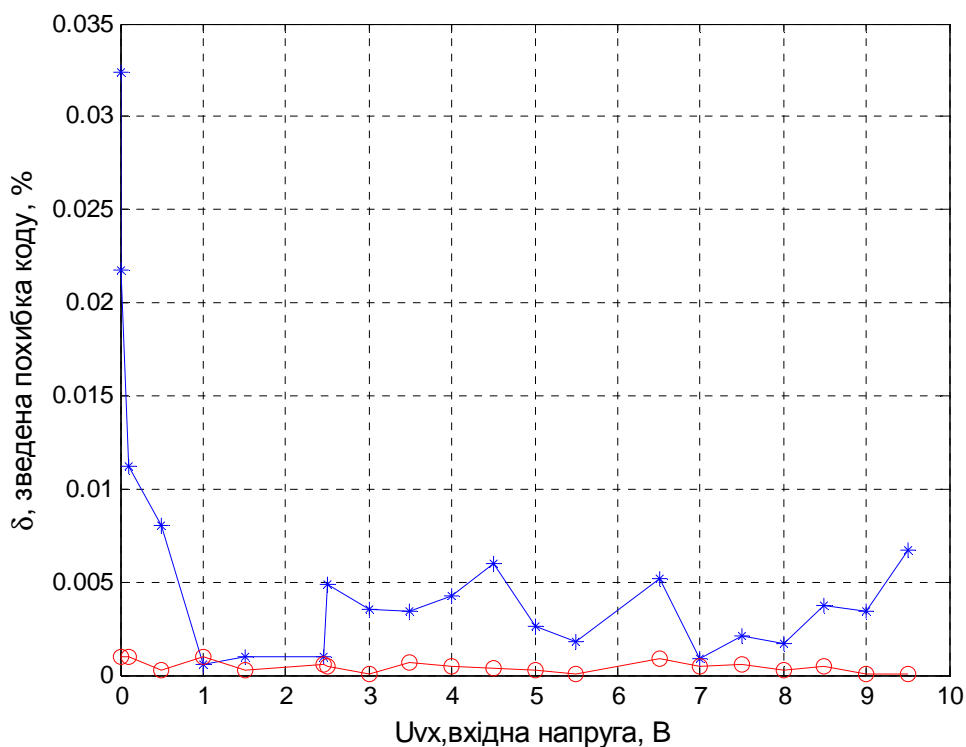


Рис. 3.59. Суміщені графіки зведеної похибки вихідного коду вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 4х піддіапазонах (синій *) і при перетворенні на 5ти піддіапазонах (червоний о)

А зведена похибка вихідного коду не перевищує 0.001 % в усьому діапазоні вхідних напруг.

Підвищення точності не суттєво погіршує швидкодію. Оскільки в діапазоні від 1 мВ до 1 В він лише на 3 такти або 7.5 мкс перевищує час перетворення класичного перетворювача із зміною основи логарифма для 4х піддіапазонів. А в діапазоні від 1 В до 10 В він є меншим на 11 тактів або 27.5 мкс від часу перетворення класичного АЦФП із зміною основи логарифма.

Моделюванням підтверджено, що запропонований вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма порівняно з відомими аналогами підвищує і

точність, і швидкодію, та дає змогу користувачеві наперед вибрати ці параметри.

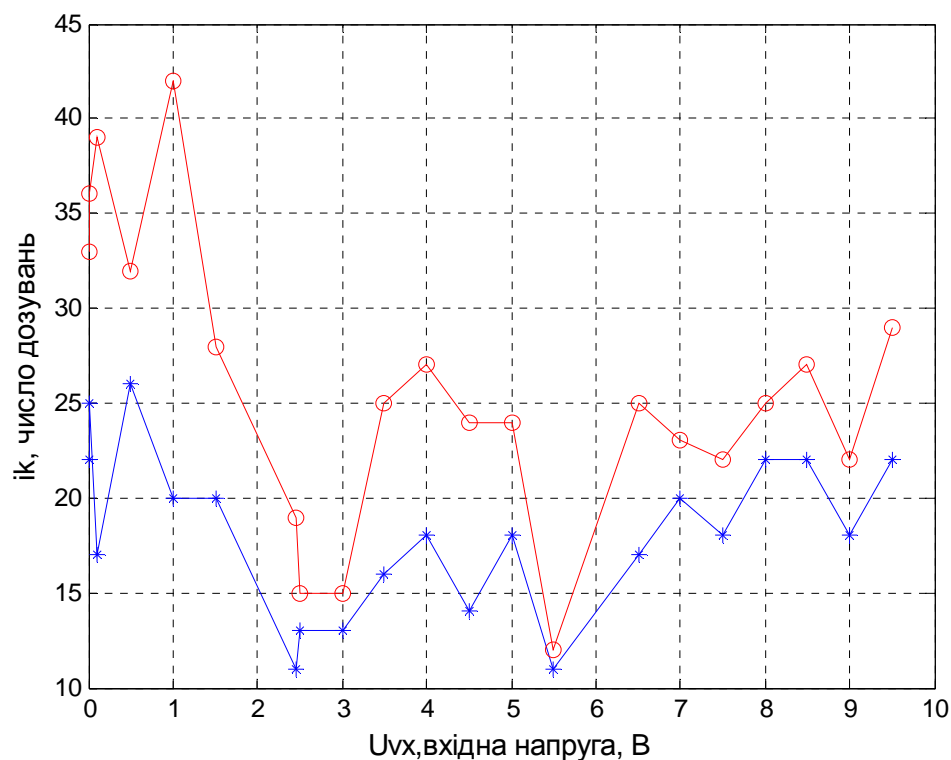


Рис. 3.60. Суміщені графіки тривалості перетворення вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 10 В при перетворенні на 4х (синій *) і 5ти (червоний o) піддіапазонах

Таблиця 3.13. Результати моделювання АЦФП на основі запропонованого авторкою вдосконаленого методу перетворення із змінною основою логарифму

тип АЦФП, кількість $U_{вх}$	реалізувані функції	діапазон вхідних напруг	кількість піддіапазонів	отримана похибка δU	отримана похибка δN	отриманий час перетворення
1	2	3	4	5	6	7
вдосконалий АЦФП із змінною основою логарифма, 1 $U_{вх}$	$*$, x^N , $x_1^{N_1} \cdot x_2^{N_2} \dots x_1$	1мВ– 10В	4	0.0001 % – 0.03 %	≤ 0.03 % у діапазоні 1мВ – 1В, 0.001 % – 0.007 % у діапазоні 1В – 10В	11 – 26 дозувань (27.5 – 65 мкс)

Продовження таблиці 3.13.

1	2	3	4	5	6	7
вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма, $1 U_{вх}$	$*, x^N,$ $x_1^{N_1} \cdot x_2^{N_2} \dots x_n^{N_n}$	1мВ– 10В	5	$\leq 0.003\%$	$\leq 0.001\%$	12 – 42 дозування (30 – 105 мкс)

3.5. Аналіз похибок та оцінка швидкодії запропонованого інтерполюючого аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах

У запропонованому інтерполюючому АЦФП перетворення відбувається також у два етапи, але відрізняється від відомого наступним. На першому етапі виконуючи перерозподіл заряду між конденсаторами формуємо спадну розгортку компенсуючої напруги U_k і наближаємося до значення вхідної напруги великими кроками. На другому етапі шляхом накопичення заряду отримуємо зростаючу розгортку. Компенсуюча напруга зростає від свого останнього значення на першому етапі. І прямує до значення вхідної напруги малими кроками (рис.2.10).

За висоту сходинки кроку U_k на етапі перерозподілу заряду відповідає ζ , а на етапі накопичення – α . Їх значення отримуємо згідно формул (2.76 – 2.77) відповідно до бажаної похибки перетворення. Тобто необхідними початковими значеннями є опорна напруга і значення бажаних похибок на двох діапазонах перетворення.

Зауважимо, що саме похибка на другому етапі визначатиме остаточну похибку перетворення. А от на тривалість перетворення впливатимуть задані параметри як другого, так і першого етапів.

Максимальну похибку визначаємо відповідно до (2.81):

$$\delta = \frac{\Delta U_2}{U_0} \cdot 100\% = \alpha^{N-1} \cdot (\alpha - 1) \cdot 100\% \quad (3.32)$$

Для визначення похибки вихідного коду враховуємо значення номінального коду, обчислене аналогічно до (3.7), але з урахуванням основи логарифмування на другому етапі α :

$$\alpha = e^{N_{\text{no min al}}^{-1} \ln D^{-1}} = e^{N_{\text{no min al}}^{-1} \ln(U_{\text{min}}/U_{\text{max}})}, \quad N_{\text{no min al}} = \frac{\log\left(\frac{U_{\text{min}}}{U_{\text{max}}}\right)}{\log \alpha} \quad (3.33)$$

Ідеальне значення вихідного коду буде обчислюватися з урахуванням (2.75) і (2.78):

$$N = \frac{v}{\log \zeta} * \log \frac{U_{\text{BX}}}{U_0} - \frac{1}{\log \alpha} * \log \frac{U_{\text{BX}}}{U_1}, \quad (3.34)$$

де $v = \delta_1 / \delta_2$ – вага визначається як співвідношення заданого значення похибки першого піддіапазону до заданого значення похибки другого піддіапазону.

На рис. 3.61 наведено розроблений алгоритм інтерполюючого АЦФП.

При проведенні моделювання роботи інтерполюючого АЦФП за опорну напругу першого етапу вибрано 10 В. Моделювання проводилося для довільних п'ятнадцяти значень у усього діапазону перетворення від 1 мВ до 10 В. При чому значення вибиралися, як цілочисельні, так і з різною кількістю значущих цифр після коми, для точнішої оцінки правильності розробленого алгоритму і встановлення впливу значення вхідної напруги на значення похибок. Було вибрано 10 значень від 1 в до 9,5 В і ще 5 значень від 1 мВ до 1 В.

Зміну компенсуючої напруги на графіках показуємо не суцільною лінією, а окремими зірочками, що найбільше передає дискретний характер її зміни.

Першою задачею було моделювання інтерполюючого АЦФП з заданим похибками 10 % на першому та 0,1 % на другому етапах перетворення. Зауважимо, що похибка 0,1 % відповідає десяти двійковим розрядам.

Такі значення похибок були обрані для першого дослідження, щоб спочатку найшвидше встановити наближене значення результату. І потім

уточнити його із точністю, що відповідатиме десяти двійковим розрядам. А тоді за отриманими результатами визначитися з тим, що необхідно покращувати – швидкодію чи точність інтерполюючого АЦФП.

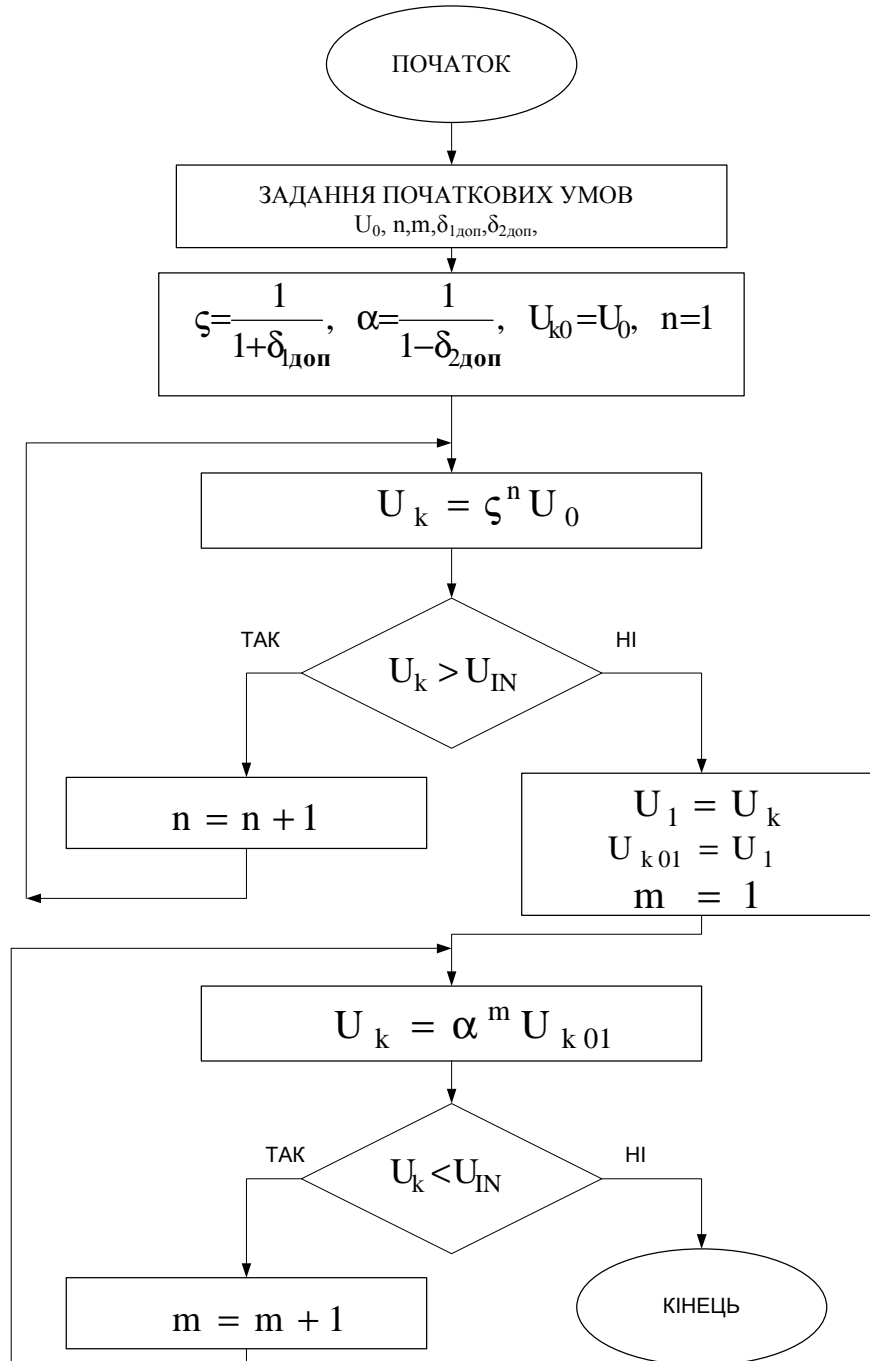


Рис. 3.61. Розроблений алгоритм інтерполюючого АЦФП

Моделювання підтвердило роботу АЦФП згідно розробленого алгоритму.

На першому етапі компенсуюча напруга спадала з великим кроком. На графіку її зображено синім кольором. А на другому етапі компенсуюча напруга зростала з малим кроком. Цій зміні відповідає графік червоного кольору.

На рисунку 3.62 наведено графік зміни компенсуючої напруги інтерполюючого АЦФП при значенні вхідної напруги 5.25 В. Зауважимо, що отримана похибка перетворення для цього прикладу становила 0.0104 %.

Загалом, результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками 10 % на першому та 0,1 % на другому етапах перетворення, дозволяють побудувати наступні графічні залежності. Графік похибок достатньо подавати для другого етапу перетворення, оскільки саме він визначатиме точність отриманого результату.

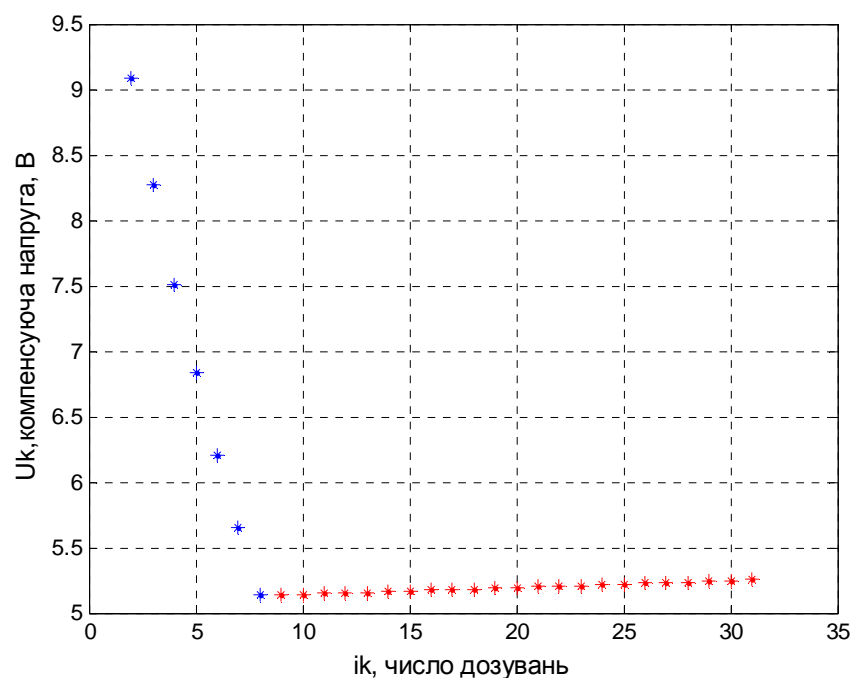


Рис. 3.62. Графік зміни компенсуючої напруги інтерполюючого АЦФП при значенні вхідної напруги 5.25 В

На рис. 3.63а наведено графік зведеної похибки напруги на другому етапі перетворення. А на рис. 3.63б – графік зведеної похибки вихідного коду.

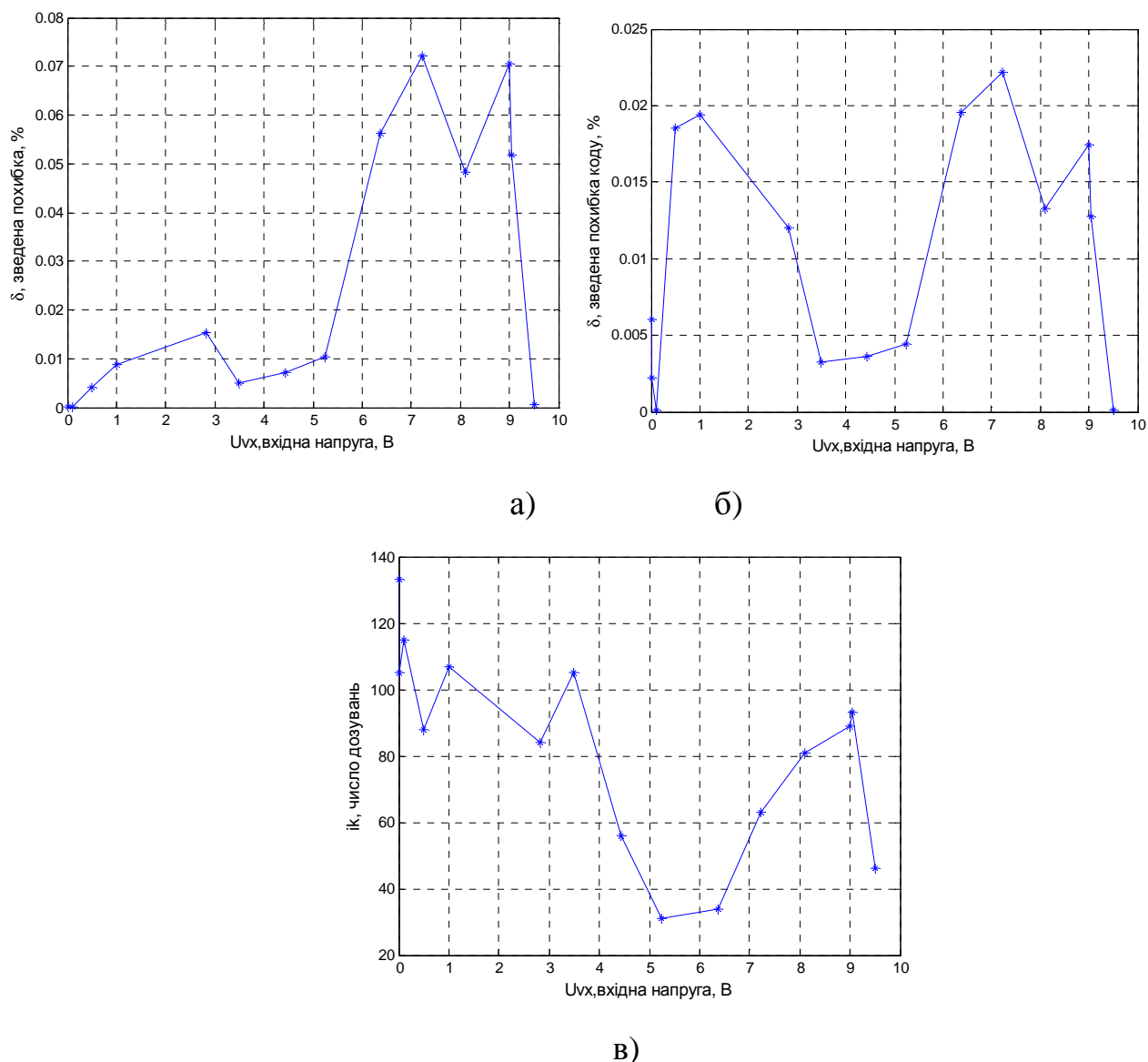


Рис. 3.63. Графік зведеної похибки напруги (а), зведеної похибки вихідного коду (б) та тривалості перетворення (в) інтерполюючого АЦФП у діапазоні від 1 мВ до 10 В при заданій похибці другого етапу 0.1 %

Можна стверджувати, що розроблений перетворювач у нижній половині діапазону, тобто від 1 мВ до 5 В для зведених похибок напруги відповідає точності 12ти двійкових розрядів (похибка менша від 0.025 %), а у верхній – отримана зведена похибка напруги не перевищує 0,08 %, тобто краще від 0.1% притаманних 10ти двійковим розрядам. Значення зведеної похибки вихідного коду в усьому діапазоні є меншим від 0.025 %. Таблиця отриманих шляхом моделювання значень наведена у додатках Д.3.5.

А от тривалість перетворення можна оцінити тільки враховуючи і перший – наблизений, але швидкий етап перетворення, і другий – точний, але повільніший.

На рисунку 3.63в наведено графік тривалості перетворення інтерполюючого АЦФП в діапазоні від 1 мВ до 10 В при заданих похибках 10% на першій етапі та 0.1% на другій етапі.

Як бачимо, тривалість перетворення є найбільшою у діапазоні мілівольт, але не досягає типових для такого типу перетворювачів 200 тактів. У діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 3.5 В вона менша від 133 тактів, що відповідає 332.5 мкс. Для більшості значень вхідної напруги (від 3.5 В до 10 В) є меншою від 100 тактів, тобто 250 мкс, що вдвічі краще ніж у типових інтерполюючих логарифмічних АЦП.

Для оцінки можливості подальшого підвищення точності проведено моделювання для заданих значень похибок: 10 % на першому етапі та 0.01 % на другому етапі (рис.3.64).

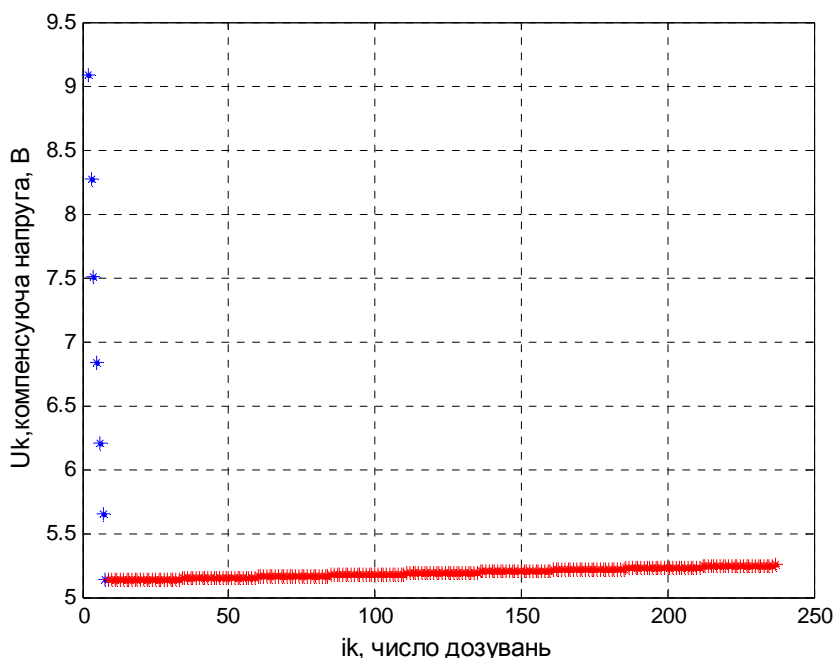


Рис. 3.64. Графік зміни компенсуючої напруги інтерполюючого АЦФП при значенні вхідної напруги 5.25 В при заданих похибках 10% на першій етапі та 0.01% на другій етапі (отримана похибка $\delta=0.0046$ %)

Воно показало значне збільшення тривалості перетворення – від 200 – 400 тактів (500 мкс – 1 мс) до 800 тактів (800 тактів відповідає 2000 мкс тобто 2 мс). При цьому значення зведеної похибки напруги для значень вхідних напруг близьких до 10 В досягає 0.008 %, при вхідній нарузі меншій 9.3 В воно зменшується до 0.0057 %, і для середини діапазону є меншим від 0.005 %, а для вхідних напруг менших від 1 В не перевищує 0.001 % (рис.3.65). Зведена похибка вихідного коду в усьому діапазоні вхідних напруг не перевищує 0.0022 %. Таблиця отриманих значень наведена у додатках Д.3.5.

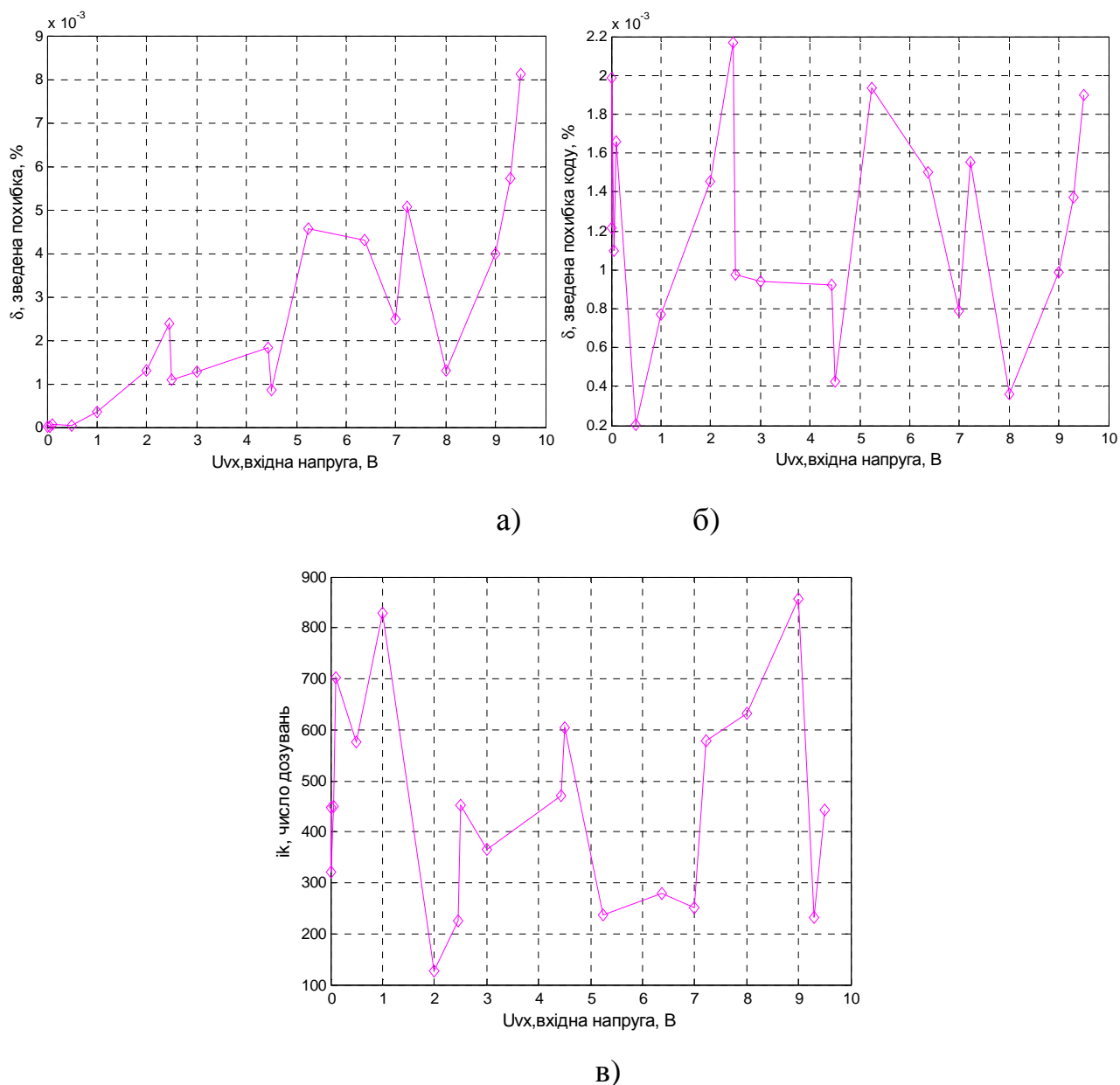


Рис. 3.65. Графік зведеної похибки напруги (а), зведеної похибки вихідного коду (б) та тривалості перетворення (в) інтерполюючого АЦФП у діапазоні від

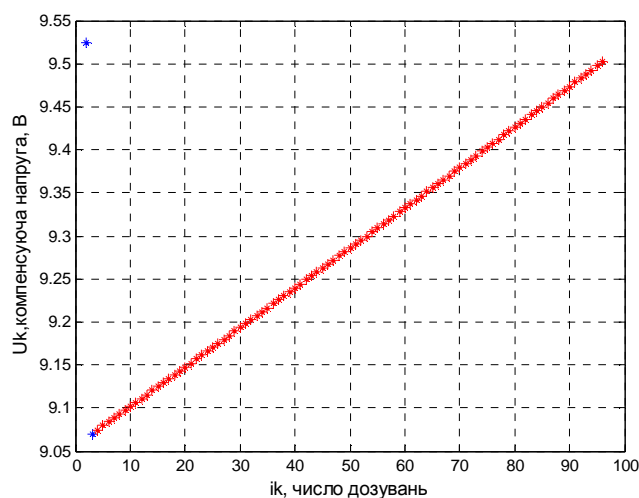
1 мВ до 10 В при заданих похибках 10% на першій стадії та 0.01% на другій стадії

Отже, інтерполюючий АЦФП з заданими похибками 10 % на першому етапі та 0.01 % на другому етапі забезпечує точність кращу від 12ти розрядів для вхідних напруг від 9.4 В до 10 В, кращу від 14ти розрядів для вхідних напруг від 1 В до 9.3 В і кращу від 16ти розрядів для вхідних напруг від 1 мВ до 1 В. Значення похибки вихідного коду є меншими від похибок, приманним 15ти розрядним перетворювачам.

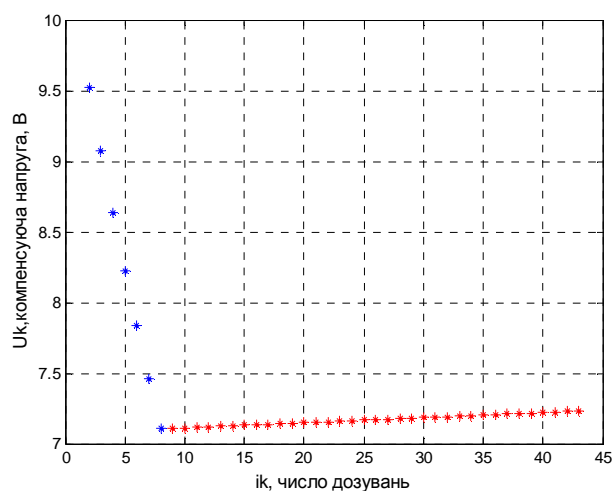
Результати моделювання інтерполюючого АЦФП із заданими значеннями похибок на першому етапі 1 % і 0.1 % та інтерполюючого АЦФП із заданими значеннями похибок на першому етапі 10 % і 0.05 % на другому наведені у додатках Д.3.5 у вигляді таблиць і рисунків з графіками.

Як оптимальний за співвідношенням похибки і тривалості перетворення можна пропонувати варіант з заданими похибками: на першому етапі похибка 5 % та на другому етапі 0.05 %.

Для різних значень вхідних напруг при заданих похибках на першому етапі 5 % та на другому етапі 0.05 % отримали такі графічні залежності (рис. 3.66).



а)



б)

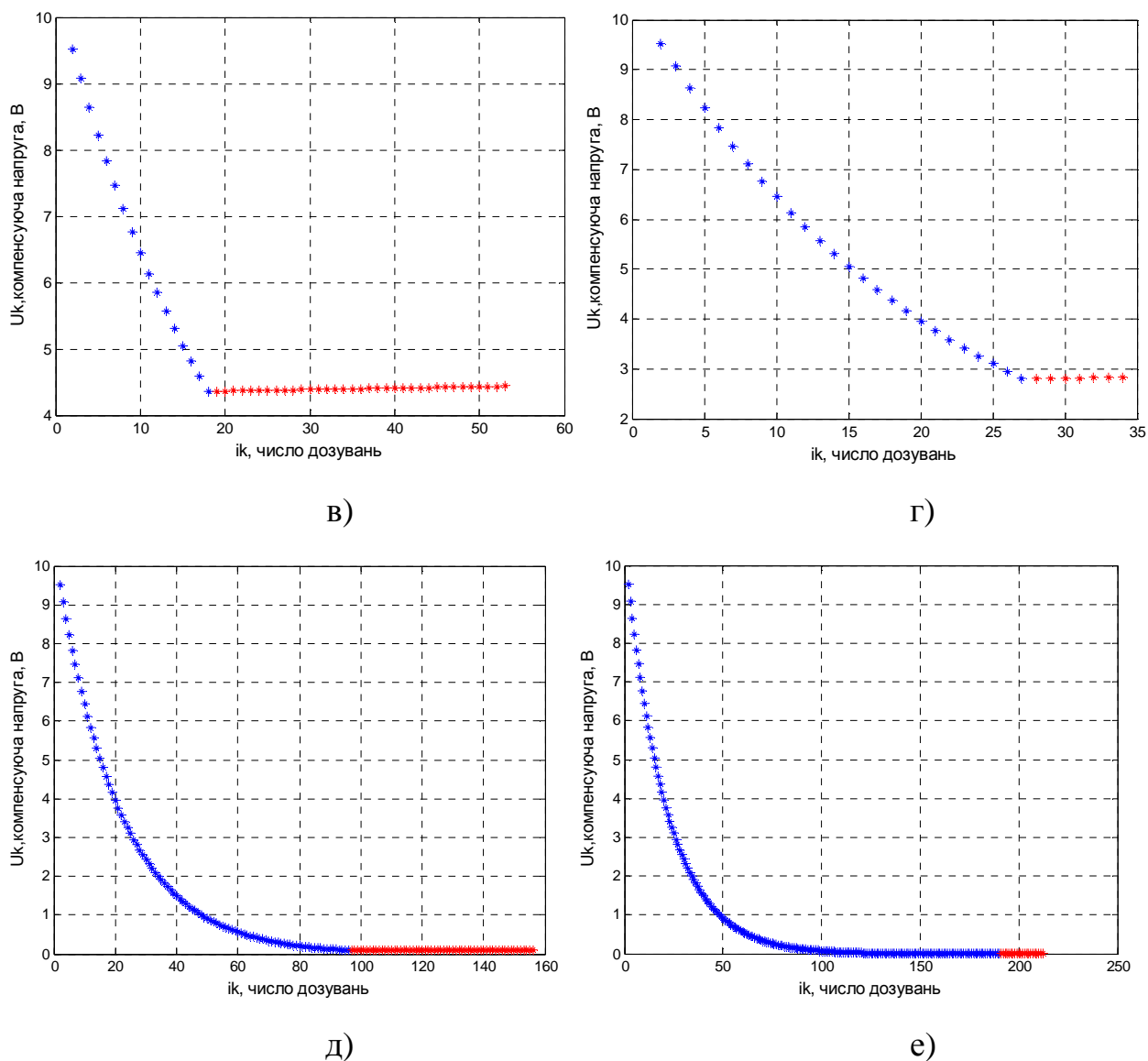


Рис. 3.66. Графіки роботи інтерполюючого АЦФП для значень вхідної напруги: $U_{vx}=9.5$ В (а), $U_{vx}=7.231$ В (б), $U_{vx}=4.44$ В (в), $U_{vx}=2.821$ В (г), $U_{vx}=0.1$ В (д), $U_{vx}=0.001$ В (е)

Розрахувавши для досліджених значень зведені похибки і побудувавши для кращого сприйняття їх графік, отримали наступні результати (рис. 3.67). Таблиця даних наведена у додатках Д.3.5.

На рисунку 3.67 видно, що зведена похибка напруги інтерполюючого АЦФП, при заданому значенні 0.05 % на другому етапі перетворення, за результатами моделювання не перевищує 0.026 % у верхній частині діапазону, а для більшості значень 0.016 %. Нагадаємо, що типовими значеннями похибок перетворення АЦП є 1.6 % для бти двійкових розрядів, 0.4 % для 8ми двійкових

розрядів, 0.1 % для 10ми двійкових розрядів, 0.025 % для 12ти двійкових розрядів. Отже, вибрані параметри дозволяють віднести розроблений інтерполюючий АЦФП до високоточних перетворювачів.

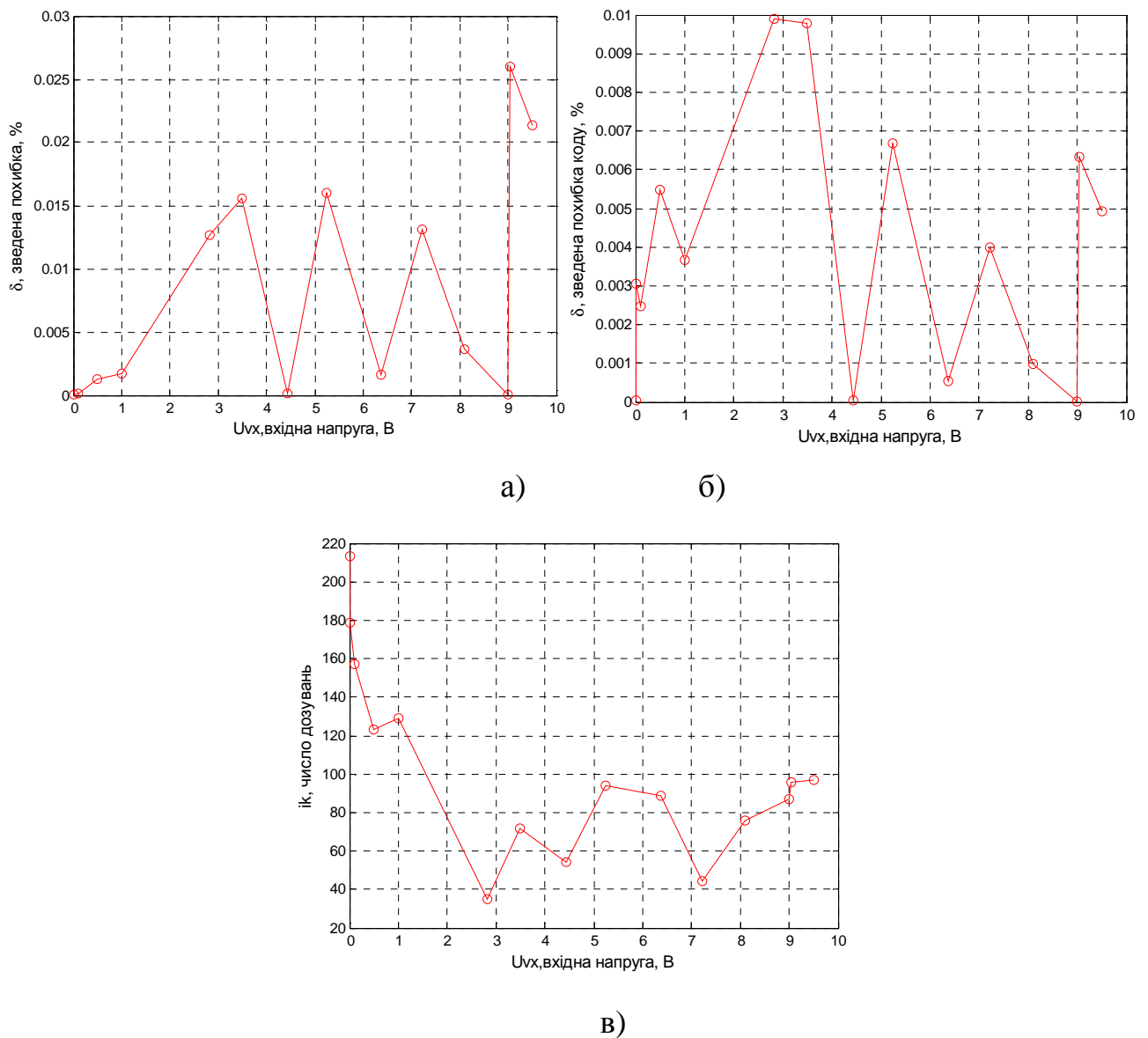


Рис. 3.67. Графік зведеної похибки напруги (а), зведеної похибки вихідного коду (б) та тривалості перетворення (в) інтерполюючого АЦФП у діапазоні від 1 мВ до 10 В при заданих похибках 5% на першій та 0.05% на другій етапі

Зведена похибка вихідного коду (рис.3.67б) в усьому діапазоні вхідних напруг є меншою від заданого значення 0.05 % у 5 разів і не перевищує 0.01 %, що є кращим від значення похибки 13ти розрядного перетворювача.

Проаналізуємо тривалість перетворення для обраних параметрів (рис. 3.67в). Як бачимо, в діапазоні від 1 мВ до 1 В тривалість перетворення становить 128 – 212 тактів або 320 – 530 мкс. Це відповідає типовим значенням 200 тактів перетворення для інтерполюючих логарифмічних АЦП. У діапазоні від 1 В до 10 В тривалість перетворення є меншою від 100 тактів або 250 мкс, що вдвічі краще від типової.

Порівнюючи отримані шляхом моделювання зведені похибки напруги для інтерполюючих АЦФП із заданими похибками на етапах перетворення 10 % і 0.1 % , 10 % і 0.001 % та 5 % і 0.05 % (рис. 3.68), можемо зробити такі висновки.

При зменшенні вдвічі заданих значень похибок на обох етапах перетворення похибки також зменшують вдвічі у верхній половині діапазону вхідних напруг. Похибки нижньої половини діапазону суттєво не відрізняються для заданих похибок 10 % і 0.1 % та 5 % і 0.05 %, але є значно кращими від типових значень і дозволяють віднести розроблений інтерполюючий АЦФП до високоточних пристроїв з похибкою меншою 0.02 % , тобто краще від похибок 12ти розрядних АЦП. Похибки напруги для заданих похибок 10 % і 0.01 % в усьому діапазоні є меншими від 0.01 % , а у нижній частині діапазону – менша від 0.005 % , тобто відповідає похибкам 14 розрядних перетворювачів.

Жодна із зведених похибок напруги не перевищує максимальної похибки, розрахованої за (3.32). Значення та графіки максимальної похибки наведені у додатках.

На рис. 3.69 наведені графіки зведених похибок вихідного коду для інтерполюючих АЦФП із заданими похибками на етапах перетворення 10 % і 0.1 % , 10 % і 0.001 % та 5 % і 0.05 % . Зведені похибки коду не перевищують максимальної похибки і є кращими в 4 – 5 разів від заданого значення, що особливо помітно для заданих значень похибки другого етапу 0.1 % та 0.05 % .

Для заданого значення похибки другого етапу 0.01 % зведені похибки також менші від заданого значення в середньому в 4.5 рази і не перевищують 0.0022 % .

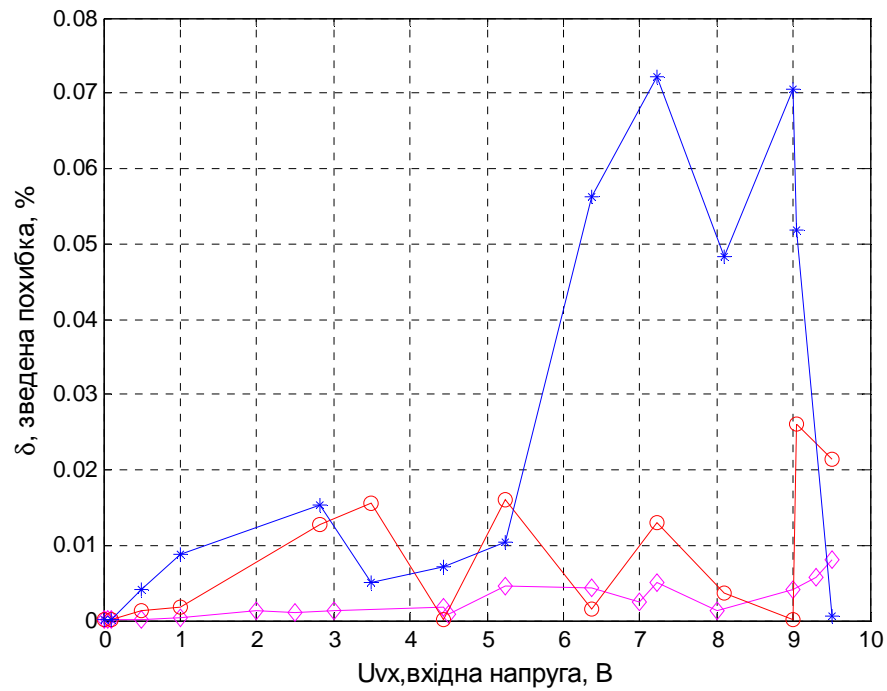


Рис. 3.68. Суміщений графік зведених похибок напруги інтерполюючого АЦФП: синій * – задані похибки 10 % і 0.1 % ; червоний о – задані похибки 5 % і 0.05 %, рожевий ромб – задані похибки 10 % і 0.01 %

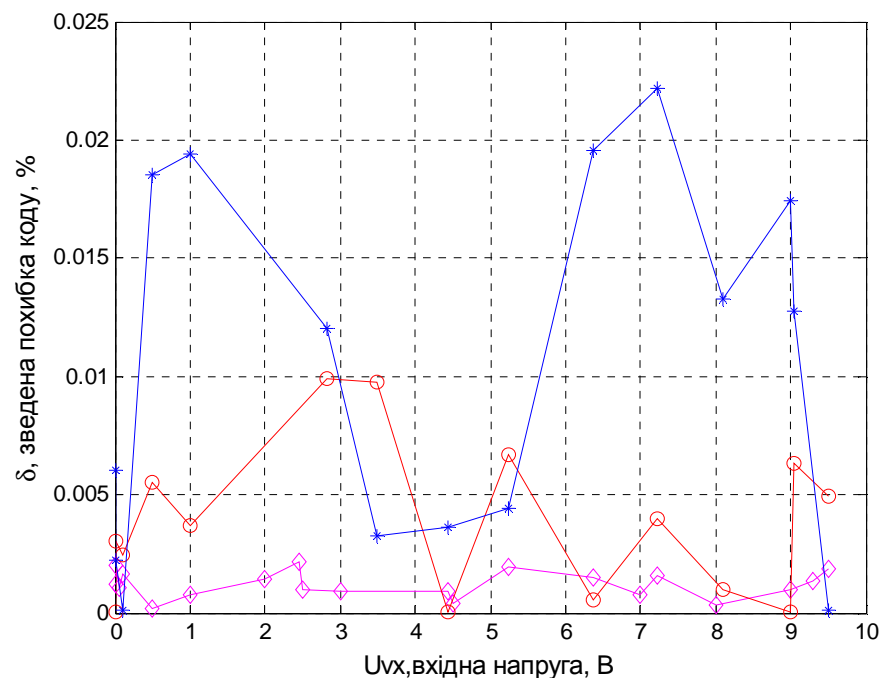


Рис. 3.69. Суміщений графік зведених похибок вихідного коду інтерполюючого АЦФП: синій * – задані похибки 10 % і 0.1 % ; червоний о – задані похибки 5 % і 0.05 %, рожевий ромб – задані похибки 10 % і 0.01 %

Порівнюючи отриману шляхом моделювання тривалість перетворення інтерполюючих АЦФП із заданими похибками на етапах перетворення 10 % і 0.1 % , 10 % і 0.001 % та 5 % і 0.05 % (рис. 3.70), бачимо, що при зменшенні вдвічі заданих значень похибок на етапах перетворення з 10 % і 0.1 % та 5 % і 0.05 % тривалість перетворення зростає удвічі у діапазоні мілівольт, а в діапазоні від 1 В і більше тривалість для цих обох випадків суттєво не відрізняється. А для заданих похибок 10 % і 0.001 % тривалість зростає у 4 рази.

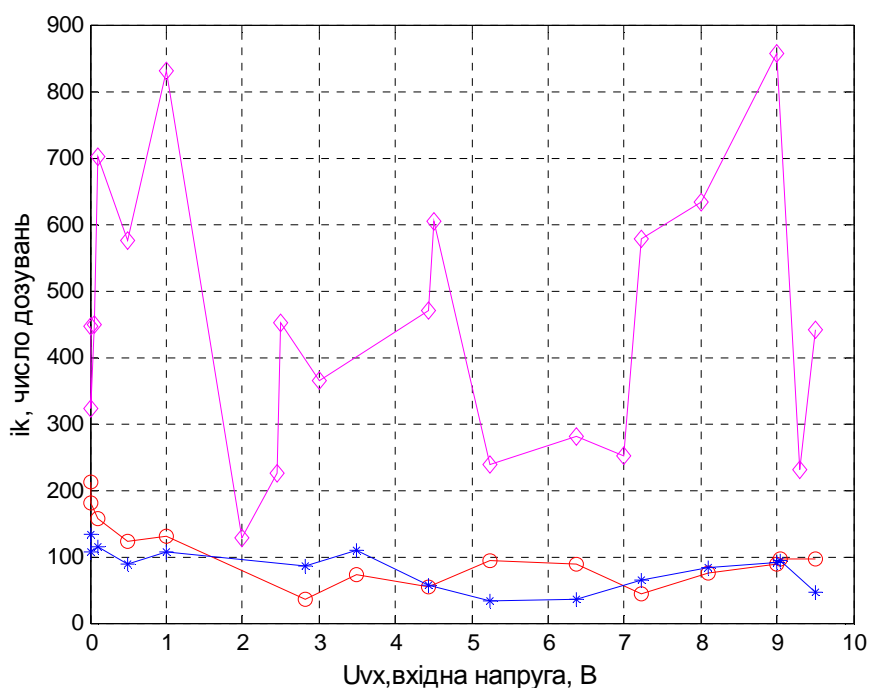


Рис. 3.70. Суміщений графік тривалості перетворення інтерполюючого АЦФП: синій * – задані похибки 10% і 0.1% ; червоний – задані похибки 5% і 0.05%

У діапазоні 1 мВ – 1 В для заданої похибки 0.01 % тривалість перетворення досягає 820 тактів або 2 мс; для заданої похибки 0.05 % становитиме від 212 до 128 тактів перетворення (від 530 до 320 мкс) проти 133 – 107 тактів (333 мкс – 268 мкс) для заданої похибки 0.1 %. У діапазоні 1 В – 10 В для заданої похибки 0.05 % тривалість становить від 128 до 96 тактів перетворення (від 320 мкс до 240 мкс) проти 107 – 46 (268 мкс – 115 мкс) для найнижчої точності. Для найвищої точності 0.01 % тривалість перетворення знаходиться у межах 150 – 650 тактів (375 мкс – 1.6 мс) для діапазону 2 – 8 В, і

для вхідних напруг, близьких до верхньої межі дапазону наближається до 850 тактів або 2.1 мс.

Вибраний, як оптимальний, запропонований інтерполюючий перетворювач з підвищеною до 0,05 точністю навіть у діапазоні 1 мВ – 1 В відповідає типовій швидкодії відомих інтерполюючих перетворювачів з нижчою (до 0.1%) точністю. А у діапазоні 1 В – 10 В демонструє швидкодію удвічі кращу при підвищеній точності.

Отже, за результатами проведеного моделювання запропонований інтерполюючий перетворювач відноситься до високоточних пристроїв. Він підвищує точність та швидкодію перетворення порівняно з відомими аналогами не менше як вдвічі, а для окремих піддіапазонів роботи покращуються одночасно і точність і швидкодія більше ніж в два рази.

Таблиця 3.14 Результати моделювання інтерполюючого АЦФП

тип АЦФП, кількість $U_{вх}$	реалізовані функції	діапазон вхідних напруг	задані розрядність і похибки	отримана зведена δU	отримана зведена $\delta N_{вих}$	отриманий час перетворення
1	2	3	4	5	6	7
інтерполюючий АЦФП, 1 $U_{вх}$	*, x^N	1мВ–10В	10 10% і 0.1%	0.04 % – 0.071 % у діапазоні 6 В – 9.5 В $\leq 0.025\%$ у діапазоні 1мВ – 5.5 В	$\leq 0.022\%$	46 – 133 дозувань (115 мкс – 332.5 мкс)
інтерполюючий АЦФП, 1 $U_{вх}$	*, x^N	1мВ–10В	11 5% і 0.05%	≤ 0.016 % у діапазоні 1мВ – 9В ≤ 0.026 % у діапазоні 9В – 10В	≤ 0.01 %	96 – 212 дозувань (240 мкс – 530 мкс)

1	2	3	4	5	6	7
інтерполюючий АЦФП, $1 U_{вх}$	$*, x^N$	1мВ– 10В	13 10% і 0.01%	0.0057 % – 0.008 % у діапазоні 5 В – 10 В, ≤ 0.005 % у діапазоні 1В – 5В, ≤ 0.001 % у діапазоні 1мВ – 1В	0.00002 % – 0.0022 %	$\leq 200 - 850$ дозувань (500 мкс – 2.12 мс) у діапазоні 1мВ – 10В

3.6. Похибки, що виникають у конденсаторних комірках

Спричинити виникнення інструментальних похибок для перетворювачів на комутованих конденсаторах може ряд впливів, зокрема:

- 1) вплив проникнення напруги управління аналогових ключів ;
- 2) вплив паразитних ємностей аналогових ключів конденсаторних комірок;
- 3) вплив розузгодження ємностей конденсаторної комірки, тобто можливе відхилення значення ємності конденсатора від вибраного номіналу;
- 4) вплив струмів витікання у конденсаторних комірках;
- 5) вплив виконання математичних функцій, наприклад, піднесення до степеня чи добування кореня, або реалізацію змінної основи логарифму.

У ході досліджень в межах підготовки дисертаційної роботи на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук ці впливи та зумовлені ними похибки були досліджені частково, а саме стосовно комірок із перерозподілом заряду. Подальші їх уточнення, а також аналогічні дослідження для комірок із накопичення заряду, імпульсним зворотнім зв'язком достань повно описані у

наступних наукових публікаціях авторки: [253 – 255, 258, 259, 262, 263, 265, 267, 269, 270, 272, 282, 284, 297].

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 3

У третьому розділі розроблено алгоритми функціонування до запропонованих авторкою методів, викладених у розділі 2, та проведене комп'ютерне моделювання роботи перетворювачів, побудованих за цими методами.

Моделюванням встановлено:

1. **Багатофункціональний АЦФП** має головною перевагою велику кількість входів. Досліджені варіанти 5ти та 10ти вхідних напруг в діапазоні від 1 мВ до 10 В. Збільшення числа вхідних напруг не призводить до збільшення похибки перетворення. Багатофункціональний багатовходовий АЦФП відноситься до високоточних перетворювачів з середньою швидкодією. Він забезпечує похибку в 2 – 4 рази кращу від заданої при проектуванні, тобто відповідну похибці пристроїв, що мають на 2 двійкові розряди більше. Час перетворення сотні мікросекунд – одиниці мілісекунд при заданій розрядності 10 і одиниці мілісекунд – десятки мілісекунд при заданій розрядності 12 (похибка перетворення при цьому відповідає похибці 13 – 14 розрядних АЦП).

2. **Перетворювач з логарифмуванням різниці двох напруг** демонструє точність вищу від класичного перетворювача, який спочатку отримує різницю та потім її логарифмує. Він відноситься до високоточних перетворювачів середньої швидкодії. Перевагою його є сам метод перетворення. Похибка запропонованого перетворювача порівняно з класичним є від 4 до 10 разів меншою. Тривалість перетворення є від сотень мікросекунд до одиниць мілісекунд. Зведена похибка вихідного коду при заданій розрядності 10 знаходиться в межах 0.02 % – 0.03 %, а при заданій розрядності 12 – 0.004 % – 0.007%. Тобто є відповідною до похибок перетворювачів із розрядністю більшою на 2 розряди. Для заданої розрядності 10 «близькими» вхідними напругами є напруги, що відрізняються менше ніж на 10 %, а для розрядності

12 – на 5 %. При перетворенні різниці напруг, що не є «близькими», значення похибки зменшується.

3. Моделюванням вдосконаленого рекурентного АЦФП встановлено наступні його переваги:

- бажана точність визначається основою логарифму і може бути задана користувачем ще до початку роботи;

- отримано підвищену точність при зменшеній розрядності;

- підвищено швидкодію порівняно з відомими аналогами.

Зокрема, якщо пріоритетом є швидкодія:

- для 8ми розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.9975 похибку напруги меншу від 0.25 % і похибку вихідного коду меншу від 0.026 % при часі перетворення меншому від 85 мкс; і для основи логарифма 0.9990 похибку напруги меншу від 0.1 % і похибку вихідного коду меншу від 0.01 % при часі перетворення меншому від 195 мкс;

- для 10ти розрядів можна отримати: для основи логарифма 0.99975 похибку напруги меншу від 0.025 % і похибку вихідного коду меншу від 0.003 % при часі перетворення меншому від 203 мкс; і для основи логарифма 0.9999 похибку напруги меншу від 0.01 % і похибку вихідного коду меншу від 0.002 % при часі перетворення меншому від 473 мкс;

- не тільки швидкодія, але й точність перетворення вдосконаленого рекурентного АЦФП є вищою від аналогів у 5 разів.

Моделюванням встановлено що, якщо пріоритетом є підвищення точності, то можна досягнути підвищення на 4 або 6 розрядів. Оптимальним за співвідношенням точність – швидкодія можна вважати саме підвищення точності на 4 розряди.

4. АЦФП із зміною основи логарифма має наступні переваги:

- бажана швидкодія визначається користувачем при заданні кількості дозувань;

- вибір точності можна задати кількістю піддіапазонів.

Моделюванням роботи аналого-цифрового функціонального перетворювача встановлено:

- похибка не перевищує 0,005 % при 10 дозуваннях на кожному з 4 піддіапазонів;
- час перетворення менший від 40 періодів тактових імпульсів, що менше 100 мкс.

Зміна основи логарифма спадною розгорткою може бути рекомендована для вхідних напруг верхньої частини діапазону, а зростаючою розгорткою – для малих вхідних напруг. Зміна основи логарифма з двосторонньою розгорткою є універсальною в застосуванні та рекомендується для будь-яких значень вхідних величин. Перетворювачі на основі розроблених алгоритмів за швидкістю перевищують відомі логарифмічні АЦП, а за точністю відповідають кращим з відомих аналогів.

Вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма має, окрім вище вказаних, ще наступні переваги.

При перетворенні на 4х піддіапазонах у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 1 В його похибка є меншою від 0.03 %. А в діапазоні 1 В – 10 В він відповідає високоточним перетворювачам з 14ма двійковими розрядами., оскільки його похибка знаходиться в межах 0.001 % – 0.007 %.

Швидкодія вдосконаленого АЦФП із зміною основи логарифма перевищує не тільки відомі аналоги, але і класичні перетворювачі із змінною основою логарифма. Оскільки, найбільшу тривалість перетворення мають значення на краях діапазону вхідних напруг, але перетворення для усіх вхідних напруг закінчуються до 26 тактів (65 мкс).

При перетворенні на 5ти піддіапазонах основа логарифму для п`ятого піддіапазону $\zeta=0.9999$. Зведена похибка вихідного коду вдосконаленого АЦФП із зміною основи логарифма не перевищуватиме 0.001 % в усьому діапазоні вхідних напруг, а саме від 1 мВ до 10 В. Час перетворення не перевищує 42 такти (105 мкс).

Отже, вдосконалений АЦФП із зміною основи логарифма є високоточним швидкодіючим перетворювачем.

5. Інтерполюючий перетворювач відноситься до високоточних пристроїв, оскільки підвищує точність та швидкодію перетворення порівняно з відомими аналогами не менше як вдвічі, а для окремих піддіапазонів роботи покращуються одночасно і точність і швидкодія більше ніж в два рази.

Моделюванням встановлено, що зведена похибка вихідного коду інтерполюючого АЦФП є меншою від заданої на другому етапі перетворення в 4 – 5 разів. І не перевищують 0.022 % при заданій 0.1 %, 0.01 % при заданій 0.05 % і 0.0022 % при заданій 0.01 %.

Тривалість перетворення інтерполюючих АЦФП при зменшенні вдвічі заданих значень похибок на етапах перетворення з 10 % і 0.1 % та 5 % і 0.05 % зростає удвічі у діапазоні мілівольт, а в діапазоні вхідних напруг більших від 1 В тривалість для цих обох випадків суттєво не відрізняється і менша від 300 мкс. А для заданих похибок 10 % і 0.001 % тривалість зростає у 4 рази і може досягати 2 мс.

Вибраний, як оптимальний, запропонований інтерполюючий перетворювач з підвищеною до 0,05 точністю навіть у діапазоні 1 мВ – 1 В відповідає типовій швидкодії відомих інтерполюючих перетворювачів з нижчою (до 0.1%) точністю. А у діапазоні 1 В – 10 В демонструє швидкодію удвічі кращу при підвищеній точності.

Основні результати розділу опубліковані у працях [250, 251, 253 – 255, 257 – 259, 262, 263, 265 – 270, 272, 275, 276, 282, 284, 290, 294, 297, 299, 300, 301].

РОЗДІЛ 4

**МОДЕЛЮВАННЯ ВПЛИВУ ШУМІВ І ЗАВАД НА АНАЛОГО-ЦИФРОВІ
ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НА КОМУТОВАНИХ
КОНДЕНСАТОРАХ**

4.1. Оцінка впливу шумів на конденсаторні комірки аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах

Електричний шум можна визначати як небажану енергію, яка супроводжує сигнал в електронній системі. Наявність шуму є невід’ємною властивістю електричного кола. Виникнення шумів може бути спричиненим різними процесами, а перевищення ними допустимого рівня призводить до порушення працездатності пристрою чи системи.

Загальна класифікація електричних шумів виділяє як основні для АЦФП: тепловий, дробовий та флікер-шум. Так тепловий шум, – це шум, який виділяється на будь-якому опорі внаслідок теплового збудження атомів речовини. Напруга, яка виникає на резисторі в результаті впливу теплового шуму, визначається за відомою [221 – 223] формулою

$$e_n = \sqrt{4kTB R}, \quad (4.1)$$

де k – стала Больцмана,

T – абсолютна температура,

B – смуга частот,

R - значення опору резистора.

Еквівалентна шумова потужність, що розсіюється на резисторі

$$P_L = \frac{4kT_S R_S B}{4R_L} \quad \text{або} \quad (4.2)$$

$$P_L = kT_S B. \quad (4.3)$$

Дробовий шум виникає при протіканні струму через будь-який активний пристрій. Середньоквадратичне значення струму I_n дробового шуму, аж до частот гігагерцевого діапазону, можна описати наступним виразом [221 – 223]:

$$I_n = \sqrt{2qI_{dc} B} \quad (4.4)$$

де q – заряд електрона, рівний 1.6×10^{-19} Кл;

I_{dc} - постійний струм, або струм зміщення;

B - смуга частот.

Струм дробового шуму пропорційний квадратному кореню середнього значення струму, що протікає через пристрій. Динамічний опір r_d переходу напівпровідникового діода рівний

$$r_d = \frac{kT}{qI_{dc}}. \quad (4.5)$$

Флікер-шум виникає у напівпровідникових пристроях внаслідок дефектів кристалічної структури матеріалу, які призводять до флуктуацій провідності. Флікер-шуми практично неможливо змоделювати, оскільки вони можуть варіювати від пристрою до пристрою. При цьому вони властиві не тільки напівпровідниковим, але й багатьом іншим приладам, наприклад вакуумним. Потужність цього виду шуму пропорційна струму зміщення і обернено пропорційна частоті. Завдяки останній властивості флікер-шум часто називають також шумом 1/f (1/f noise).

Для дослідження та оцінки рівня шумів зручно користуватися спеціальним параметром – ефективною шумовою температурою [221 – 223]. Знаючи внутрішній опір джерела сигналу і ефективну шумову температуру

заданої ланки електричної схеми, а також її коефіцієнт підсилення, легко можна визначити потужність шуму на навантаженні, внесену цією ланкою.

4.2. Моделювання впливу шумів на АЦФП на пасивних конденсаторних комірках

Моделювання впливу шумів на АЦФП з перерозподілом заряду. Спрощена функціональна схема АЦФП з перерозподілом заряду наведена на рис.4.1, де позначено: БК – буферний каскад, Км – компаратор, К0 – К2 – аналогові ключі, Сн і Сд – накопичуючий і дозуючий конденсатори, U_y і U_o – напруги управління та опорна, КП – вихідний сигнал “Кінець перетворення”.

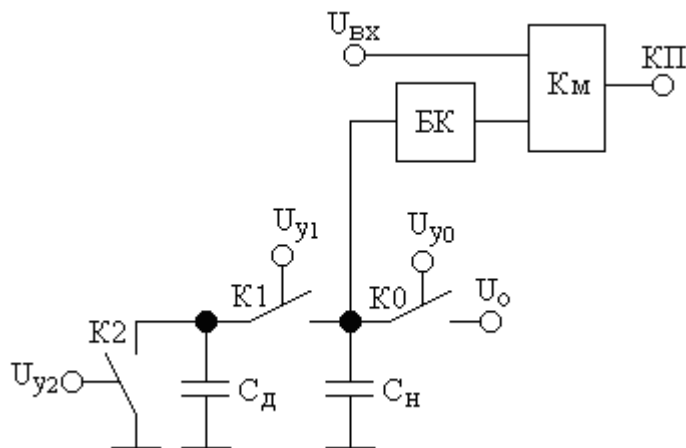


Рис.4.1. Спрощена функціональна схема АЦФП з перерозподілом заряду

У кожному такті перетворення АЦФП з перерозподілом заряду матимуть місце чотири фази роботи (Ф1-Ф4), кожна з яких визначатиме вигляд моделі АЦФП:

Ф1) перерозподіл заряду між дозуючим і накопичуючим конденсаторами, який відбувається при розімкнутих ключах К0, К2 і замкнутому ключі К1;

Ф2) перша пауза: розімкнуті всі ключі, К0 – К2;

Ф3) розряд дозуючого конденсатора: розімкнуті ключі К0, К1 і замкнутий ключ К2;

Ф4) друга пауза: розімкнуті всі ключі, К0 – К2.

При моделюванні необхідно врахувати зміну структури АЦФП з перерозподілом заряду в процесі роботи (фази Ф1-Ф4).

Використавши функціональну схему рис.4.1 і враховуючи зміну структури, побудуємо модель АЦФП з перерозподілом заряду, яка враховує шуми, викликані ключами конденсаторної комірки К0-К2, накопичуючим і дозуючим конденсаторами C_n і C_d , буферним каскадом БК і компаратором Км.

З точки зору оцінки впливу шумів важливими для роботи АЦФП є фази Ф1 і Ф3, оскільки фази Ф2 і Ф4 є проміжними і служать лише для введення пауз з метою виключення впливу часів переключення ключів (часу включення і часу виключення).

Шумова модель АЦФП для фази Ф3 наведена на рис.4.2.

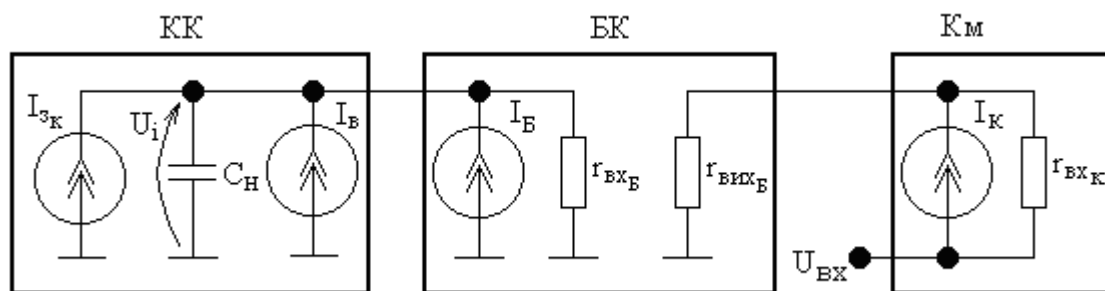


Рис.4.2. Модель АЦФП з перерозподілом заряду, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф3

На рис.4.2 позначено:

$I_{зк}$ – струм генератора струму, що враховує вплив струмів витікання ключів К1 і К2;

$I_в$ – струм генератора струму, що враховує струм витікання накопичуючого конденсатора C_n ;

$I_б$ – струм генератора струму, що враховує вхідний струм буферного каскаду;

$I_к$ – струм генератора струму, що враховує вхідний струм компаратора;

$r_{вх_б}$ і $r_{вих_б}$ – вхідний і вихідний опори буферного каскаду;

$r_{вх_к}$ – вхідний опір компаратора.

Визначимо шуми кожного з функціональних вузлів АЦФП у фазі Ф3,
зокрема конденсаторної комірки, буферного каскаду та компаратора.

Визначимо шуми конденсаторної комірки.

В конденсаторній комірці у фазі Ф3 матиме місце тільки дробовий шум, тому що у комірці відсутні резистори. Цей дробовий шум знаходимо згідно формули (4.4):

$$I_{ш_{кк}} = \sqrt{2qI_{dc}B}. \quad (4.6)$$

В цій формулі у нашому випадку

$$I_{dc} = I_{зк} + I_b \quad (4.7)$$

Струм $I_{зк}$ має значення

$$I_{зк} = I_{зк1} + I_{зк0}, \quad (4.8)$$

де $I_{зк1}$ і $I_{зк0}$ – відповідно струми затворів ключів К1 і К0.

Смугу частот B виберемо рівною робочій смузі частот АЦФП на комутованих конденсаторах $B=400\text{кГц}$ [221, 223].

За паспортними даними знаходимо:

а) $I_b = (10^{-11} \div 10^{-12})\text{А}$ - для прецизійних полістиролових конденсаторів.

Приймемо $I_b = 10^{-11}\text{А}$;

б) для високоякісних аналогових ключів струм затвору лежить в межах від $10^{-10} \div 10^{-12}\text{А}$.

Приймаємо $I_{зк0} = I_{зк1} = 10^{-10}\text{А}$.

Таким чином при знайдених значеннях:

$$I_{dc} = 2 \cdot 10^{-10} + 10^{-11} = 2,1 \cdot 10^{-10}\text{А} \quad (4.9)$$

$$I_{ш_{кк}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,1 \cdot 10^{-10} \cdot 400 \cdot 10^3} = 5,18 \cdot 10^{-12} \text{ А.} \quad (4.10)$$

Шумова напруга, яка створюється цим струмом $I_{ш_{кк}}$ на вхідному опорі буферного каскаду матиме значення

$$e_{ш_{кк}} = I_{ш_{кк}} \cdot r_{вх_{б}}. \quad (4.11)$$

Буферний каскад БК виконаний на прецизійному операційному підсилювачі типу К140УД6А, вхідний опір якого рівний 2МОм, тобто $r_{вх_{б}} = 2\text{МОм}$.

Отже,

$$e_{ш_{кк}} = 5,18 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6 = 10,4 \cdot 10^{-6} = 10,4 \text{ мкВ} \quad (4.12)$$

Визначимо шуми буферного каскаду.

У буферному каскаді матимуть місце теплові шуми (білий шум), бо в ньому є резистивні елементи, а також дробовий шум, зумовлений вхідним струмом буферного каскаду.

Тепловий шум буферного каскаду буде складатися з двох складових через вплив вхідного та вихідного опорів.

Визначаємо теплові шуми згідно формули (4.3).

Згідно паспортних даних для ОП типу К140УД6А, на якому виконано буферний каскад: $r_{вх_{б}} = 2\text{МОм}$, $r_{вих_{б}} = 200\text{Ом}$.

При розрахунках приймемо $T=300^\circ \text{ К}$.

Тепловий шум від $r_{вх}$

$$e_{ш_{r_{вх}}} = \sqrt{4kTBr_{вх_{б}}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^6} = 11,5 \cdot 10^{-5} \text{ В.} \quad (4.13)$$

Тепловий шум від $r_{\text{вих}}$

$$e_{\text{ш}_{r_{\text{вих}}}} = \sqrt{4kTBr_{\text{вих}Б}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 200} = 11,5 \cdot 10^{-7} \text{ В.} \quad (4.14)$$

Із врахуванням знайдених значень $e_{\text{ш}_{I_{\text{вх}}}}$ і $e_{\text{ш}_{r_{\text{вих}}}}$ визначимо тепловий шум буферного каскаду як середньоквадратичне

$$e_{\text{ш}_{\text{БК}}} = \sqrt{e_{\text{ш}_{I_{\text{вх}}}}^2 + e_{\text{ш}_{r_{\text{вих}}}}^2} = \sqrt{(11,5 \cdot 10^{-5})^2 + (11,5 \cdot 10^{-7})^2} = 115 \cdot 10^{-6} = 115 \text{ мкВ.} \quad (4.15)$$

Для визначення дробового шуму буферного каскаду врахуємо, що вхідний струм $I_{\text{вх}}$ ОП типу К140УД6А, на якому виконаний БК, не перевищує 30 нА. Отже, дробовий шум буферного каскаду відповідно до (4.4) рівний:

$$I_{\text{ш}_{\text{БК}}} = \sqrt{2qI_{\text{вх}}} \text{ В.} \quad (4.16)$$

Підставляючи значення, отримаємо

$$I_{\text{ш}_{\text{БК}}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 30 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^3} = 6,2 \cdot 10^{-11} \text{ А.} \quad (4.17)$$

Шумова напруга, яка створюється цим струмом $I_{\text{ш}_{\text{БК}}}$ на вхідному опорі буферного каскаду матиме значення

$$e_{\text{ш}_{\text{БК}}} = r_{\text{БК}} I_{\text{ш}_{\text{БК}}} \quad (4.18)$$

$$e_{\text{ш}_{\text{БК}}} = 2 \cdot 10^6 \cdot 6,2 \cdot 10^{-11} = 12,4 \cdot 10^{-5} \text{ В} = 124 \text{ мкВ} \quad (4.19)$$

Таким чином повний шум буферного каскаду

$$U_{\text{бк}} = \sqrt{e_{\text{ш}_{\text{бк}}}^2 + e_{\text{ш}_{\text{бк}}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(115 \cdot 10^{-6})^2 + (124 \cdot 10^{-6})^2} = 168 \text{ мкВ}. \quad (4.20)$$

Визначимо шуми компаратора.

В компараторі буде тепловий шум від впливу вхідного опору ($e_{\text{ш}_{\text{км}}}$) і дробовий шум від впливу вхідного струму ($I_{\text{ш}_{\text{км}}}$).

Тепловий шум компаратора знайдемо, враховуючи параметри прецизійного компаратора К554СА3А, а саме: $I_{\text{вх}_{\text{км}}} = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ А}$; $r_{\text{вх}_{\text{км}}} = 1 \text{ МОм}$.

$$e_{\text{ш}_{\text{км}}} = \sqrt{4kTBr_{\text{вх}_{\text{км}}}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^6} = 8,14 \cdot 10^{-5} = 81,4 \text{ мкВ} \quad (4.21)$$

Дробовий шум компаратора

$$I_{\text{ш}_{\text{км}}} = \sqrt{2qI_{\text{вх}_{\text{км}}} B} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^3} = 1,13 \cdot 10^{-10} \text{ А}. \quad (4.22)$$

Цей струм створює на вході компаратора шумову напругу

$$e_{\text{ш}_{\text{км}}} (I_{\text{вх}}) = I_{\text{ш}_{\text{км}}} \cdot r_{\text{вх}_{\text{км}}} = 1,13 \cdot 10^{-10} \cdot 1 \cdot 10^6 = 1,13 \cdot 10^{-4} \text{ В} = 0,113 \text{ мВ} = 113 \text{ мкВ}. \quad (4.23)$$

Таким чином повний шум компаратора

$$U_{\text{км}} = \sqrt{e_{\text{ш}_{\text{км}}}^2 + e_{\text{ш}_{\text{км}}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(81,4 \cdot 10^{-6})^2 + (113 \cdot 10^{-6})^2} = 139 \text{ мкВ}. \quad (4.24)$$

Знаходимо шум на вході АЦФП з перерозподілом заряду як середньгеометричне знайдених шумів конденсаторної комірки, буферного каскаду та компаратора:

$$U_{\text{шАЦФП}} = \sqrt{e_{\text{шкк}}^2 + U_{\text{ок}}^2 + U_{\text{км}}^2} = \sqrt{(10,4 \cdot 10^{-6})^2 + (168 \cdot 10^{-6})^2 + (139 \cdot 10^{-6})^2} = 218 \text{ мкВ} \quad (4.25)$$

Таким чином, у фазі Ф3 шуми на вході АЦФП з перерозподілом заряду складають 218 мкВ.

Визначимо шуми АЦФП у фазі Ф1.

Модель АЦФП з перерозподілом заряду, яка враховує шуми елементів Ф1 наведена на рис.4.3. Порівняно з фазою Ф3, у фазі Ф1 змінюється конфігурація конденсаторної комірки, зокрема появляється опір замкнутого ключа К1 – $r_{зк}$, який не перевищує 100Ом, тобто приймаємо $r_{зк}=100\text{Ом}$.

Окрім того, збільшується у два рази струм витікання $I_{в}$, тому що конденсатори накопичуючий $C_{н}$ і дозуючий $C_{д}$ включені паралельно. Таким чином змінюється лише шум конденсаторної комірки. Визначимо цей шум.

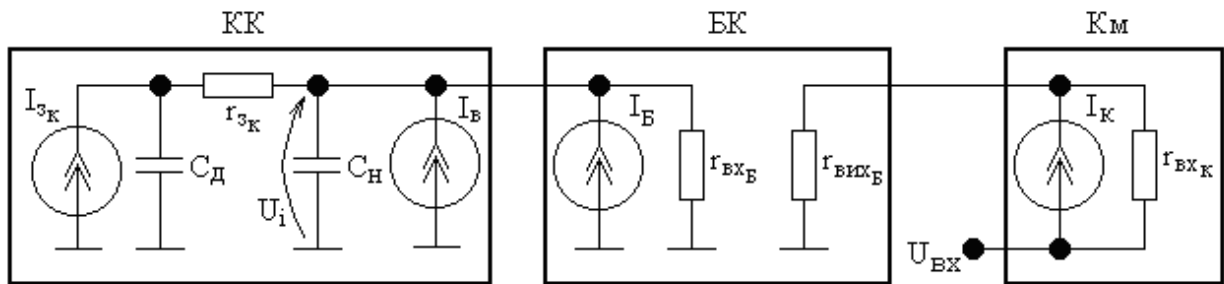


Рис.4.3. Модель АЦФП з перерозподілом заряду, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф1

Дробовий шум конденсаторної комірки визначатиметься згідно (4.6) та (4.7), однак його складові матимуть інші значення, а саме:

$$I_{зк} = I_{зк2} + I_{зк0} = 10^{-10} + 10^{-10} = 2 \cdot 10^{-10} \text{ А.} \quad (4.26)$$

$$I_{в} = I_{всд} + I_{всн} = 10^{-11} + 10^{-11} = 2 \cdot 10^{-11} \text{ А.} \quad (4.27)$$

Отже,

$$I_{dc} = 2 \cdot 10^{-10} + 2 \cdot 10^{-11} = 2.2 \cdot 10^{-10} \text{ A.} \quad (4.28)$$

Таким чином дробовий шум конденсаторної комірки

$$I_{ш_{кк}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,2 \cdot 10^{-10} \cdot 400 \cdot 10^3} = 5,31 \cdot 10^{-12} \text{ A.} \quad (4.29)$$

Цей струм створить шумову напругу на виході конденсаторної комірки (на вхідному опорі операційного підсилювача буферного каскаду).

$$U_{ш(I)} = I_{ш_{кк}} \cdot r_{вхб} = 5,31 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6 = 10,6 \text{ мкВ.} \quad (4.30)$$

Тепловий шум конденсаторної комірки матиме значення

$$e_{ш_{кк}} = \sqrt{4kTBr_{зк}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 100} = 0,814 \cdot 10^{-6} \text{ В} = 0,814 \text{ мкВ.} \quad (4.31)$$

Таким чином, на виході конденсаторної комірки

$$U_{ш_{кк}} = \sqrt{(U_{ш(I)})^2 + (e_{ш_{кк}})^2} = \sqrt{(10,6 \cdot 10^{-6})^2 + (0,814 \cdot 10^{-6})^2} = 10,6 \cdot 10^{-6} = 10,6 \text{ мкВ.} \quad (4.32)$$

Шуми буферного каскаду і компаратора у фазі Ф1 матимуть ті самі значення, що й у фазі Ф3.

Таким чином результуючий шум АЦФП у фазі Ф1

$$U_{ш_{АЦФП}} = \sqrt{e_{ш_{кк}}^2 + U_{бк}^2 + U_{км}^2} = \sqrt{(10,6 \cdot 10^{-6})^2 + (168 \cdot 10^{-6})^2 + (139 \cdot 10^{-6})^2} = 218 \text{ мкВ.} \quad (4.33)$$

Порівнюючи шуми у фазі Ф1 і фазі Ф3 бачимо, що вони рівні.

Остаточно робимо висновок, що шуми на вході АЦФП з перерозподілом заряду не перевищуватимуть 218 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 93 дБ.

Наведені вище розрахунки базуються на паспортних даних елементів схеми АЦФП на комутованих конденсаторах. З метою оцінки шумів при відхиленні параметрів від паспортних, зокрема в розширеному діапазоні температур та при максимальних значеннях струмів витікання у конденсаторних комірках, було проведено комп'ютерне моделювання.

Для оцінки шумів, що виникають у конденсаторній комірці при перерозподілі заряду, скористаємося обчисленими у [258] значеннями струмів витікання.

Максимальне значення струмів витікання конденсаторної комірочки, яке враховує параметри ключів, конденсаторів, а також можливі паразитні ємності та відхилення від номінальних значень, становить 9.85 нА [258].

Графік зміни шумової напруги залежно від значення струму витікання конденсаторної комірочки наведено на рис. 4.4.

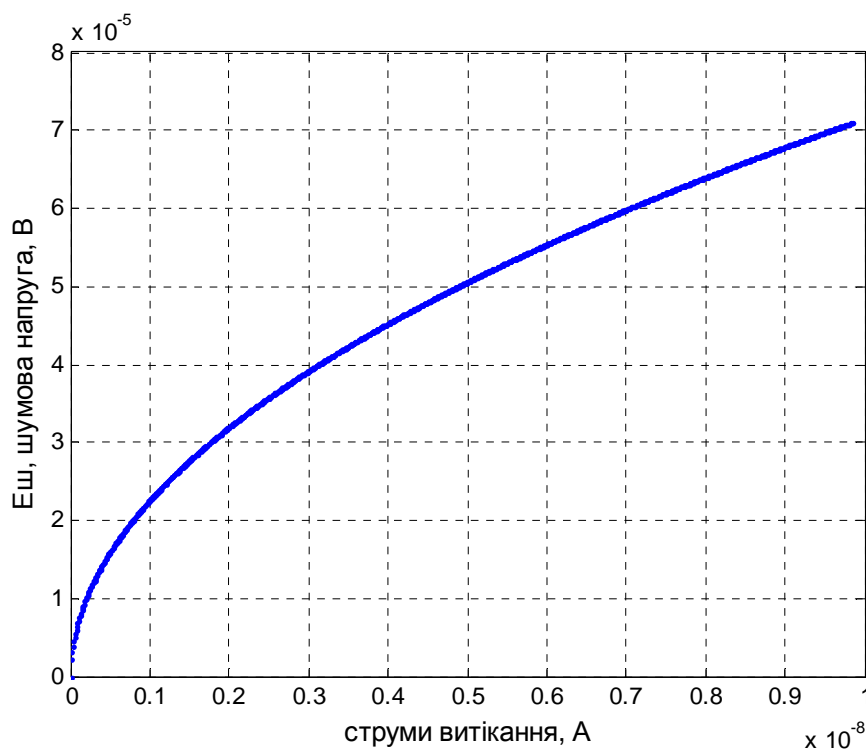


Рис. 4.4. Залежність шумової напруги у конденсаторній комірці з перерозподілом заряду від струмів витікання

Отримані значення шумового струму та шумової напруги не перевищують відповідно $I_{ш_{кк}} = 35.5$ пА та $e_{ш_{кк}} = 71$ мкВ. Це у 7 разів більше порівняно з розрахованими значеннями для паспортних даних у виразах (4.10), (4.12), (4.29), (4.30).

Для буферного каскаду на дробовий шум впливатиме відхилення вхідного струму. Зокрема, змодельовано значення шумових напруг при вхідному струмі буферного каскаду $I_{вх_{бк}} = 30$ нА, що є типовим для більшості ОП, та максимального $I_{вх_{бк}} = 80$ нА. Відповідні графіки наведено на рис.4.5.

При $I_{вх_{бк}} = 30$ нА шумовий струм не перевищує $I_{ш_{кк}} = 62$ пА та шумова напруга $e_{ш_{кк}} = 124$ мкВ. Якщо ж вхідний струм буферного каскаду зросте до $I_{вх_{бк}} = 80$ нА, шумовий струм буде меншим $I_{ш_{кк}} = 101$ пА, а шумова напруга – $e_{ш_{кк}} = 202$ мкВ.

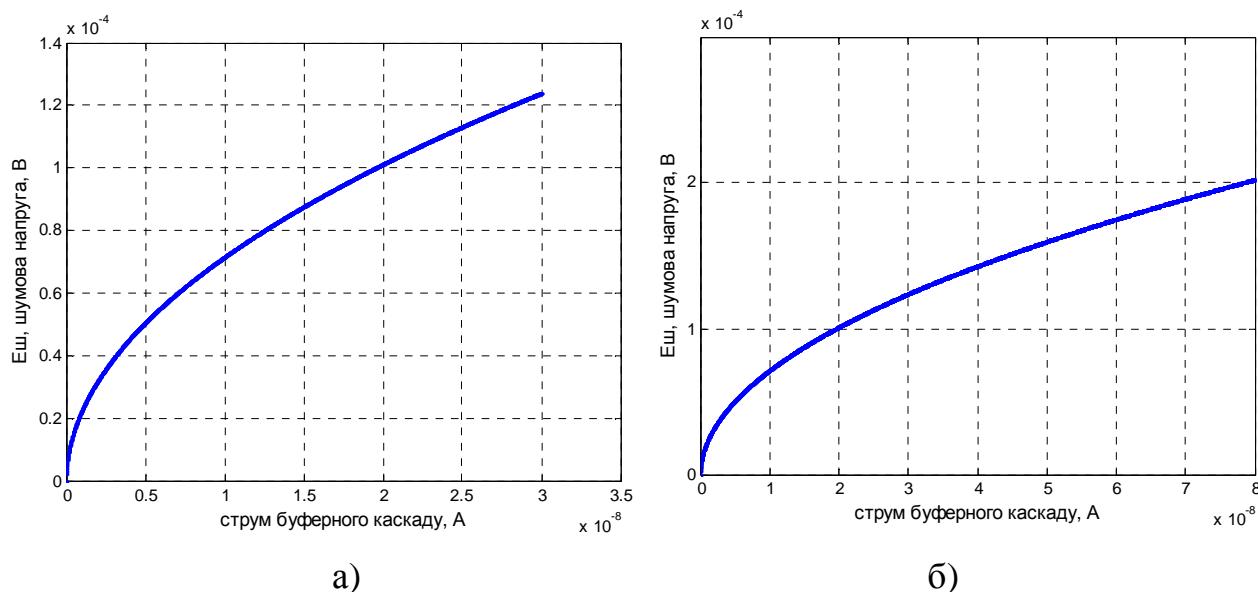


Рис. 4.5. Залежність шумової напруги буферного каскаду від вхідного струму при $I_{вх_{бк}} = 30$ нА (а) та $I_{вх_{бк}} = 80$ нА (б)

Для оцінки теплового шуму, що виникає з відхиленням від нормальних умов, при моделюванні задали зміну температури у лабораторних умовах від 15 °С до 35 °С, тобто від 280 К до 308 К.

Результат у вигляді графіка наведено на рис. 4.6. Якщо при нормальних умовах шумова напруга по входу знаходиться в межах 113.3 мкВ – 114.2 мкВ, а по виходу 1.13 мкВ – 1.14 мкВ, то при зростанні температури вона збільшується відповідно до 116.5 мкВ і 1.165 мкВ, а при зменшенні – падає до 112 мкВ та 1.12 мкВ.

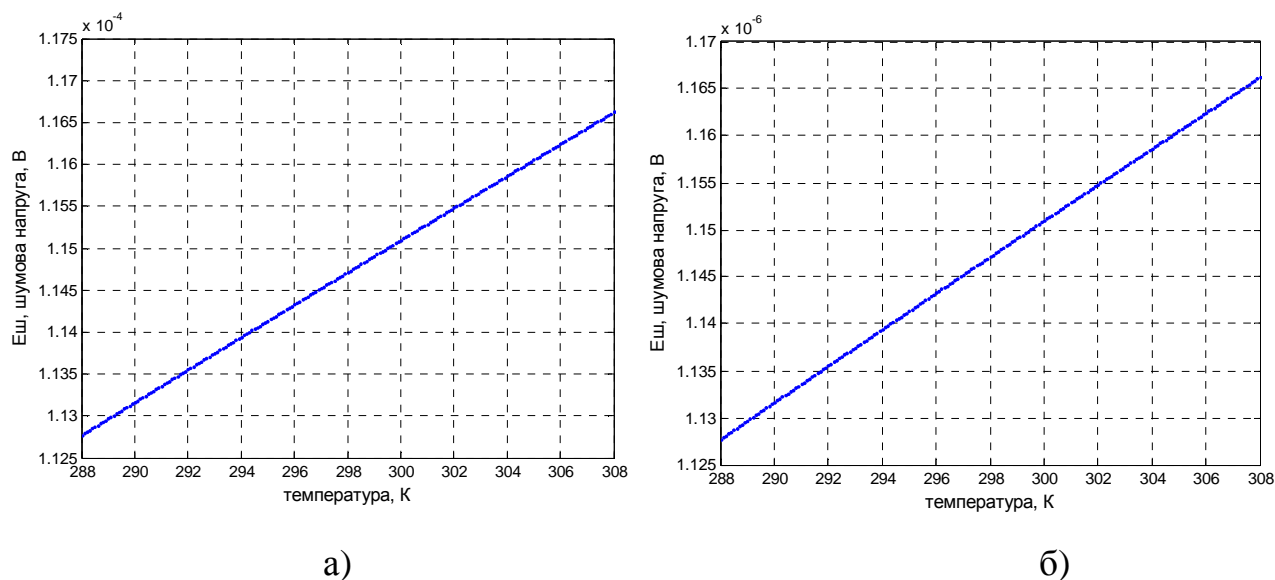


Рис. 4.6. Залежність шумової напруги буферного каскаду від зміни температури по входу (а) та по виходу (б)

Отже, значення шумової напруги буферного каскаду по входу та виходу відрізняються у 100 разів і не перевищують для входу $e_{ш_{бк}} = 117$ мкВ і для виходу $e_{ш_{бк}} = 1.17$ мкВ.

Із врахуванням знайдених значень $e_{ш_{r_{вх}}}$ і $e_{ш_{r_{вих}}}$ визначимо тепловий шум буферного каскаду як середньоквадратичне:

$$e_{ш_{БК}} = \sqrt{e_{ш_{r_{вх}}}^2 + e_{ш_{r_{вих}}}^2} = \sqrt{(117 \cdot 10^{-6})^2 + (1.17 \cdot 10^{-6})^2} = 117 \cdot 10^{-6} = 117 \text{ мкВ} \quad (4.34)$$

Повний шум буферного каскаду для вхідних струмів до 30 нА не перевищує:

$$U_{\text{бк}} = \sqrt{e_{\text{шбк}}^2 + e_{\text{шбк}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(117 \cdot 10^{-6})^2 + (124 \cdot 10^{-6})^2} = 170 \text{ мкВ}. \quad (4.35)$$

Це значення відповідає розрахованому для паспортних даних (див. вираз (4.20)).

Повний шум буферного каскаду для входних струмів до 80 нА не перевищує:

$$U_{\text{бк}} = \sqrt{e_{\text{шбк}}^2 + e_{\text{шбк}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(117 \cdot 10^{-6})^2 + (202 \cdot 10^{-6})^2} = 233 \text{ мкВ}. \quad (4.36)$$

Порівняно зі значенням, отриманим для паспортних даних (4.20), шум зріс в 1.4 рази. Але співвідношення сигнал/шум становить 92 дБ.

Для компаратора тепловий шум у нормальних умовах не перевищуватиме 8.1 мкВ згідно з результатами моделювання, наведеними на рис. 4.7, що відповідає розрахованому для паспортних даних значенню у (4.21). А при зростанні температури до 35 °С збільшиться до 82.5 мкВ, при зменшенні температури до 15 °С – впаде до 79 мкВ.

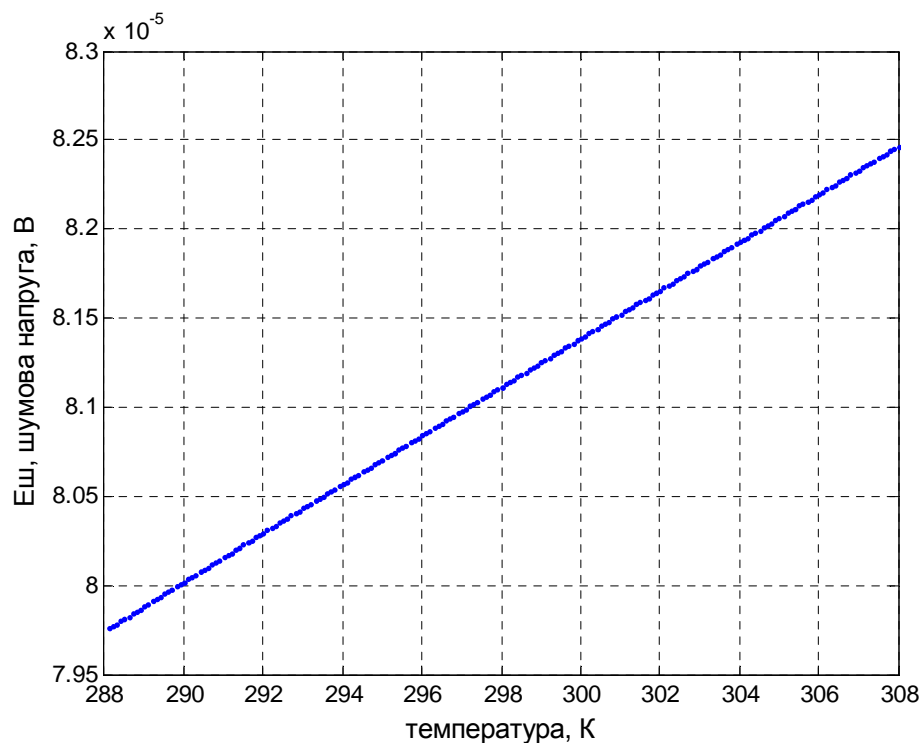


Рис. 4.7. Залежність шумової напруги компаратора від зміни температури

Вплив дробового шуму компаратора, змодельований для вхідного струму не більшого від 0.1 мкА, наведено на рис.4.8.

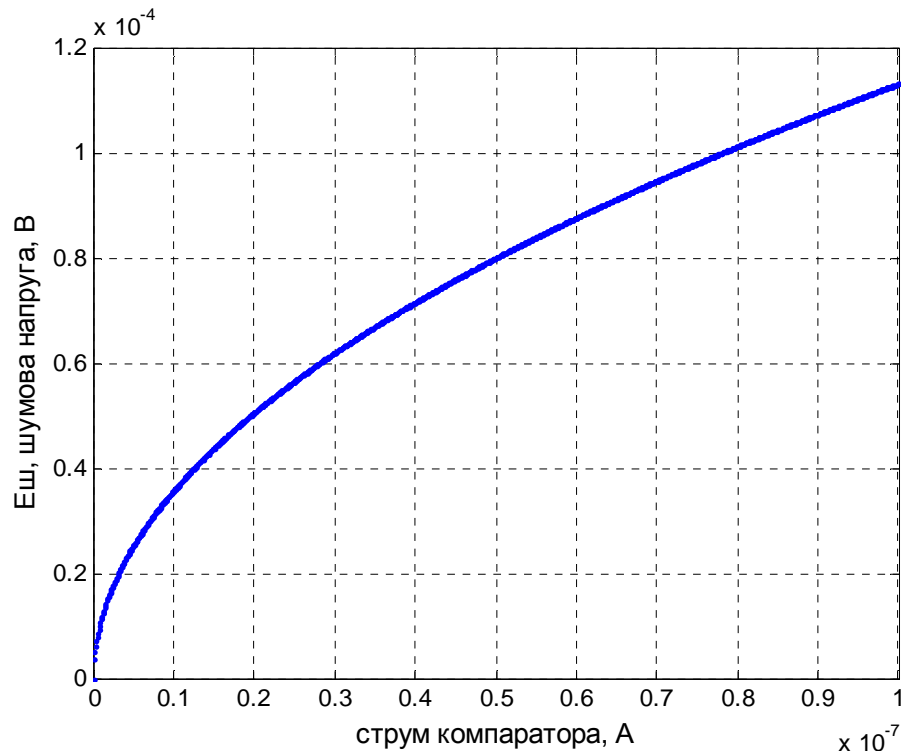


Рис. 4.8. Залежність шумової напруги компаратора від зміни вхідного струму

Дробовий шум становить 113 пА, що відповідає розрахованому для паспортних даних (4.22), а відповідна йому шумова напруга 113 мкВ.

Таким чином повний шум компаратора

$$U_{\text{км}} = \sqrt{e_{\text{ш км}}^2 + e_{\text{ш км}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(82,5 \cdot 10^{-6})^2 + (113 \cdot 10^{-6})^2} = 140 \text{ мкВ}. \quad (4.37)$$

Отримані моделюванням шумові струм, напруга та повний шум компаратора відповідають розрахованим при паспортних даних (4.22),(4.23),(4.24).

Знаходимо повний шум на вході АЦФП з перерозподілом заряду як середньгеометричне знайдених шумів конденсаторної комірки, буферного каскаду та компаратора. Для вхідних струмів до 30 нА:

$$U_{\text{шАЦФП}} = \sqrt{e_{\text{шкк}}^2 + U_{\text{ок}}^2 + U_{\text{км}}^2} = \sqrt{(71 \cdot 10^{-6})^2 + (170 \cdot 10^{-6})^2 + (140 \cdot 10^{-6})^2} = 231 \text{ мкВ} \quad (4.38)$$

Таким чином, у фазі Ф3 шуми на вході АЦФП з перерозподілом заряду складають 231 мкВ. Розбіжність із значенням для паспортних даних (див вираз (4.25)) становить 10 %. Співвідношення сигнал/шум становить 92 дБ.

Для вхідних струмів до 80 нА:

$$U_{\text{шАЦФП}} = \sqrt{e_{\text{шкк}}^2 + U_{\text{ок}}^2 + U_{\text{км}}^2} = \sqrt{(71 \cdot 10^{-6})^2 + (233 \cdot 10^{-6})^2 + (140 \cdot 10^{-6})^2} = 281 \text{ мкВ} \quad (4.39)$$

Таким чином, у фазі Ф3 шуми на вході АЦФП з перерозподілом заряду складають 281 мкВ. Розбіжність із значенням для паспортних даних (див вираз (4.25)) становить 29 %. Співвідношення сигнал/шум становить 91 дБ.

У фазі 1 у конденсаторній комірці появляється опір замкнутого ключа К1, що спричиняє виникнення теплового шуму (рис. 4.9).

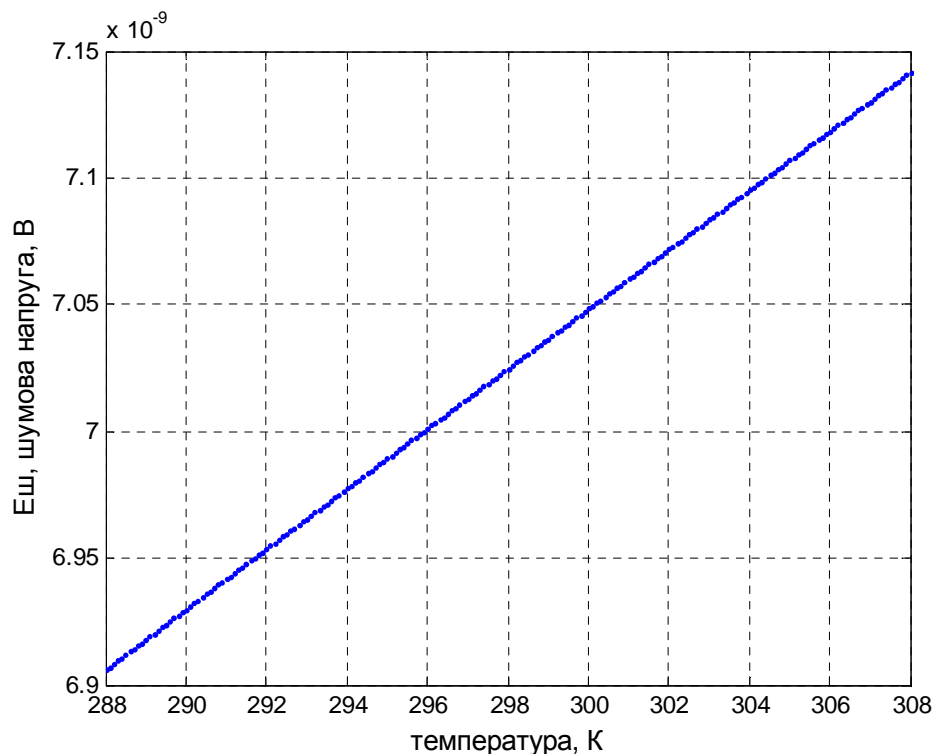


Рис. 4.9. Залежність шумової напруги конденсаторної комірки від зміни температури

Значення отриманої шумової напруги конденсаторної комірки у Ф3 не перевищує 6.98 нВ для нормальних умов. При зростанні температури її значення збільшується до 7.15 нВ, при зменшенні – падає до 6.87 нВ.

Для оцінки повного шуму значення дробового шуму, отриманого з повних струмів витікання, не змінюємо і таким чином, на виході конденсаторної комірки:

$$U_{\text{ш}_{\text{КК}}} = \sqrt{(U_{\text{ш}}(I))^2 + (e_{\text{ш}_{\text{КК}}})^2} = \sqrt{(71 \cdot 10^{-6})^2 + (0,00714 \cdot 10^{-6})^2} = 71 \cdot 10^{-6} = 71 \text{ мкВ}. \quad (4.40)$$

Шуми буферного каскаду і компаратора у фазі Ф1 матимуть ті самі значення, що й у фазі Ф3.

Таким чином результуючий шум АЦФП у фазі Ф1 при струмах до 30 нА:

$$U_{\text{ш}_{\text{АЦФП}}} = \sqrt{e_{\text{ш}_{\text{КК}}}^2 + U_{\text{бк}}^2 + U_{\text{км}}^2} = \sqrt{(71 \cdot 10^{-6})^2 + (170 \cdot 10^{-6})^2 + (140 \cdot 10^{-6})^2} = 231 \text{ мкВ} \quad (4.41)$$

А при струмах до 80 нА:

$$U_{\text{ш}_{\text{АЦФП}}} = \sqrt{e_{\text{ш}_{\text{КК}}}^2 + U_{\text{бк}}^2 + U_{\text{км}}^2} = \sqrt{(71 \cdot 10^{-6})^2 + (233 \cdot 10^{-6})^2 + (140 \cdot 10^{-6})^2} = 281 \text{ мкВ} \quad (4.42)$$

Порівнюючи шуми у фазі Ф1 і фазі Ф3 бачимо, що вони однакові. І перевищують значення, розраховані для паспортних даних, від 10% до 29% для абсолютних значень. Проте, оцінюючи у відносних одиницях, бачимо, що для діапазону роботи АЦФП співвідношення сигнал/шум навіть при максимальних впливах струмів витікання та зміни температури у обох фазах перетворення є не меншим 91 дБ.

Моделювання впливу шумів на АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках. Спрощена функціональна схема АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках

наведена на рис.4.10, де позначено: БК – буферний каскад, Км – компаратор, К0-К2 – аналогові ключі, Сн і Сд – накопичуючий і дозуючий конденсатори, U_y і U_o – напруги управління та опорна, КП – вихідний сигнал “Кінець перетворення”.

У кожному такті перетворення АЦФП з перерозподілом заряду матимуть місце чотири фази роботи (Ф1 – Ф4), кожна з яких визначатиме вигляд моделі АЦФП:

Ф1) накопичення заряду конденсатором C_n , який відбувається шляхом перерозподілу заряду між дозуючим C_d і накопичуючим C_n конденсаторами при замкненому ключі К1 і розімкнутих ключах К0 і К2;

Ф2) перша пауза: розімкнуті всі ключі К0 – К2;

Ф3) заряд дозуючого конденсатора C_d до рівня опорної напруги U_o при розімкнутих ключах К0, К1 і замкненому ключі К2;

Ф4) друга пауза: розімкнуті всі ключі, К0 – К2.

При моделюванні необхідно врахувати зміну структури АЦФП з перерозподілом заряду в процесі роботи (фази Ф1 – Ф4).

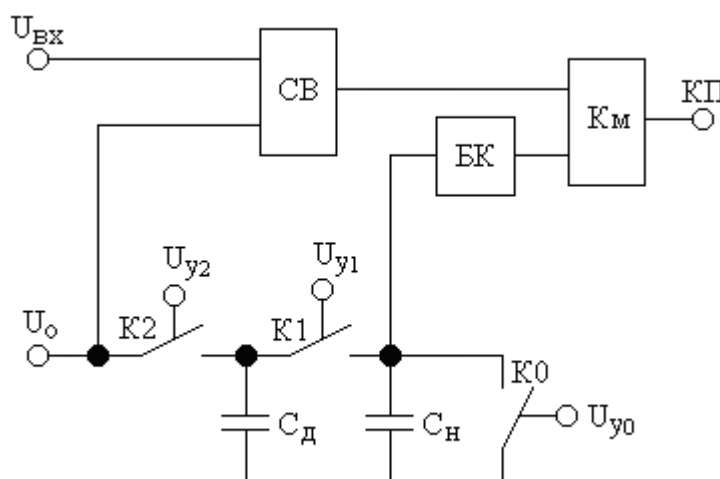


Рис.4.10. Спрощена функціональна схема АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках

Використавши функціональну схему рис.4.10 і враховуючи зміну структури, побудуємо модель АЦФП з накопиченням заряду у паралельних

пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми, викликані ключами конденсаторної комірки К0 – К2, накопичуючим і дозуючим конденсаторами C_H і C_D , буферним каскадом БК, схемою віднімання СВ і компаратором Км.

З точки зору оцінки впливу шумів важливими для роботи АЦФП є фази Ф1 і Ф3, оскільки фази Ф2 і Ф4 є проміжними і служать лише для введення пауз з метою виключення впливу часів переключення ключів (часу включення і часу виключення).

Шумова модель АЦФП для фази Ф3 наведена на рис.4.11.

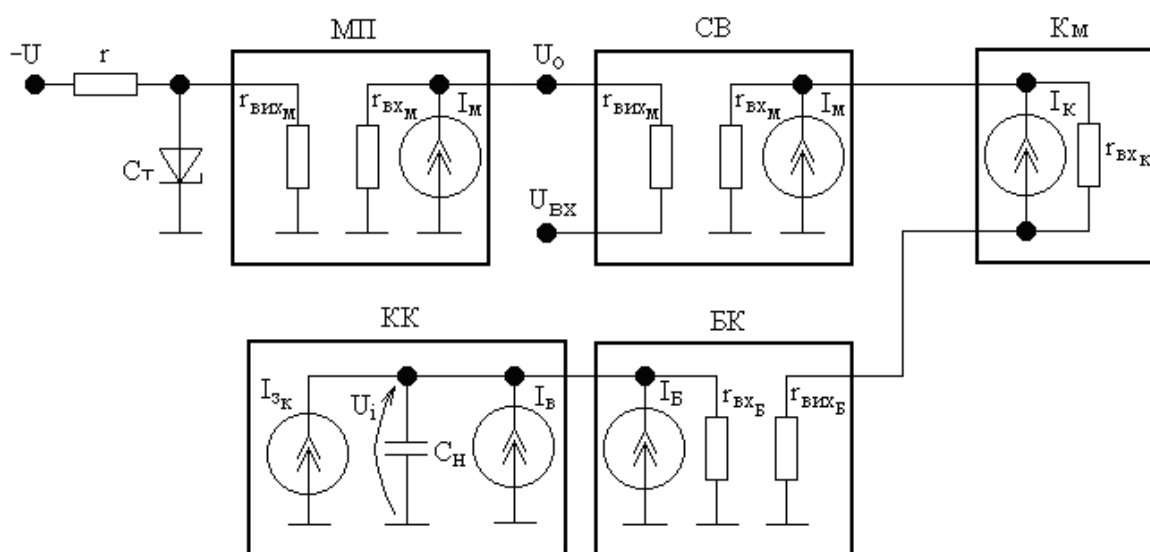


Рис.4.11. Модель АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф3 (заряд дозуючого конденсатора C_D)

На рис.4.11 позначено:

$I_{з_к}$ – струм генератора струму, що враховує вплив струмів витікання ключів К1 і К2;

$I_В$ – струм генератора струму, що враховує струм витікання накопичуючого конденсатора C_H ;

$I_Б$ – струм генератора струму, що враховує вхідний струм буферного каскаду;

$I_к$ – струм генератора струму, що враховує вхідний струм компаратора;

$r_{вхБ}$ і $r_{вихБ}$ – вхідний і вихідний опори буферного каскаду;

$r_{вхК}$ – вхідний опір компаратора.

Визначимо шуми кожного з функціональних вузлів АЦФП у фазі Ф3, зокрема конденсаторної комірки КК, буферного каскаду БК, компаратора Км, схеми віднімання СВ та джерела опорної напруги, що містить параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні Ст і масштабуючий підсилювач МП.

Порівнюючи моделі АЦФП з НЗ рис.4.11 і АЦФП з ПЗ рис.4.2, бачимо, що шумові моделі функціональних вузлів КК, БК і Км однакові, а отже і однакові значення їх шумів, які були визначені вище:

- 1) шумова напруга КК має значення $e_{ш_{КК}} = 10,4\text{мкВ}$;
- 2) повний шум буферного каскаду $U_{бк} = 168\text{мкВ}$;
- 3) повний шум компаратора $U_{км} = 139\text{мкВ}$;
- 4) середньгеометричне знайдених шумів конденсаторної комірки, буферного каскаду та компаратора:

$$U_{ш_{АЦФП}} = \sqrt{e_{ш_{КК}}^2 + U_{бк}^2 + U_{км}^2} = \sqrt{(10,4 \cdot 10^{-6})^2 + (168 \cdot 10^{-6})^2 + (139 \cdot 10^{-6})^2} = 218\text{мкВ} \quad (4.44)$$

Визначимо шуми масштабного перетворювача МП.

В масштабному перетворювачі матимуть місце теплові шуми (білий шум), тому що в ньому є резистивні елементи згідно формули (4.1).

Тепловий шум масштабного перетворювача від $r_{вх}$

$$e_{ш_{r_{вх}}} = \sqrt{4kTBr_{вх}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^6} = 115 \cdot 10^{-6} \text{В}. \quad (4.45)$$

Дробовий шум масштабного перетворювача згідно з (4.4)

$$I_{ш_{мп}} = \sqrt{2qI_{вх}B}. \quad (4.46)$$

Підставляючи значення вхідного струму $I_{\text{вх}} \leq 30 \text{ нА}$ для ОП типу К140УД6А, на якому виконаний МП, отримаємо:

$$I_{\text{шмп}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 30 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^3} = 6,2 \cdot 10^{-11} \text{ А} . \quad (4.47)$$

Шумова напруга, яка створюється цим струмом $I_{\text{шмп}}$ на паралельно з'єднаних вхідному опорі масштабного перетворювача і вихідному опорі буферного каскаду матиме значення:

$$e_{\text{шмп}} = r_{\text{бк}} I_{\text{шмп}} \quad (4.48)$$

$$e_{\text{шмп}} = 200 \cdot 6,2 \cdot 10^{-11} = 0,0124 \text{ мкВ} \quad (4.49)$$

Визначаємо шум масштабного перетворювача як середньоквадратичне:

$$U_{\text{мп}} = \sqrt{e_{\text{шмп}}^2 + e_{\text{шмп}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(115 \cdot 10^{-6})^2 + (0,0124 \cdot 10^{-6})^2} = 115 \text{ мкВ} . \quad (4.50)$$

Моделюванням шумів масштабного перетворювача встановлено, що його тепловий шум не перевищує 117 мкВ (рис.4.12), що до 2мкВ відповідає розрахованому для паспортних даних (4.45).

Зокрема, при нормальних умовах шумова напруга менша від 114.2 мкВ. При зміні температури до 35 °С вона не перевищує 116.55 мкВ, а при зменшенні температури до 15 °С – 112.5 мкВ.

Дробовий шум масштабного перетворювача (рис.4.13) враховує, що опори буферного каскаду та масштабного підсилювача включені паралельно, та вхідні струми масштабного перетворювача не перевищують 30 нА. Отримане значення шумової напруги відповідає розрахованому для паспортних даних і становить 12.4 нВ.

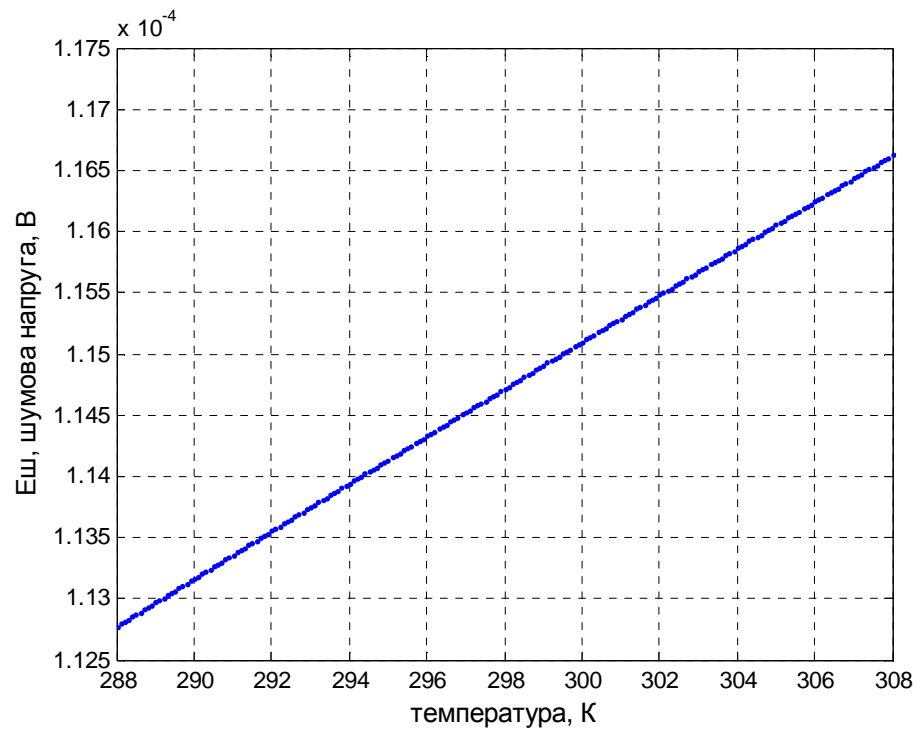


Рис.4.12. Залежність теплового шуму масштабного перетворювача від температури у лабораторних умовах

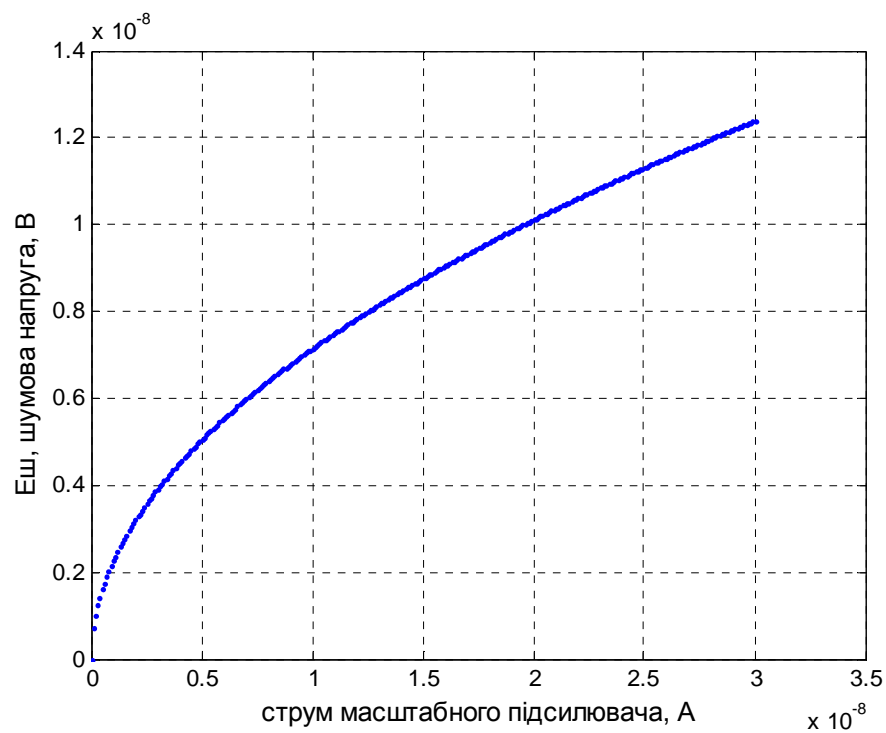


Рис.4.13. Залежність дробового шуму масштабного перетворювача від вхідного струму

Тоді і значення повного шуму масштабного підсилювача на основі моделювання відповідатиме розрахованому для паспортних даних (4.50) до 2мкВ , а саме:

$$U_{\text{мп}} = \sqrt{e_{\text{шмп}}^2 + e_{\text{шмп}}^2 (I_{\text{вх}})} = \sqrt{(117 \cdot 10^{-6})^2 + (0,0124 \cdot 10^{-6})^2} = 117 \text{мкВ} .(4.51)$$

Визначаємо шум параметричного стабілізатора на стабілітроні Ст.

Тепловий шум стабілітрона:

$$e_{\text{шст}} = \sqrt{4KTBr_{\text{ст}}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 30} = 0,443 \text{мкВ} (4.52)$$

Дробовий шум стабілітрона:

$$I_{\text{шст}} = \sqrt{2qI_{\text{ст}}B} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 400 \cdot 10^3} = 3,57 \cdot 10^{-8} \text{ А} (4.53)$$

Шумова напруга, яка створюється цим струмом $I_{\text{шст}}$ на паралельно з'єднаних вхідному опорі масштабного перетворювача і вихідному опорі стабілітрона матиме значення

$$e_{\text{шст}} (I_{\text{шст}}) = r_{\text{ст}} I_{\text{шст}} = 30 \cdot 3,57 \cdot 10^{-8} = 1,07 \text{мкВ} (4.54)$$

Шум струмозадаючого резистора параметричного стабілізатора буде тепловим, тобто

$$e_{\text{шr}} = \sqrt{4KTBr} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 600} = 1,98 \text{мкВ} (4.55)$$

Повний шум джерела опорної напруги

$$\begin{aligned}
 U_{\text{дон}} &= \sqrt{e_{\text{шмп}}^2 + e_{\text{шст}}^2 + e_{\text{шст}}^2 (I_{\text{вх}}) + e_{\text{шг}}^2} = \\
 &= \sqrt{(115 \cdot 10^{-6})^2 + (0,443 \cdot 10^{-6})^2 + (1,07 \cdot 10^{-6})^2 + (1,98 \cdot 10^{-6})^2} = 116 \text{ мкВ}
 \end{aligned}
 \tag{4.56}$$

Моделювання шуму джерела опорної напруги включає моделювання шумів стабілітрона та струмозадаючого резистора.

Тепловий шум стабілітрона змодельований для лабораторних умов і наведений на рис.4.14 є меншим від 451 нВ проти 443 нВ, розрахованих для паспортних даних (4.52).

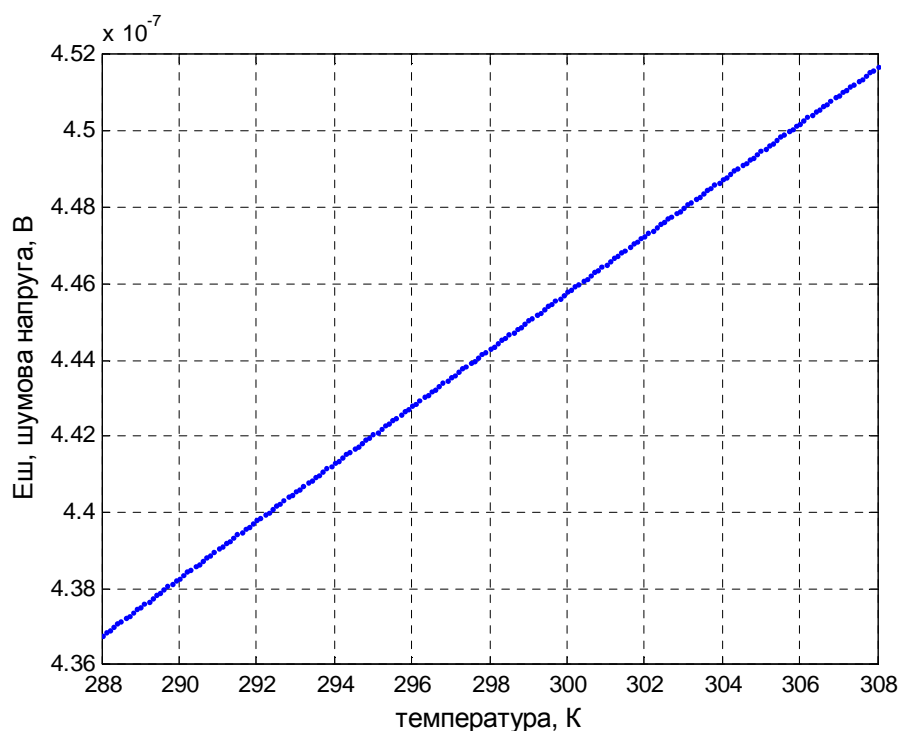


Рис.4.14. Графік теплового шуму стабілітрона при зміні температури у лабораторних умовах

Зокрема, при нормальних умовах шумова напруга менша від 442 нВ. При зміні температури до 35 °С вона не перевищує 451 нВ, а при зменшенні температури до 15 °С – 436 нВ.

Дробовий шум стабілітрона, в якому враховано значення і можливі зміни струму стабілізації та опір стабілітрона, не перевищує 1.073 мкВ (рис.4.15). Це збігається з розрахованим для паспортних даних значенням 1.07 мкВ

(див. вираз (4.54)). Отже, розраховані та отримані шляхом комп'ютерного моделювання значення шумів стабілітрона є однаковими.

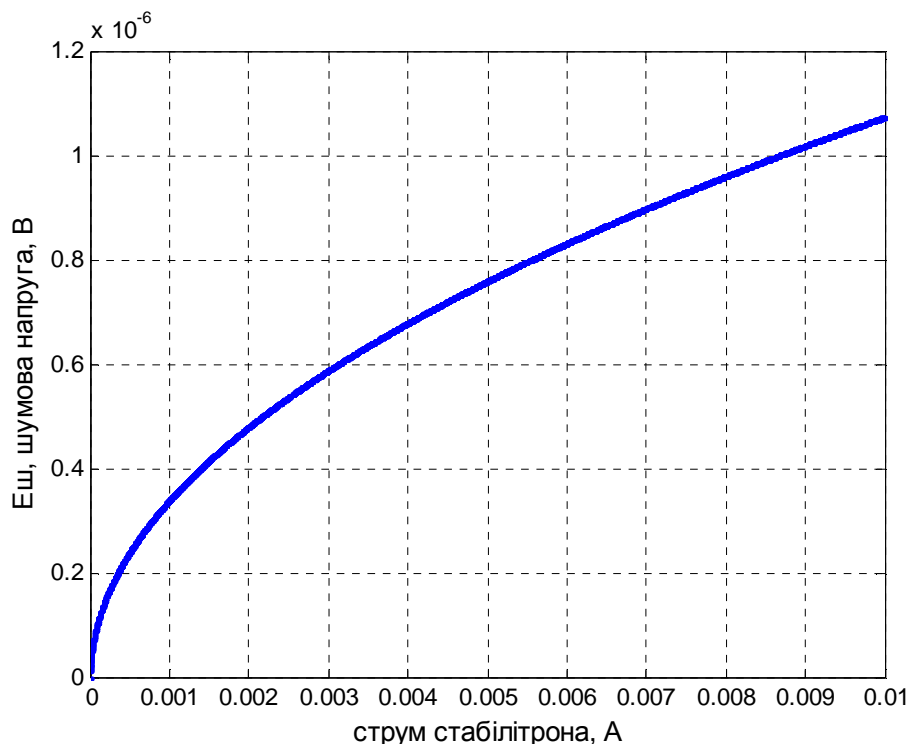


Рис.4.15. Залежність дробового шуму стабілітрона від струму стабілізації

У тепловому шумі струмозадаючого резистора при моделюванні враховано зміну температури для лабораторних умов (рис.4.16).

Його значення, отримане при моделюванні, не перевищує 2.02 мкВ, при розрахованому для паспортних умов 1.98 мкВ (4.55). А саме: при нормальних умовах шумова напруга менша від 1.97 мкВ. При зміні температури до 35 °С вона не перевищує 2.02 мкВ, а при зменшенні температури до 15 °С – 1.95 мкВ.

Повний шум джерела опорної напруги за результатами комп'ютерного моделювання:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{дон}} &= \sqrt{e_{\text{ш}_{\text{мп}}}^2 + e_{\text{ш}_{\text{ст}}}^2 + e_{\text{ш}_{\text{ст}}}^2 (I_{\text{вх}}) + e_{\text{ш}_{\text{r}}}^2} = \\
 &= \sqrt{(117 \cdot 10^{-6})^2 + (0,45 \cdot 10^{-6})^2 + (1,073 \cdot 10^{-6})^2 + (2,02 \cdot 10^{-6})^2} = 117 \text{ мкВ}
 \end{aligned}
 \tag{4.57}$$

Відмінність з розрахованим (4.56) значенням становить 1 мкВ, що менше 1%.

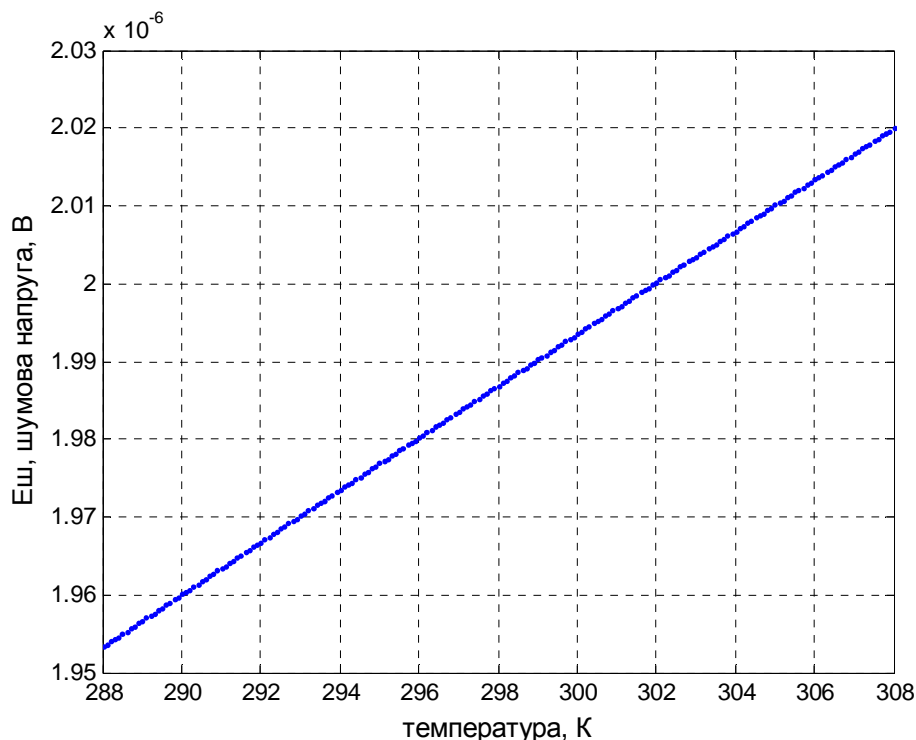


Рис.4.16. Залежність теплового шуму струмозадаючого резистора джерела опорної напруги від температури

Повний шум джерела опорної напруги складатиметься з шумів конденсаторної комірки, буферного каскаду, компаратора, джерела опорної напруги та схеми віднімання.

Шум схеми віднімання визначимо як рівний шуму масштабного підсилювача, оскільки їх шумові моделі однакові (див.рис.4.11): $U_{cb} = 115\text{мкВ}$.

Отже, повний шум АЦФП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках у фазі Ф3:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{шАЦФП-НЗпар}}(\Phi 3) &= \sqrt{e_{\text{шкк}}^2 + U_{\text{ок}}^2 + U_{\text{км}}^2 + U_{\text{дон}}^2 + U_{\text{cb}}^2} = \\
 &= \sqrt{(10,4^2 + 168^2 + 139^2 + 116^2 + 115^2)} = 273\text{мкВ}
 \end{aligned}
 \tag{4.58}$$

Визначимо шуми АЦФП у фазі Ф1.

Модель АЦФП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми елементів Ф1 наведена на рис.4.17.

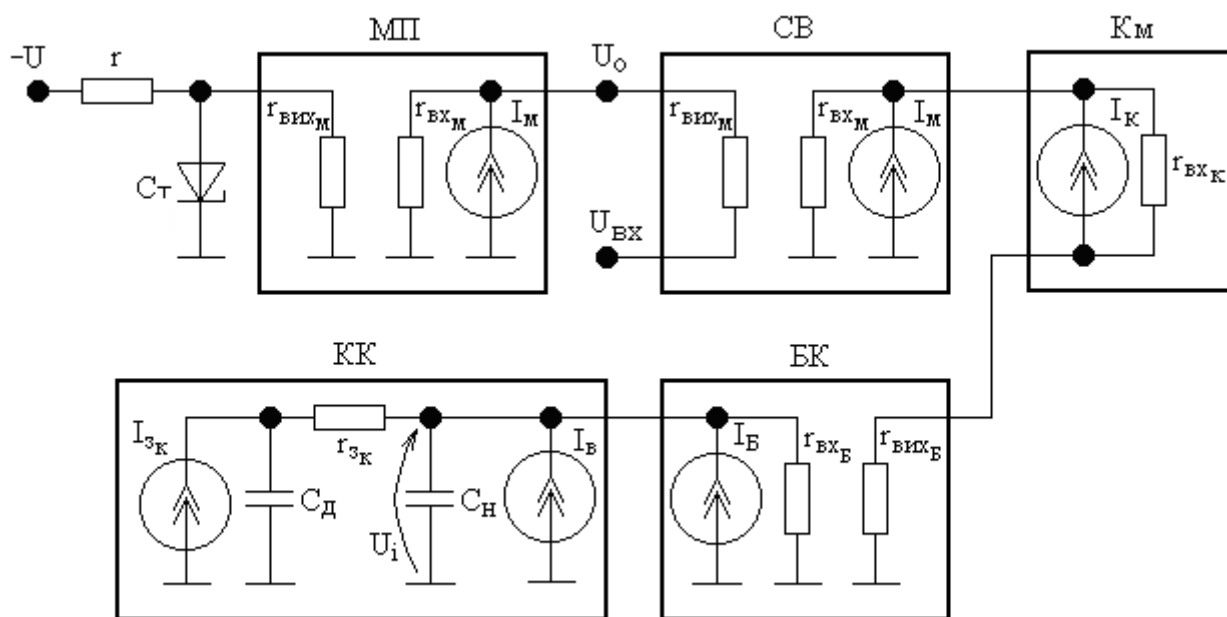


Рис.4.17. Модель АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми елементів у фазі Ф1 (передача заряду від C_d до C_H)

Порівнюючи модель АЦФП з накопиченням заряду у паралельних пасивних конденсаторних комірках (рис.4.17) з моделлю АЦФП з перерозподілом заряду у фазі Ф1 (рис.4.3), бачимо, що модель рис.4.17 відрізняється наявністю джерела опорної напруги ДОН і схеми віднімання.

Отже, повний шум АЦФП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках у фазі Ф1 буде рівний

$$\begin{aligned}
 U_{\text{шАЦФП-НЗпар}}(\Phi 1) &= \sqrt{e_{\text{шкк}}^2 + U_{\text{бк}}^2 + U_{\text{км}}^2 + U_{\text{дон}}^2 + U_{\text{св}}^2} \\
 &= \sqrt{(10,6^2 + 168^2 + 139^2 + 116^2 + 115^2)} = 273 \text{ мкВ}
 \end{aligned}
 \tag{4.59}$$

Порівнюючи шуми у фазі Ф1 і фазі Ф3 бачимо, що вони рівні.

Остаточно робимо висновок, що шуми на вході АЦФП з накопиченням заряду на паралельних пасивних конденсаторних комірках не перевищують 273мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 91 дБ.

Моделювання впливу шумів на АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках. Спрощена функціональна схема АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках наведена на рис.4.18, де позначено: БК – буферний каскад, СВ – схема віднімання, Км – компаратор, К0 – К4 – аналогові ключі, Сн і Сд – накопичуючий і дозуючий конденсатори, U_y і U_o – напруги управління та опорна, КП – вихідний сигнал “Кінець перетворення”.

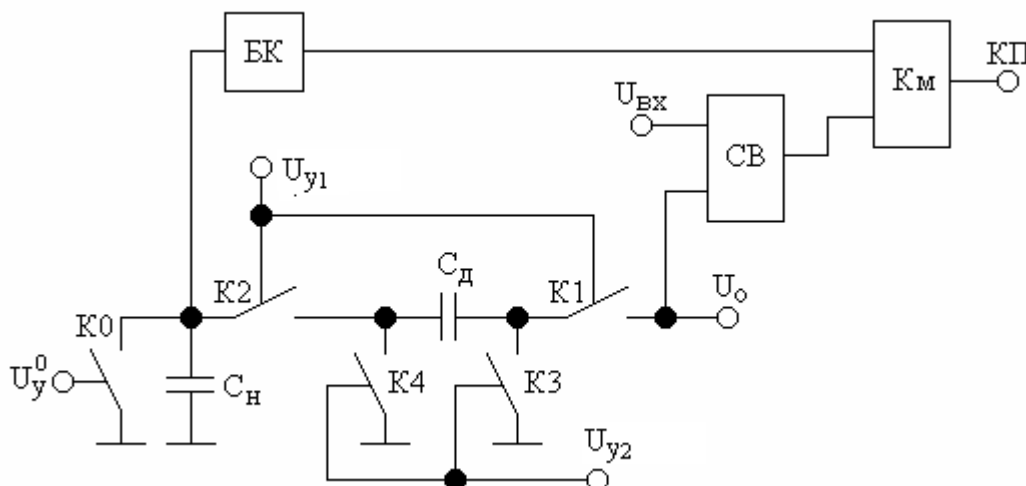


Рис.4.18. Спрощена функціональна схема АЦФП з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці

У кожному такті перетворення АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках матимуть місце чотири фази роботи (Ф1-Ф4), кожна з яких визначатиме вигляд моделі АЦФП:

Ф1) накопичення заряду конденсатором C_n , який відбувається при замкнутих ключах К1, К2 і розімкнутих ключах К0, К3 і К4;

Ф2) перша пауза: розімкнуті всі ключі К0 – К4;

Ф3) розряд дозуючого конденсатора C_d : розімкнуті ключі K_0 , K_1 і K_2 , а ключі K_3 і K_4 замкнуті;

Ф4) друга пауза: розімкнуті всі ключі, $K_0 - K_4$.

При моделюванні необхідно врахувати зміну структури АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках в процесі роботи (фази Ф1 – Ф4).

З точки зору оцінки впливу шумів важливими для роботи АЦФП є фази Ф1 і Ф3, оскільки фази Ф2 і Ф4 є проміжними і служать лише для введення пауз з метою виключення впливу часів переключення ключів (часу включення і часу виключення).

Шумова модель АЦФП для фази Ф3 наведена на рис.4.19.

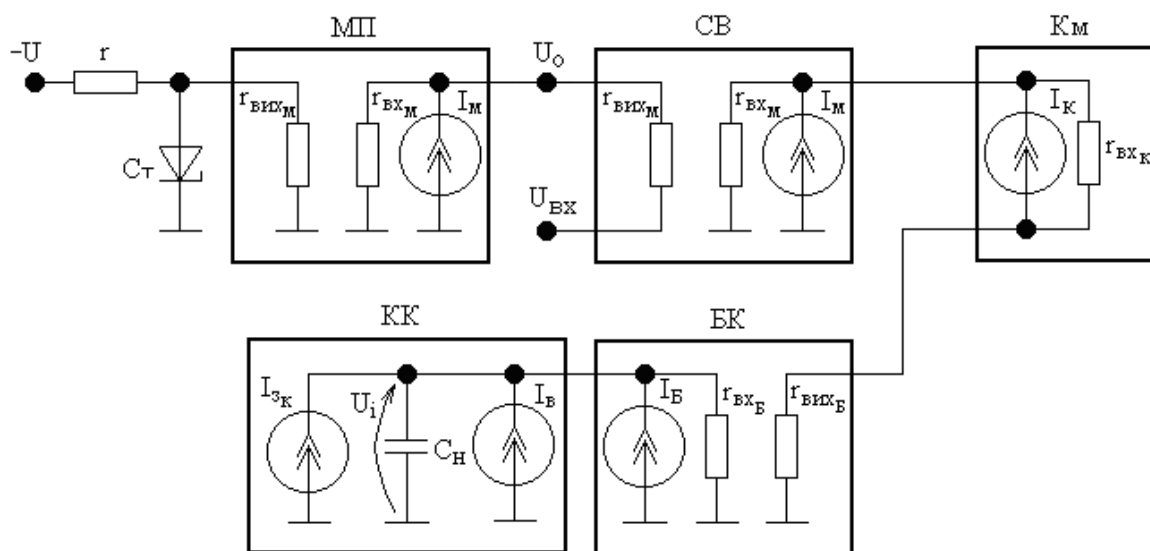


Рис.4.19. Модель АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф3 (розряд дозуючого конденсатора C_d)

Визначимо шуми АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках у фазі Ф3.

Порівнюючи шумові моделі АЦФП з НЗ рис.4.19 і АЦФП з НЗ рис.4.11, бачимо, що вони однакові, а отже і однакові значення їх шумів.

Отже, повний шум АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках у фазі перетворення Ф3:

$$U_{\text{шАЦФП-НЗпосл}}(\Phi 3) = U_{\text{шАЦФП-НЗпар}}(\Phi 3) = 273 \text{ мкВ}. \quad (4.60)$$

Визначимо шуми АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках у фазі Ф1. Шумова модель АЦФП для фази Ф1 наведена на рис.4.20.

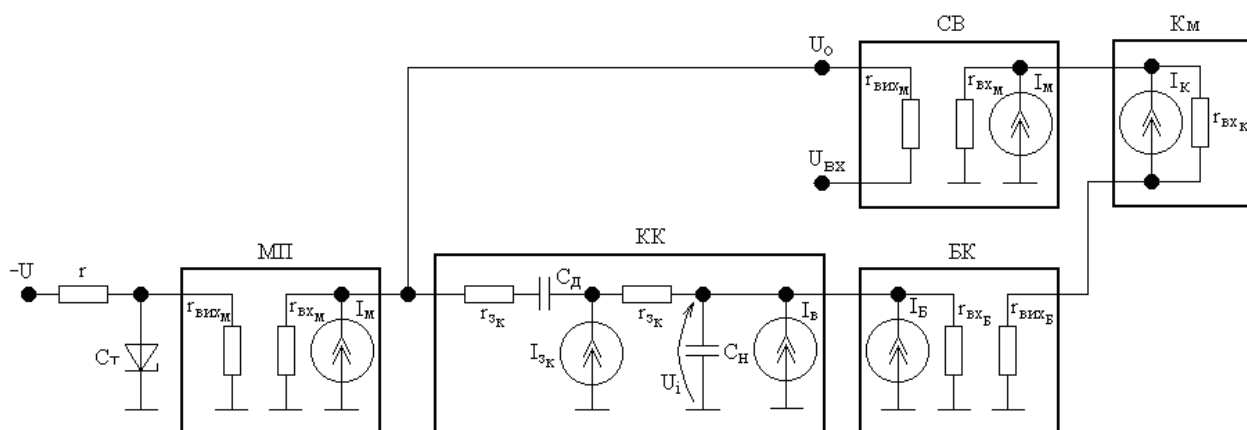


Рис.4.20. Модель АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф1 (накопичення заряду конденсатором C_H)

Порівнюючи шумові моделі АЦФП з НЗ рис.4.20 і АЦФП з НЗ рис.4.17, бачимо, що вони мають однакові функціональні вузли, зокрема, схему віднімання СВ, буферний каскад БК, компаратор Км і джерело опорної напруги ДОН, який містить параметричний стабілізатор на прецизійному стабілітроні Ст і масштабуючий підсилювач МП. Тому шуми однакових функціональних вузлів будуть однаковими.

Проте відрізняються моделі рис.4.20 і рис.4.17 конфігурацією конденсаторної комірки, а тому і будуть різні шуми у фазах Ф3 і Ф1.

Визначимо шуми конденсаторної комірки КК АЦФП з накопиченням заряду у послідовних пасивних конденсаторних комірках у фазі Ф1.

Дробовий шум конденсаторної комірки розраховується аналогічно до (4.6), враховуючи:

$$I_B = I_{B_{CH}} = 10^{-11} \text{ А} . \quad (4.61)$$

Отже,

$$I_{dc} = 2 \cdot 10^{-10} + 1 \cdot 10^{-11} = 2,1 \cdot 10^{-10} \text{ А} . \quad (4.62)$$

Таким чином дробовий шум конденсаторної комірки:

$$I_{ш_{KK}} = \sqrt{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,1 \cdot 10^{-10} \cdot 400 \cdot 10^3} = 5,17 \cdot 10^{-12} \text{ А} . \quad (4.63)$$

Цей струм створить шумову напругу на виході конденсаторної комірки (на вхідному опорі операційного підсилювача буферного каскаду).

$$U_{ш(I)} = I_{ш_{KK}} \cdot r_{вхБ} = 5,17 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6 = 10,3 \text{ мкВ} . \quad (4.64)$$

Тепловий шум конденсаторної комірки матиме значення:

$$e_{ш_{KK}} = \sqrt{4KTBr_{зк}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 400 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 100} = 1,15 \cdot 10^{-6} \text{ В} = 1,15 \text{ мкВ} . \quad (4.65)$$

Таким чином, шум на виході конденсаторної комірки:

$$U_{ш_{KK}} = \sqrt{(U_{ш(I)})^2 + (e_{ш_{KK}})^2} = \sqrt{(10,3 \cdot 10^{-6})^2 + (1,15 \cdot 10^{-6})^2} = 10,36 \cdot 10^{-6} = 10,4 \text{ мкВ} . \quad (4.66)$$

Отже, повний шум АЦФП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках у фазі $\Phi 1$ буде рівний:

$$\begin{aligned} U_{ш_{АЦФП-НЗпосл}}(\Phi 1) &= \sqrt{U_{ш_{KK}}^2 + U_{бк}^2 + U_{км}^2 + U_{дон}^2 + U_{св}^2} = \\ &= \sqrt{(10,4^2 + 168^2 + 139^2 + 116^2 + 115^2)} = 273 \text{ мкВ} \end{aligned} \quad (4.67)$$

Остаточно робимо висновок, що шуми на вході АЦФП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках не перевищуватимуть 273 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становитиме 91 дБ.

Підсумовуючи проведені розрахунки та моделювання впливу шумів на АЦФП на пасивних конденсаторних комірках можна зробити наступні висновки:

1. Порівнюючи АЦФП з накопиченням заряду у паралельних і послідовних пасивних конденсаторних комірках, бачимо, що їх шуми однакові та не перевищують 273 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становитиме 91 дБ.

2. Шуми у АЦФП з перерозподілом заряду на перевищують 218 мкВ і є значно меншими ніж у АЦФП з накопиченням заряду у пасивних конденсаторних комірках. Співвідношення сигнал/шум становитиме 93 дБ.

4.3. Моделювання впливу шумів на АЦФП на активних конденсаторних комірках

Розглядаючи АЦФП з наростаючою розгорткою, можемо помітити, що він містить як цифрові, так і аналогові вузли. На точність АЦФП впливають фактично лише його аналогові вузли, зокрема конденсаторна комірка з ключами, регульований масштабний підсилювач, джерело опорної напруги та компаратор.

Зауважимо, що при виконанні джерела опорної напруги на сучасній елементній базі з використанням прецизійних стабілітронів, похибку опорної напруги можна легко забезпечити в межах 0,001%. Тому цією похибкою в подальшому будемо нехтувати.

Спрощена функціональна схема АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці зводиться до схеми, наведеної на рис.4.21.

Використавши функціональну схему рис.4.21 і враховуючи зміну структури, побудуємо модель АЦФП з перерозподілом заряду на активній

конденсаторній комірці, яка враховує шуми, викликані ключами конденсаторної комірки $K0 - K2$, накопичуючим і дозуючим конденсаторами C_n і C_d , буферним каскадом БК і компаратором K_m .

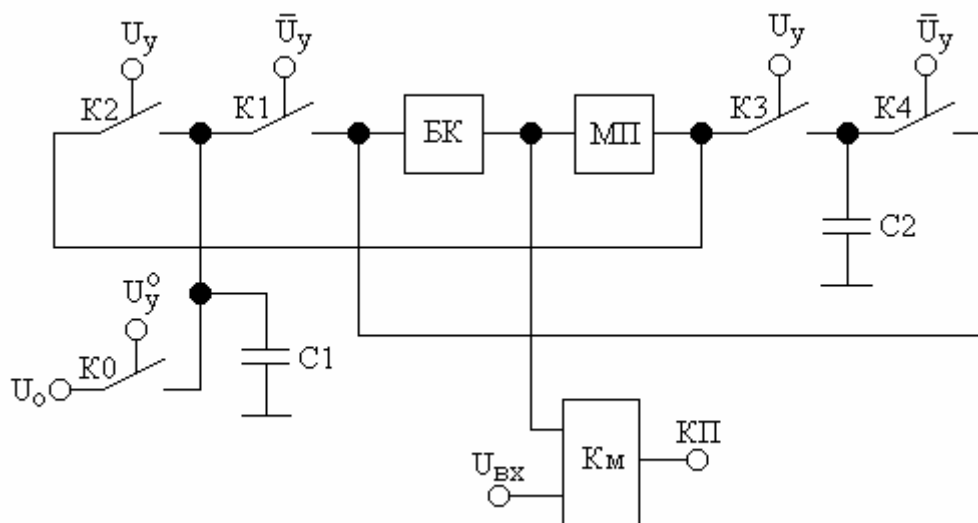


Рис.4.21. Спрощена структурна схема АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці

З точки зору оцінки впливу шумів важливими для роботи АЦФП є фази $\Phi1$ і $\Phi3$, оскільки фази $\Phi2$ і $\Phi4$ є проміжними і служать лише для введення пауз з метою виключення впливу часів переключення ключів (часу включення і часу виключення).

Шумова модель АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці для фази $\Phi3$ наведена на рис.4.22, де позначено:

$I_{зк}$ – струм генератора струму, що враховує вплив струмів витікання ключів $K1$ і $K2$;

I_B – струм генератора струму, що враховує струм витікання накопичуючого конденсатора C_n ;

I_B – струм генератора струму, що враховує вхідний струм буферного каскаду;

$I_{мп}$ – струм генератора струму, що враховує вхідний струм масштабного перетворювача;

$r_{вх_м}$ і $r_{вих_м}$ – вхідний і вихідний опори масштабного перетворювача;

I_K – струм генератора струму, що враховує вхідний струм компаратора;

$r_{вхБ}$ і $r_{вихБ}$ – вхідний і вихідний опори буферного каскаду;

$r_{вхК}$ – вхідний опір компаратора.

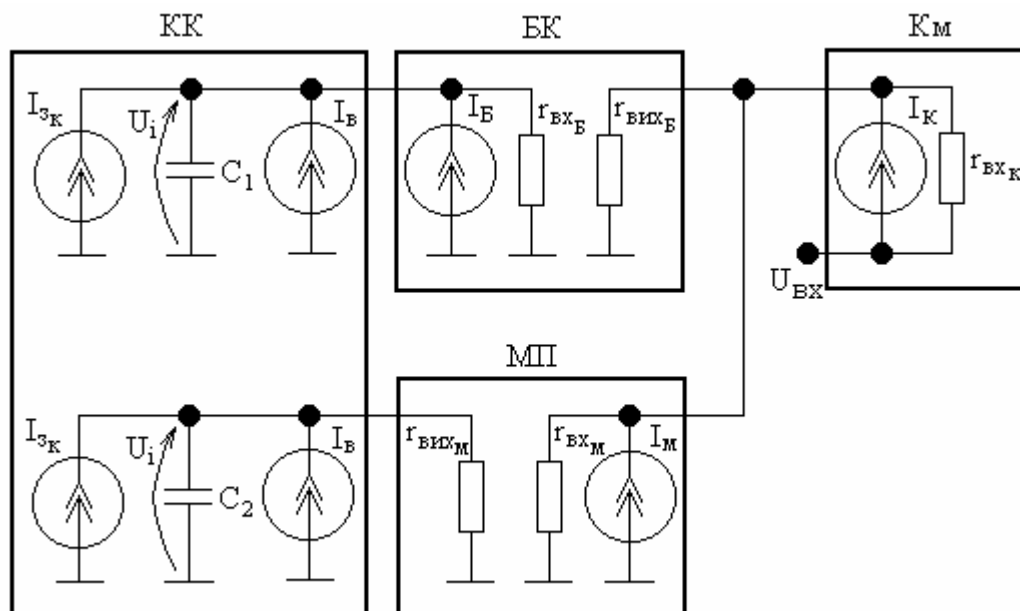


Рис.4.22. Модель АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці, яка враховує шуми елементів у фазі перетворення Ф3

Порівнюючи шумову модель АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці для фази Ф3 рис.4.22 з аналогічною моделлю АЦФП з перерозподілом заряду на пасивній конденсаторній комірці рис.4.2 бачимо, модель рис.4.22 відрізняється від моделі рис.4.2 наявністю масштабного перетворювача МП між буферним каскадом БК і компаратором Км. Тому шум АЦФП рис.4.22 буде збільшений порівняно з АЦФП рис.4.2 на шум масштабного перетворювача МП.

Шуми масштабного перетворювача МП визначаються аналогічно до (4.46) – (4.50), і повний шум масштабного перетворювача не перевищує 115 мкВ.

Знаходимо шум на вході АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірці у фазі Ф3 як середньоквадратичне знайдених шумів

конденсаторної комірки, буферного каскаду, масштабного перетворювача та компаратора:

$$U_{ш_{АЦФП}} = \sqrt{e_{ш_{кк}}^2 + U_{бк}^2 + U_{мп}^2 + U_{км}^2} = \sqrt{(10,4 \cdot 10^{-6})^2 + (168 \cdot 10^{-6})^2 + (115 \cdot 10^{-6})^2 + (139 \cdot 10^{-6})^2} = 246 \text{ мкВ} \quad (4.68)$$

Таким чином, у фазі Ф3 шуми на вході АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірниці не перевищують 246 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 92 дБ.

Аналогічно визначимо шуми АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірниці фази Ф1.

Враховуючи, що у фазі Ф1 переключаються ключі К1 – К4, внаслідок чого конденсатори С1 і С2 міняються місцями. А оскільки ці конденсатори однакові, то модель АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірниці, яка враховує вплив шумів елементів для фази Ф3 рис.4.22 залишається справедливою і для фази Ф1. Це значить, що шуми на вході АЦФП з накопиченням заряду на активній конденсаторній комірниці у фазах Ф1 і Ф3 однакові і, як було показано вище, не перевищують 246 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 92 дБ.

4.4. Розробка пристрою мінімізації завад у АЦФП на комутованих конденсаторах

Існує багато різних видів завад. Але в промислових умовах найбільший вплив має періодична завада частотою 50 Гц. Мінімізації її впливу присвячено даний параграф.

На рис.4.23 наведено розроблений пристрій для мінімізації завад, який містить: ПН1 і ПН2 – повторювачі напруги 1 і 2, Км – компаратор, ОВ – одновібратор, Т – RS – тригер, R1 – резистор, С1 – С3 – конденсатори 1 – 3, П – аналоговий перемикач, виконаний на операційному підсилювачі ОП і

аналогових ключах К1 – К3, причому U_c і \bar{U}_c – сигнали з прямого та інверсного виходу тригера Т для управління ключами.

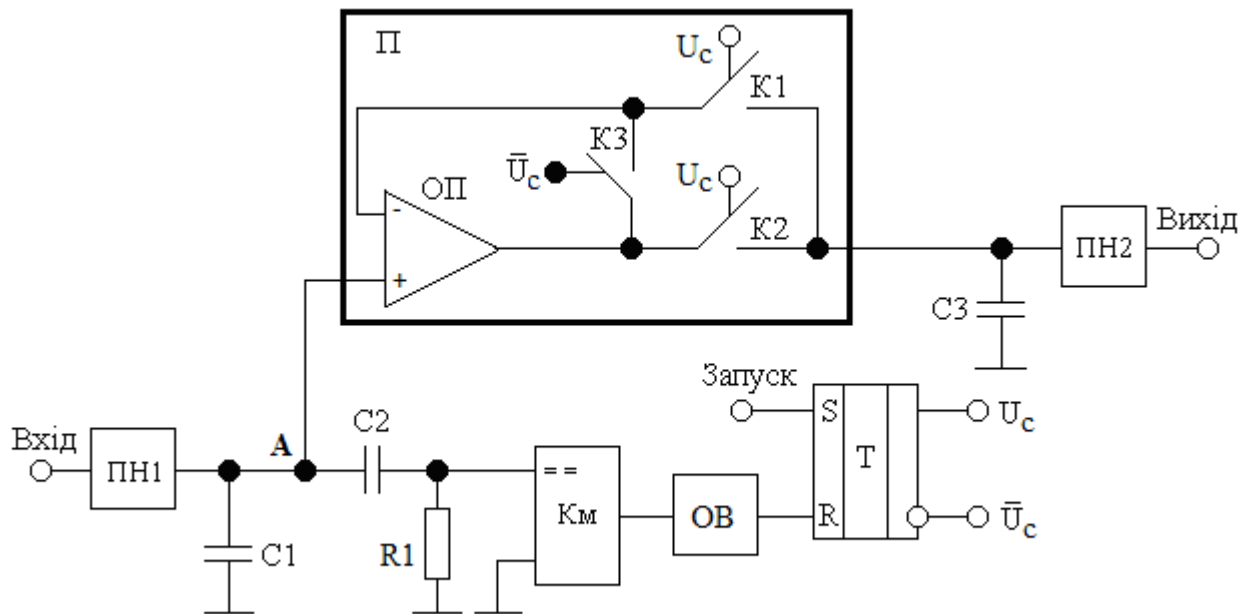


Рис.4.23. Функціональна схема вхідного пристрою, що мінімізує вплив періодичних завад

На рис.4.24 наведено епюри напруг, які розкривають роботу пристрою для мінімізації завад.

Вхідний сигнал пристрою, на який накладаються завади, повторюється на виході повторювача напруги ПН1, тобто сигнал на виході ПН1 є сумою постійної складової (корисний сигнал) і змінної складової (завад імпульсної та періодичної). Конденсатором С1 придушуються імпульсні завади, оскільки для них опір С1 набагато менший опору схеми у вузлі А.

Що ж стосується періодичних завад, то вони мінімізуються наступним чином.

Сигналом початку перетворення «Запуск» тригер Т установлюється у стан логічної одиниці на прямому виході ($U_c = 1$), яка вмикає ключі К1 і К2 перемикача П і на конденсаторі С3 відтворюється рівень вхідного сигналу та періодичної завади (що повторюється на виході ПН1).

Одночасно з вихідного сигналу ПН1 через розділюючий конденсатор С2 на перший вхід компаратора Км проходить змінна складова, тобто періодична завада. Оскільки другий вхід компаратора Км підключено до спільної шини, то при переході сигналу на першому вході Км через нуль, спрацьовує компаратор.

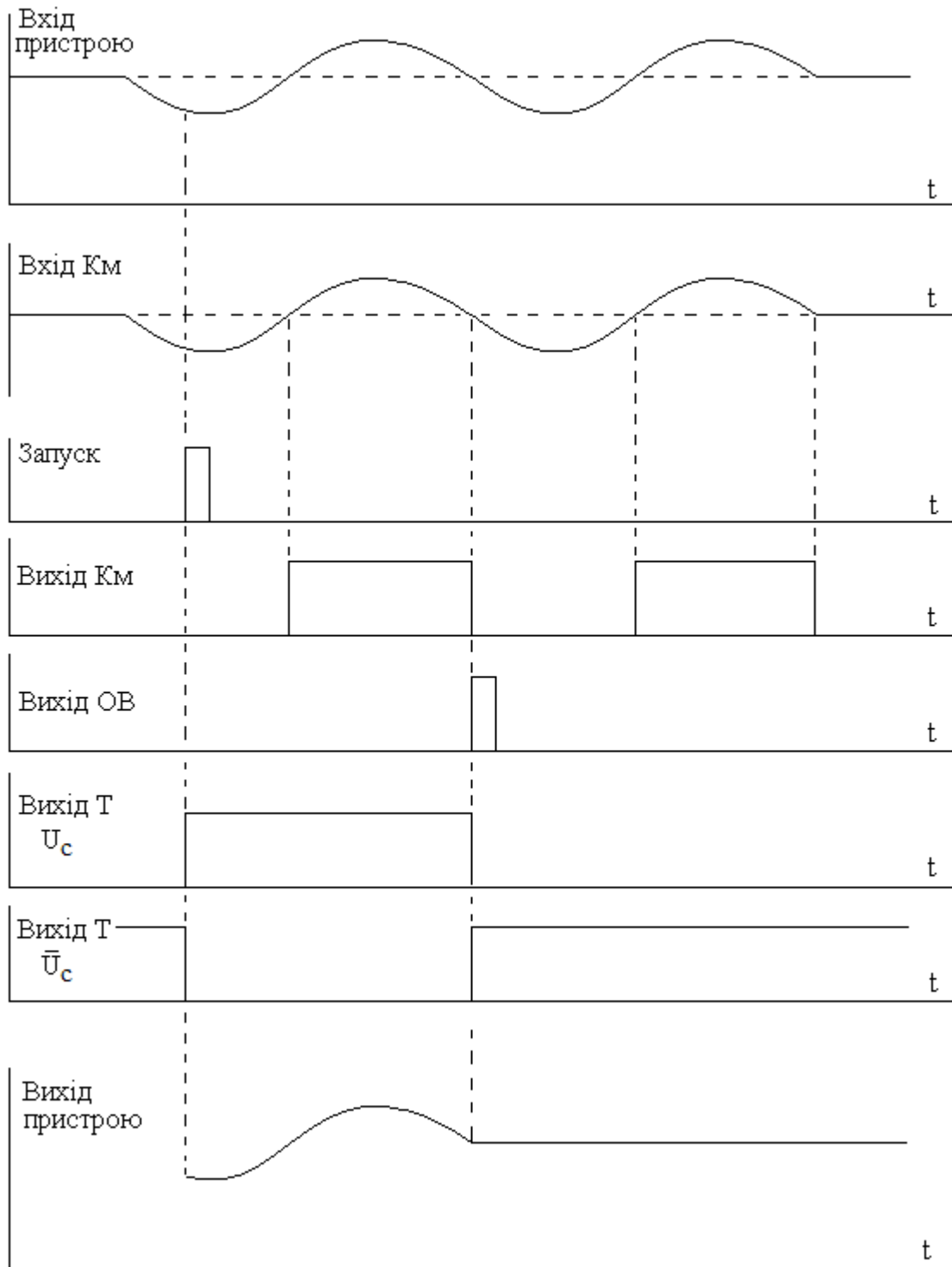


Рис.4.24. Епюри напруг функціональної схеми вхідного пристрою, що мінімізує вплив періодичних завад

Вихідний імпульс компаратора K_m має тривалість рівну тривалості додатної півхвилі періодичної завади. Коли завада переходить через нуль (з додатної півхвилі до від'ємної) вихідний імпульс K_m закінчується і заднім фронтом цього імпульса запускається одновібратор ОВ. Вихідним імпульсом ОВ тригер Т перекидається у стан логічного нуля на прямому виході ($U_c = 0$), вимикаючи ключі $K1$ і $K2$ перемикача П.

В момент вимкнення ключів $K1$ і $K2$ на конденсаторі $C3$ буде зафіксовано рівень вхідного (корисного) сигналу без завади.

Абсолютна похибка (ΔU) при цьому буде визначатися часом спрацювання компаратора ($t_{км}=0.3$ мкс) і часом вимкнення ключів $K1$ і $K2$ ($t_k=0.05$ мкс).

Періодичну заваду можемо подати як синусоїду:

$$U_3 = A_3 \sin 2\pi Ft \quad (4.69)$$

Абсолютна похибка визначатиметься як:

$$\begin{aligned} \Delta U &= A_3 \sin 2\pi F(t_{км} + t_k) = A_3 \sin 6.28 \cdot 50 \cdot 0.35 \cdot 10^{-6} = \\ &= A_3 \sin 109.9 \cdot 10^{-6} = A_3 \sin 0.0001099 = A_3 \cdot 1.918 \cdot 10^{-6} \end{aligned} \quad (4.70)$$

При амплітуді завади $A_3 = 100$ мВ і частоті $F = 50$ Гц абсолютна похибка відтворення вхідного (корисного) сигналу на запам'ятовуючому конденсаторі $C3$ не перевищуватиме 0.2 мкВ, а коефіцієнт придушення завади становитиме 114 дБ.

При вимкнених ключах $K1$ і $K2$ конденсатор $C3$ зберігає записаний на ньому рівень вхідного сигналу до наступного вмикання $K1$ і $K2$.

Логічна одиниця з інверсного виходу тригера Т ($\bar{U}_c = 1$) вмикає ключ $K3$, через який операційний підсилювач ОП охоплюється 100% -м від'ємним

зворотним зв'язком, і на виході ОП повторюється вихідний сигнал ПН1, тобто сума вхідного (корисного) сигналу та періодичної завади.

Таким чином перемикач П готовий до наступного перетворення, тобто вмикання сигналом «Запуск».

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 4

У ході досліджень впливу шумів і завад на проведення аналого-цифрового функціонального перетворення:

1. Було проведено аналіз шумів окремих елементів конденсаторних комірок, розроблено схеми заміщення конденсаторних комірок для різних фаз перетворення для процесів перерозподілу та накопичення заряду;

2. За розробленими схемами заміщення виконано розрахунок і математичне моделювання впливу шумів на АЦФП на комутованих конденсаторах;

3. Математичним моделюванням встановлено:

а) Значення шумів на вході АЦФП з перерозподілом заряду на пасивних конденсаторних комірках не перевищує 218 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 93 дБ.

б) Значення шумів на вході АЦФП з накопиченням заряду на паралельних і на послідовних пасивних конденсаторних комірках однакові та не перевищують 273 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 91 дБ.

в) Значення шумів на вході АЦФП з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках не перевищує 246 мкВ. Співвідношення сигнал/шум становить 92 дБ.

г) АЦФП з накопиченням заряду на пасивних конденсаторних комірках значно поступаються за шумами АЦФП з перерозподілом заряду та АЦФП з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках.

д) Усі АЦФП відповідають вимогам до високоточних (14, 16 двійкових розрядів) перетворювачів по співвідношенню сигнал/шум. Їх співвідношення

сигнал/шум більше 90 дБ відповідає кращим інтегральним АЦП провідних виробників.

е) Зміна температури від значення нормальних умов до 35°C не збільшує значення шумових напруг порівняно з шумовими напругами, розрахованими за паспортними даними елементів АЦФП.

4. Запропоновано і розроблено схему мінімізації впливу періодичної завади на роботу конденсаторної комірки АЦФП. Схема забезпечує високий коефіцієнт придушення завади, понад 114 дБ.

Основні результати розділу опубліковані у працях [278, 285].

РОЗДІЛ 5

ФІЗИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ФУНКЦІОНАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

За запропонованими та розробленими у роботі методами аналого-цифрового функціонального перетворення було реалізовано діючі макети АЦФП і проведено їх лабораторні випробування.

В експериментальних дослідженнях макетів використовувалися наступні прилади:

- калібратор постійної напруги типу ПЗ27 (виробництво ВО Краснодарський ЗИП, 8 декад, від 10 В до 1 мкВ, основна похибка на перших п'яти декадах у межах $2 \cdot 10^{-4}\%$);

- цифровий частотомір ЧЗ-34 (виробництво ВО ЛОРТА м.Львова, основна похибка не перевищує $2 \cdot 10^{-5}\%$);

- цифровий вольтметр Щ48000 (виробництво ВО ЛОРТА м.Львова, основна похибка не перевищує $2 \cdot 10^{-2}\%$);

- осцилограф С1-93.

Вхідні сигнали АЦФП у вигляді постійної напруги задавалися за допомогою калібратора ПЗ27 в діапазоні 80 дБ (від 1 мВ до 10 В).

Вихідні сигнали АЦФП у вигляді число-імпульсного коду вимірювалися за допомогою частотоміра ЧЗ-34.

Для багатовходових АЦФП вхідні сигнали у вигляді постійної напруги задавалися від розробленого дільника напруги з відповідною кількістю виходів, значення напруги на кожному з яких вимірювалося вольтметром Щ48000.

Осцилограф С1-93 використовувався для візуального контролю роботи окремих вузлів АЦФП.

Отримані в результаті вимірювань експериментальні дані АЦФП порівнювалися із теоретично розрахованими значеннями; розбіжність між ними не перевищувала 8-9%.

5.1. Багатофункціональні аналого-цифрові перетворювачі

5.1.1. Універсальний багатофункціональний аналого-цифровий перетворювач.

На рис.5.1 наведена функціональна схема розробленого багатофункціонального аналого-цифрового перетворювача [291, 298]. Він містить: вхід запуску перетворювача, БК – блок керування, ДОН – джерело опорної напруги, БЛ – блок логарифматорів, Л1 і Л2 – перший і другий лічильники, Ком1 і Ком2 – перший і другий комутатори, ЛР – реверсивний лічильник і АЛ – антилогарифматор.

Блок керування БК містить ОВ – одинібратор, Г1 і Г2 – перший і другий генератори, ФП – формувач імпульсних послідовностей Q_1 і Q_2 , ЕЗ – елемент збігу, АБО – логічний елемент додавання, Т – лічильний тригер.

Блок логарифматорів БЛ містить: «Вхід ФП» – групу інформаційних входів, ГКм – групу компараторів, ГЕЗ – групу елементів збігу, КК – конденсаторну комірку, до складу якої входить С1 і С2 – перший і другий конденсатори, К1 – К3 – перший – третій аналогові ключі.

У блоку керування БК прямий і інверсний виходи тригера Т підключені відповідно до об'єднаних V-входів першого і другого лічильників Л1 і Л2, першого і другого комутатора Ком1 і Ком2, а вихід елемента збігу ЕЗ підключений до об'єднаних тактових входів лічильників Л1 і Л2, виходи переносу яких підключені відповідно до першого та другого входів елемента АБО, вихід першого генератора Г1 підключений до тактового С-входу формувача імпульсних послідовностей ФП, перший вихід якого підключений до першого входу елемента збігу ЕЗ, другий вхід якого підключений до виходу другого генератора Г2.

Вхід запуску ФП об'єднаний з входом одинібратора ОВ, вихід якого підключений до входу установки S тригера Т і об'єднаних входів скидання R лічильників Л1, Л2 і ЛР, антилогарифматора АЛ і формувача імпульсних послідовностей ФП.

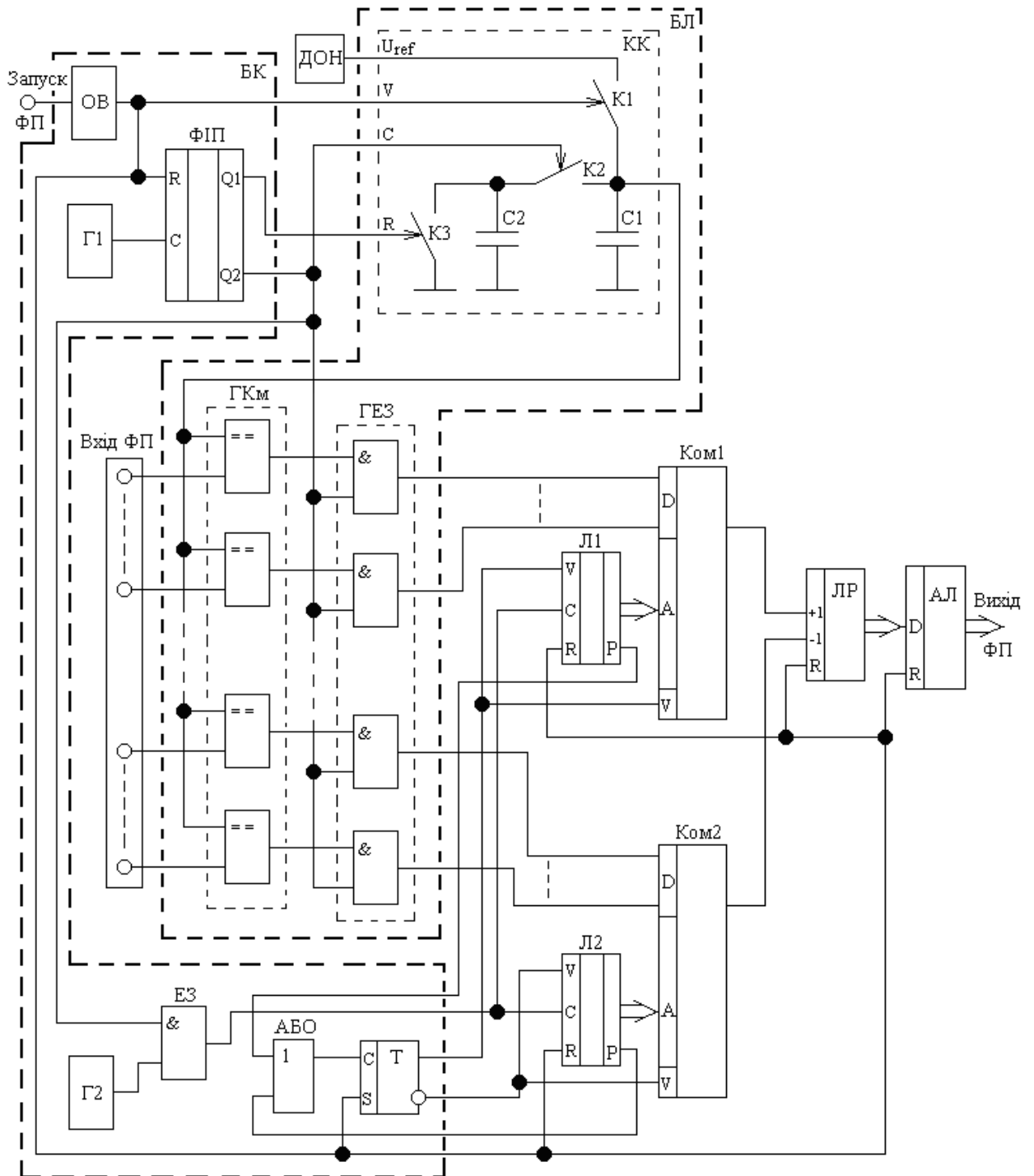


Рис.5.1. Функціональна схема розробленого багатфункціонального аналого-цифрового перетворювача

У блоку БЛ виходи логарифматорів з'єднані відповідно з інформаційними входами першого Ком1 і другого Ком2 комутаторів, входи керування яких підключені відповідно до виходів першого Л1 і другого Л2 лічильників, а

виходи комутаторів підключені відповідно до входів додавання та віднімання реверсивного лічильника ЛР, вихід якого підключений до інформаційного входу антилогарифматора АЛ, вихід якого є виходом функціонального перетворювача (ФП), група інформаційних входів якого об'єднана з відповідними інформаційними входами логарифматорів.

Окрім того, у блоку логарифматорів БЛ перші входи ГКм є інформаційними входами логарифматорів, виходи яких з'єднані з відповідними першими входами групи елементів збігу ГЕЗ, виходи яких є виходами логарифматорів, причому аналоговим U_{ref} -входом конденсаторної комірки КК є інформаційний вхід першого ключа К1, вихід якого об'єднаний з інформаційним входом другого ключа К2 і через перший конденсатор С1 з'єднаний зі спільною шиною, тактовим С-входом комірки КК є управляючий вхід другого ключа К2, вихід якого об'єднаний з інформаційним входом третього ключа К3 і через другий конденсатор С2 з'єднаний зі спільною шиною, входами запуску V і скидання R комірки КК є відповідно управляючі входи першого К1 і третього К3 ключів, тактовий С-вхід і вхід скидання R комірки КК з'єднані з відповідними виходами формувача імпульсних послідовностей ФІП, вхід запуску V комірки КК об'єднаний з виходом одновібратора ОВ, аналоговий U_{ref} -вхід комірки КК підключений до виходу джерела опорної напруги ДОН, другі входи компараторів об'єднані з виходом комірки КК, тактовий С-вхід якої об'єднаний з другими входами групи елементів збігу ГЕЗ.

Робота схеми рис.5.1 протікає наступним чином.

Імпульсом, що подається на вхід запуску ФІП, запускається одновібратор ОВ. Вихідний імпульс одновібратора ОВ скидає в нуль виходи формувача імпульсних послідовностей ФІП, лічильників Л1, Л2, ЛР і антилогарифматора АЛ, установлює тригер Т у стан логічної одиниці на прямому виході та замикає перший ключ К1 конденсаторної комірки КК. За час дії імпульса одновібратора ОВ перший конденсатор С1 комірки КК заряджається до рівня опорної напруги (U_{ref}) джерела ДОН і на виходах компараторів групи ГКм установлюється

рівень логічної одиниці, який дозволяє проходження імпульсів з виходу Q2 формувача імпульсних послідовностей ФП через групу елементів збігу ГЕЗ (для підвищення точності імпульсні послідовності Q1 і Q2 відокремлені паузами).

Після закінчення імпульса одинівбратора ОВ з кожним імпульсом першого генератора Г1 на виходах формувача ФП по чергово (спершу на виході Q1, а потім на Q2) появляються імпульси.

Розглянемо спочатку процес логарифмування вхідних сигналів. Імпульси Q1 формувача ФП замикають третій ключ К3 конденсаторної комірки КК, скидаючи заряд з другого конденсатора С2 на спільну шину, і на конденсаторі С2 устанавлюється рівний нулю рівень напруги. Імпульси Q2 формувача ФП замикають другий ключ К2 конденсаторної комірки КК, через який відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами С1 і С2. З кожним імпульсом Q2 перший конденсатор С1 віддає частину свого заряду (оскільки ємність першого конденсатора С1 вибирається набагато більшою ємності другого конденсатора С2, тобто $C1 \gg C2$) другому конденсатору С2 і рівень напруги на першому конденсаторі С1 знижується.

Після n-го імпульса Q2 формувача ФП напруга на першому конденсаторі С1 стане рівною (2.1)

$$U_n = \zeta^n U_{ref},$$

а її приріст (2.2)

$$\Delta U_n = \zeta^{n-1} (\zeta - 1) U_{ref}.$$

Якщо в процесі зниження напруги на першому конденсаторі С1 вона стане рівною чи меншою, наприклад, напруги ($U_{вх_i}$) на і-тому інформаційному вході групи інформаційних входів «Вхід ФП» перетворювача (а отже і на першому вході і-го компаратора групи ГКм), тоді спрацьовує і-й компаратор групи ГКм (на його виході появляється рівень логічного нуля), фіксуючи момент закінчення перетворення і-тим логарифматором. Якщо цей момент настав після n-го тактуючого імпульса, то $U_n = U_{вх_i}$ і число (n_i) імпульсів Q2

формувача ФП, що поступили на вхід управління другого ключа К2, буде рівне (2.4)

$$n_i = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{\text{вх}_i}}{U_{\text{ref}}},$$

тобто логарифму відношення напруги $U_{\text{вх}_i}$ до U_{ref} .

Це число імпульсів поступає через i -тий елемент збігу групи елементів збігу ГЕЗ на вихід останнього (тобто на вихід i -го логарифматора) і є вихідним число-імпульсним кодом i -го логарифматора.

Після закінчення перетворення i -тим логарифматором логічний нуль з виходу i -го компаратора підводиться до першого входу i -го елемента збігу групи елементів збігу ГЕЗ, забороняючи подальше проходження імпульсів Q2 формувача ФП на вихід i -го логарифматора.

Аналогічно відбувається перетворення i в інших логарифматорах, оскільки процес пониження напруги на першому конденсаторі С1 конденсаторної комірки КК продовжується доти, поки не спрацює останній з компараторів групи ГКм, тобто поки не закінчиться перетворення в останньому логарифматорі (цим логарифматором буде той, до першого входу компаратора якого буде підведений найменший зі всіх вхідних сигналів).

З кожним імпульсом Q2 формувача ФП дозволяється проходження імпульсів другого генератора Г2 через елемент збігу ЕЗ на тактові входи лічильників Л1 і Л2, вихідні коди яких по чергово підключають виходи логарифматорів через комутатори Ком1 і Ком2 відповідно до входів додавання і віднімання реверсивного лічильника ЛР.

Отже, після закінчення перетворення в останньому логарифматорі на виході реверсивного лічильника ЛР буде записаний код (2.5):

$$N_c = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^m \ln \frac{U_{1d}}{U_{\text{ref}}} - \sum_{k=1}^p \ln \frac{U_{1k}}{U_{\text{ref}}} \right),$$

де d – кількість логарифматорів першої групи, що підключаються до входів додавання реверсивного лічильника ЛР, причому d змінюється від 1 до m ;

k – кількість логарифматорів другої групи, що підключаються до входів віднімання реверсивного лічильника ЛР, причому k змінюється від 1 до p .

Вихідний код N_c реверсивного лічильника ЛР поступає на вхід цифрового антилогарифматора АЛ, на виході якого формується результат функціонального перетворення (2.6):

$$N_{fp} = \text{anti} \ln N_c .$$

Оскільки імпульси на виходах всіх логарифматорів, які здійснюють перетворення, появляються одночасно, то почергове підключення під час дії імпульса Q_2 формувача ФІП виходу кожного логарифматора до відповідного входу реверсивного лічильника ЛР дає змогу в часі перетворення логарифматорів:

1) отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів і реалізувати операції множення та ділення;

2) отримати суму вихідних кодів логарифматорів, на m закорочених входів першої групи яких подано вхідний сигнал $U_{вх}$, і забезпечити реалізацію степеневі функції з показником m , тобто $U_{вх}^m$;

3) отримати різницю вихідних кодів логарифматорів, на p закорочених входів другої групи яких подано вхідний сигнал $U_{вх}$, і забезпечити реалізацію кореня з показником p , тобто $\sqrt[p]{U_{вх}}$.

Все це значно зменшує час аналого-цифрового функціонального перетворення, тобто значно підвищує швидкодію.

5.1.2. Покращений багатфункціональний аналого-цифровий перетворювач

Недоліком функціонального аналого-цифрового перетворювача (рис.5.1) є порівняно ускладнена схема передачі вихідних сигналів логарифматорів до

входів реверсивного лічильника, а також – необхідність синхронізації генераторів.

Для усунення цього недоліку запропоновано тактувати всі відповідні функціональні вузли від одного генератора.

На рис.5.2 наведена функціональна схема розробленого покращеного багатофункціонального аналого-цифрового перетворювача [293]. Він містить: «Запуск ФП» – вхід запуску перетворювача, БК – блок керування, ДОН – джерело опорної напруги, БЛ – блок логарифматорів, елементи АБО1 і АБО2, ЛР – лічильник результату, АЛ - антилогарифматор, «Вихід ФП» – вихід перетворювача, «Вхід ФП» – групу інформаційних входів логарифматорів і РЗ – реєстр зсуву.

Блок керування БК виконаний на одновібраторі ОВ, генераторі Г, ділянці частоти ДЧ, формувачі імпульсних послідовностей ФІП, а блок логарифматорів БЛ виконаний на конденсаторній комірці КК, групі елементів збігу ГЕЗ, виходи яких є виходами логарифматорів, групі компараторів ГКм, причому конденсаторна комірка КК містить два конденсатори С1 і С2, три ключі К1-К3.

Робота запропонованого функціонального аналого-цифрового перетворювача протікає наступним чином.

Попередньо задається значення частоти (F) генератора Г згідно формули:

$$F \geq \frac{N}{t_{Q2}}, \quad (5.1)$$

де N – кількість логарифматорів,

t_{Q2} – тривалість імпульса на виході Q2 формувача ФІП.

При цьому логічна одиниця з кожного виходу реєстра зсуву РЗ поступить по чергові на відповідні входи групи елементів збігу ГЕЗ, що дає змогу опитати стан виходів логарифматорів протягом тривалості імпульса на виході Q2 формувача ФІП.

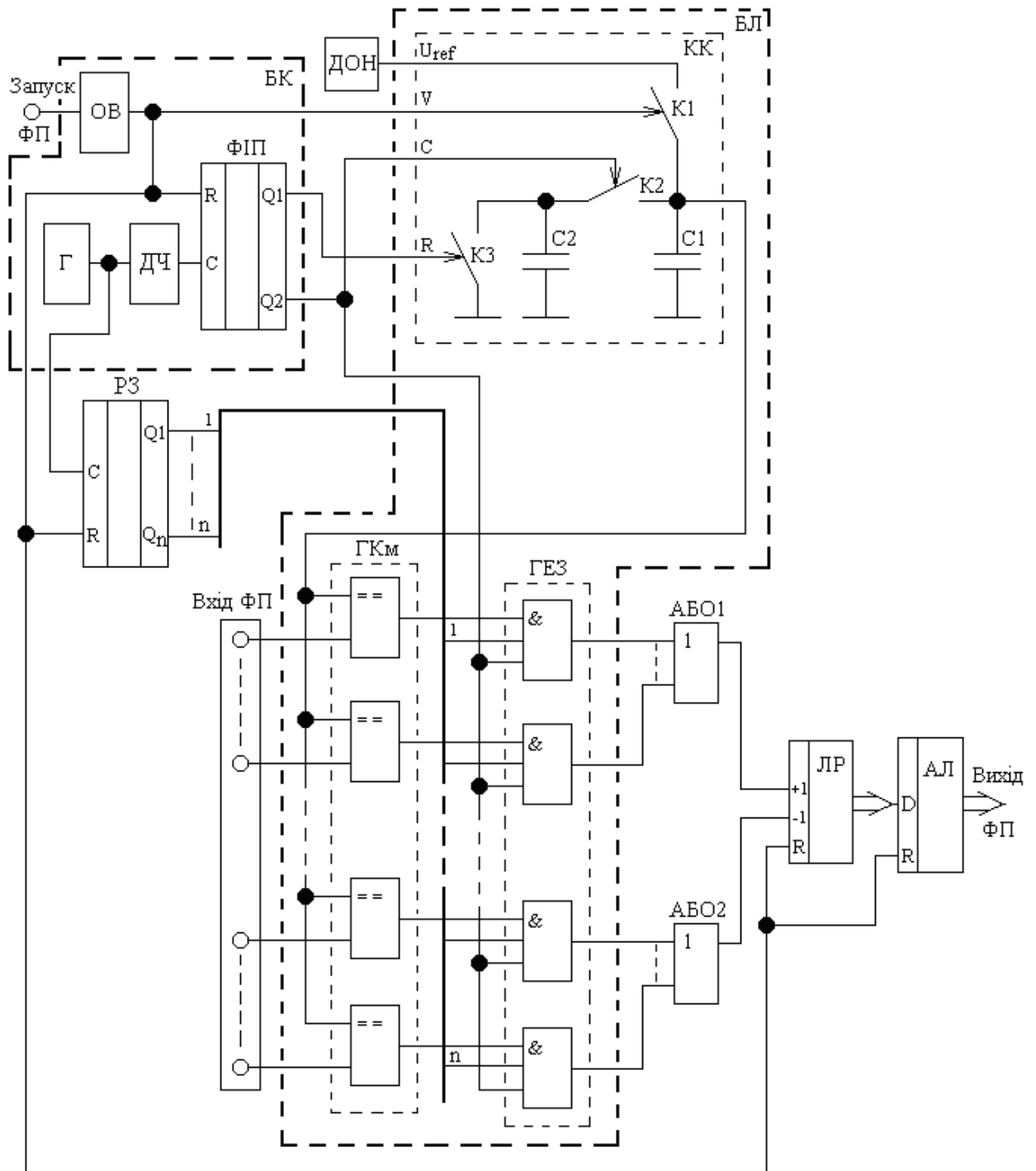


Рис.5.2. Функціональна схема покращеного багатофункціонального аналого-цифрового перетворювача

Імпульсом, що подається на вхід запуску перетворювача, запускається одновібратор ОВ. Вихідний імпульс одновібратора ОВ скидає в нуль виходи формувача імпульсних послідовностей ФП, антилогарифматора АЛ і замикає перший ключ К1 конденсаторної комірки КК. За час дії імпульса одновібратора

ОВ перший конденсатор С1 комірки заряджається до рівня опорної напруги (U_{ref}) джерела ДОН і на виходах групи компараторів ГКм встановлюється рівень логічної одиниці, який дозволяє проходження імпульсів з виходу регістра зсуву РЗ та з виходу Q2 формувача імпульсних послідовностей ФІП через групу елементів збігу ГЕЗ, виходи яких є виходами логарифматорів.

Оскільки імпульси на виходах всіх логарифматорів, які здійснюють перетворення, появляються одночасно, то під час дії імпульса Q2 формувача ФІП почергове підключення регістром зсуву РЗ виходу кожного логарифматора через елементи АБО1 і АБО2 до відповідного входу лічильника ЛР дозволяє отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів в часі перетворення логарифматорів.

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ з кожним імпульсом з виходу дільника частоти ДЧ на виходах формувача ФІП почергово (спершу на виході Q1, а потім на Q2) появляються імпульси.

Розглянемо спочатку процес логарифмування вхідних сигналів. Імпульси Q1 формувача ФІП замикають третій ключ КЗ конденсаторної комірки КК, скидаючи заряд з другого конденсатора С2 на спільну шину, і на конденсаторі С2 встановлюється рівний нулю рівень напруги. Імпульси Q2 формувача ФІП замикають другий ключ К2 конденсаторної комірки КК, через який відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами С1 і С2. З кожним імпульсом Q2 перший конденсатор С1 віддає частину свого заряду другому конденсатору С2 і рівень напруги на першому конденсаторі С1 знижується.

Після n-го імпульса Q2 формувача ФІП напруга на першому конденсаторі С1 стане рівною (2.1):

$$U_n = \zeta^n U_{ref},$$

а її приріст (2.2):

$$\Delta U_n = \zeta^{n-1} (\zeta - 1) U_{ref}.$$

Якщо в процесі зниження напруги на першому конденсаторі С1 вона стане рівною чи меншою, наприклад, напруги (U_{bx_i}) на i-тому інформаційному

вході групи інформаційних входів перетворювача «Входи ФП» (а отже і на першому вході і-го компаратора групи ГКм), тоді спрацьовує і-й компаратор групи ГКм (на його виході появляється рівень логічного нуля), фіксуючи момент закінчення перетворення і-тим логарифматором. Якщо цей момент настав після n-го тактуючого імпульса, то $U_n = U_{\text{вх}_i}$ і число (n_i) імпульсів Q2 формувача ФП, що поступили на вхід управління другого ключа К2, буде рівне (2.4):

$$n_i = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \ln \frac{U_{\text{вх}_i}}{U_{\text{ref}}},$$

тобто логарифму відношення напруги $U_{\text{вх}_i}$ до U_{ref} .

Це число імпульсів поступає через і-тий елемент збігу групи елементів ГЕЗ на вихід останнього (тобто на вихід і-го логарифматора) і є вихідним число-імпульсним кодом і-го логарифматора.

Після закінчення перетворення і-тим логарифматором логічний нуль з виходу і-го компаратора підводиться до першого входу і-го елемента збігу групи елементів ГЕЗ, забороняючи подальше проходження імпульсів Q2 формувача ФП на вихід і-го логарифматора.

Аналогічно відбувається перетворення і в інших логарифматорах, оскільки процес пониження напруги на першому конденсаторі С1 конденсаторної комірки КК продовжується доти, поки не спрацює останній з компараторів групи ГКм, тобто поки не закінчиться перетворення в останньому логарифматорі (цим логарифматором буде той, до першого входу компаратора якого буде підведений найменший зі всіх вхідних сигналів).

З кожним імпульсом Q2 формувача ФП дозволяється проходження імпульсів з виходів регістра зсуву РЗ через елемент збігу групи ГЕЗ, внаслідок чого вихідні сигнали логарифматорів по чергово подаються через елементи АБО1 і АБО2 відповідно на входи додавання і віднімання лічильника ЛР.

Після закінчення перетворення в останньому логарифматорі на виході лічильника ЛР буде записаний код (2.5):

$$N_c = \frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^m \ln \frac{U_{1d}}{U_{ref}} - \sum_{k=1}^p \ln \frac{U_{1k}}{U_{ref}} \right),$$

де d – кількість логарифматорів першої групи, що підключаються до входів додавання лічильника ЛР, причому d змінюється від 1 до m ;

k – кількість логарифматорів другої групи, що підключаються до входів віднімання лічильника ЛР, причому k змінюється від 1 до p .

Вихідний код N_c лічильника ЛР поступає на вхід цифрового антилогарифматора АЛ.

Отже, вихідний код антилогарифматора АЛ (2.6):

$$N_{fp} = \text{anti ln} \left(\frac{1}{\ln \zeta} \cdot \left(\sum_{d=1}^m \ln \frac{U_{1d}}{U_{ref}} - \sum_{k=1}^p \ln \frac{U_{1k}}{U_{ref}} \right) \right)$$

є результатом функціонального перетворення вхідних сигналів, причому отримуються такі ж функціональні залежності як для універсального багатофункціонального перетворювача (рис.5.1), однак використання лише одного тактового генератора замість двох спрощує схемну реалізацію та підвищує надійність завдяки відсутності додаткових синхронізацій.

У результаті проведених експериментальних досліджень було встановлено, що розроблений багатофункціональний АЦФП має наступні технічні дані:

1. Вхідний сигнал – напруга постійного струму номінальним значенням 10В.
2. Динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ.
3. Вихідний сигнал – двійковий код або напруга постійного струму номінальним значенням 10 В.
4. Основна похибка перетворення не більша 0,05%.
5. Основні виконувані функції – множення, ділення, піднесення до N -го степеня і добування кореня N -го степеня.
6. Тривалість перетворення не перевищує 7мс.

5.1.3. Обчислення степеневих рядів за допомогою аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах.

У вимірювальній техніці часто виникає необхідність перетворювати виміряні значення за певним законом. Коли є неможливим з технічних чи апаратних причин прямо застосувати деяку бажану функцію, використовують її наближення поліномом певного виду. Найчастіше, особливо в системах енергообліку, зокрема при вимірюванні витрати природного газу, функції наближають за допомогою степеневих рядів.

Використання аналогових чи аналого-цифрових функціональних перетворювачів дозволяє значно спростити вирішення задачі математичної обробки результатів вимірювання, причому як і з паралельним перетворенням вихідних значень в цифру, так і без нього.

Аналого-цифрові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах мають просту будову і легкість піднесення до степеня вхідної величини за рахунок використання логарифмічної математики.

Розглянемо отримання степеневого ряду виду [260, 279]:

$$A_{-3}x^{-3} + A_{-2}x^{-2} + A_{-1}x^{-1} + A_0 + A_1x^1 + A_2x^2 + A_3x^3. \quad (5.2)$$

При вирішенні такої задачі із використанням вже згаданої логарифмічної математики, але на розрядному RC-колі [249] отримували невисоку точність, зумовлену пропорційністю вимірюваного значення інтервалові часу перетворення (тобто алгоритм перетворення: напруга-час-напруга). І для схемної реалізації необхідно було використати шість RC-комірок із додатковими блоками, а саме три компаратори, сім підсилювальних блоків, які забезпечують значення коефіцієнтів A_i , та суматор. Перетворення відбувалося у два етапи: спочатку отримували степені $-3;3$ та $-2;2$; потім степені $-1;1$ і коефіцієнт A_0 .

При використанні конденсаторних комірок у аналогових функціональних перетворювачів вже на двох комірках логарифматорів логарифматорів і одному

антилогарифматорі можна отримати третю степінь, тобто піднесення вхідної величини до кубу.

Схемна реалізація АЦФП. Основою для побудови аналого-цифрового функціонального перетворювача є конденсаторні комірки з перерозподілом заряду [280, 281]. Кожна комірка складається з двох конденсаторів (накопичуючого та дозуючого) та трьох ключів. До комірки логарифматора підключений компаратор, який фіксує закінчення перетворення. На компаратор подається вхідна напруга $U_{ВХ}$, накопичуючий конденсатор логарифматора заряджається до значення напруги $U_{ОПЛ}$, а накопичуючий конденсатор антилогарифматора - до напруги $U_{ОПАЛ}$.

Тоді вихідна напруга антилогарифматора $U_{ВИХ}$ може бути рівна бажаній математичній функції, що досягається відповідною подачею сигналів цих напруг на відповідні входи. При звичайному включенні значення вихідної напруги антилогарифматора рівне:

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{ОПАЛ}}{U_{ОПЛ}} * U_{ВХ}. \quad (5.3)$$

Подаючи вхідну напругу логарифматора на накопичуючий конденсатор, а опорну напругу логарифматора на компаратор, на виході антилогарифматора отримуємо:

$$U_{ВИХ} = \frac{U_{ОПАЛ} * U_{ОПЛ}}{U_{ВХ}}. \quad (5.4)$$

Якщо по аналогії із вище згаданим прототипом на RC-колі [249] перетворення проводити поетапно, то навіть тоді швидкодію отримаємо вищу ніж у прототипу, бо всі проміжні дії відбуваються як операції з число-імпульсним кодом, тобто у вигляді частоти.

Схема АЦФП містить генератор тактових імпульсів (ГТІ), одновібратор (ОВ), формувач імпульсних послідовностей (ФП), конденсаторні комірки

логарифматорів (КК Л1 і КК Л2) та антилогарифматорів (КК АЛ1 і КК АЛ2), два компаратори (Км1 і Км2), блок перемикачів (БП), які підключають сигнал з виходу антилогарифматора до суматора та до входу логарифматора або замість його опорної напруги – відповідно до алгоритму функціонування), та суматор (СУМ).

Схема аналогового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах для отримання степеневого ряду, яка складається з перерахованих блоків, наведена на рис.5.3.

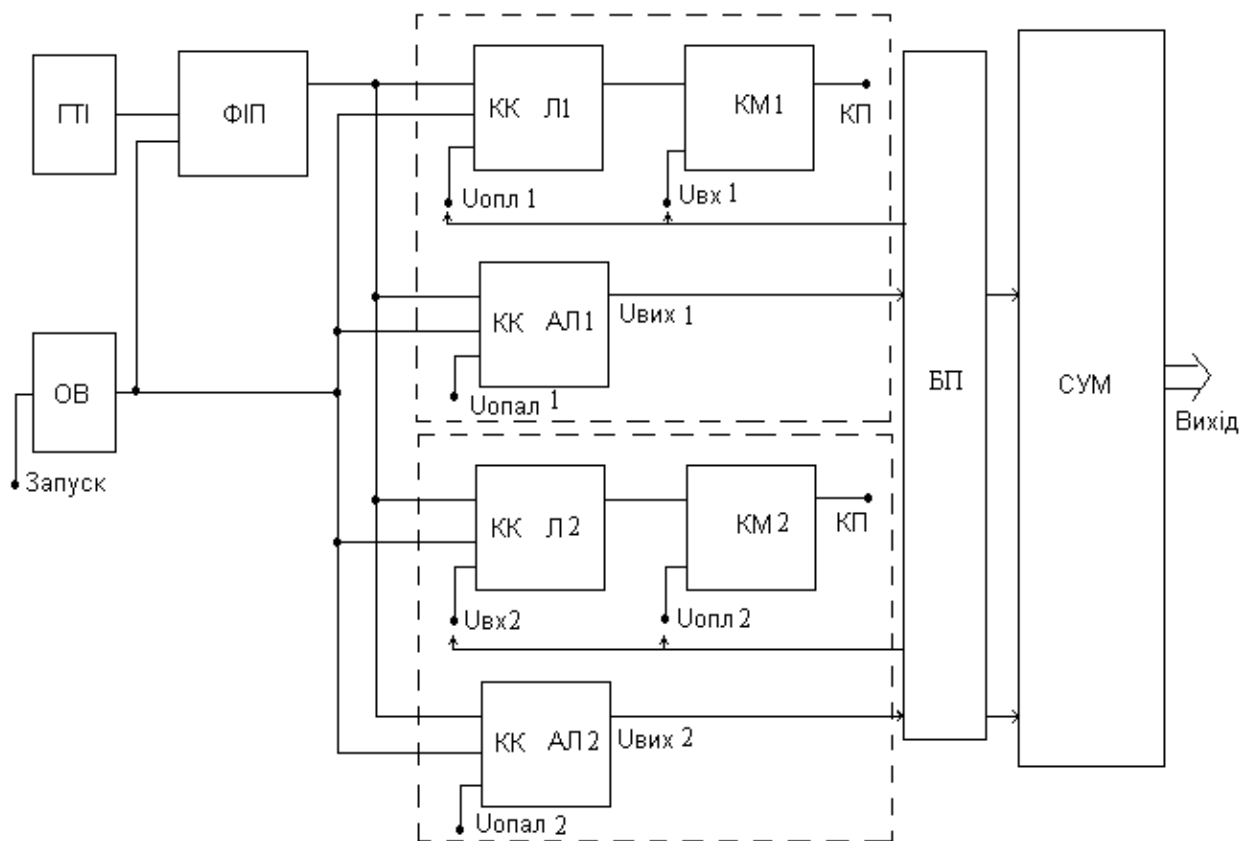


Рис.5.3. Схема аналого-цифрового функціонального перетворювача на комутованих конденсаторах для отримання степеневого ряду

Функціонування АЦФП. Розглянемо алгоритм роботи АЦФП на комутованих конденсаторах для отримання степеневого ряду.

Значення опорних напруг складатимуть значення вагових коефіцієнтів A_i

степеневому ряду.

Такт 1: на першому логарифматорі (Л1) формується A_1x^1 ;

На другому логарифматорі (Л2) формується $A_{-1}x^{-1}=A_{-1} * \frac{1}{x}$.

Результат перетворення у вигляді числоімпульсного коду від конденсаторної комірки логарифматора передається на відповідний антилогарифматор. Після закінчення роботи антилогарифматора на вхід суматора поступає аналоговий сигнал, що відповідає першому доданку ряду (тобто першим степеням). Також напруга з виходу антилогарифматора блоком перемикачів подається (відповідно до описаного вище способу отримання бажаної математичної функції) як вхідна на комірку логарифматора для проведення перетворення на другому такті.

Такт 2: на Л1 формується $A * A_1x * x = A_2x^2$

На Л2 формується $A * A_1 * (1/x) / x = A_{-2}x^{-2} = A_{-2} * \frac{1}{x^2}$.

Аналогічно до перетворення першого такту, числоімпульсний код використовується для отримання аналогового значення доданків степеневому ряду у комірці антилогарифматора, а після закінчення перетворення значення напруги подається як на суматор, так і на відповідну комірку логарифматора як вхідна або опорна напруга для проведення перетворення на третьому такті.

Такт 3: на Л1 формується $A * A_2x^2 * x = A_3x^3$

На Л2 формується $A * A_2 * (1/x^2) / x = A_{-3}x^{-3} = A_{-3} * \frac{1}{x^3}$.

Коефіцієнт A_0 подається на суматор від блоку з початковим значенням опорної напруги.

За допомогою аналогового функціонального перетворювача рис.5.3 отримуємо досить велику кількість доданків ряду, яка обмежуватиметься лише бажаною швидкодією (із збільшенням кількості доданків зростає кількість тактів перетворення) та побудовою суматора.

Зауважимо, що існує інший варіант побудови функціонального перетворювача для отримання степеневому ряду, якщо виконати

антилогарифматор цифровим, як пропонувалось у [250], тоді можна отримати безпосередньо суму цифрових значень доданків ряду, але ускладниться схема блоку перемикачів для отримання відповідних функцій у комірках логарифматорів. Хоча це ускладнення не є значним, бо як показано у [288, 289] перетворювач на одній конденсаторній комірці логарифматора та одній конденсаторній комірці антилогарифматора дозволяє отримати 4 функції: множення, ділення, піднесення до квадрату та отримання кореня квадратного.

Розроблений аналоговий функціональний перетворювач вигідно відрізняється від існуючого прототипу простішою схемною реалізацією, не поступається йому у швидкодії та перевищує за точністю. Його можна виконати аналого-цифровим і порівняно просто збільшити кількість доданків степеневого ряду.

Результуюча похибка перетворення і час перетворення АФП фактично повністю визначатимуться параметрами конденсаторних комірок логарифматорів та антилогарифматорів (їх дослідження проводилось у [253, 254, 258, 259]), зокрема результуюча похибка не перевищуватиме 0,15%, а час перетворення визначатиметься як тактовою частотою, так і значенням вхідних сигналів, і не перевищуватиме 10 – 20 мілісекунд.

5.2. Функціональний аналого-цифровий перетворювач для визначення логарифма різниці двох напруг

Визначають логарифм різниці двох вхідних напруг [295] за допомогою спрощеної функціональної схеми (рис.5.4), що містить ГГІ – генератор тактових імпульсів, ФІІ – формувач імпульсних послідовностей, Т – тригер, І1 – І5 – елементи збігу 1 – 5, ОВ1 – ОВ3 – одновібратори 1 – 3, Км1 і Км2 – компаратори 1 і 2, логічний елемент АБО, два елементи НЕ, ЛР – лічильник результату, КК1 і КК2 - конденсаторні комірки 1 і 2, Сн і Сд – накопичувальний і дозуючий конденсатори, К1 – К3 – аналогові ключі 1 – 3.

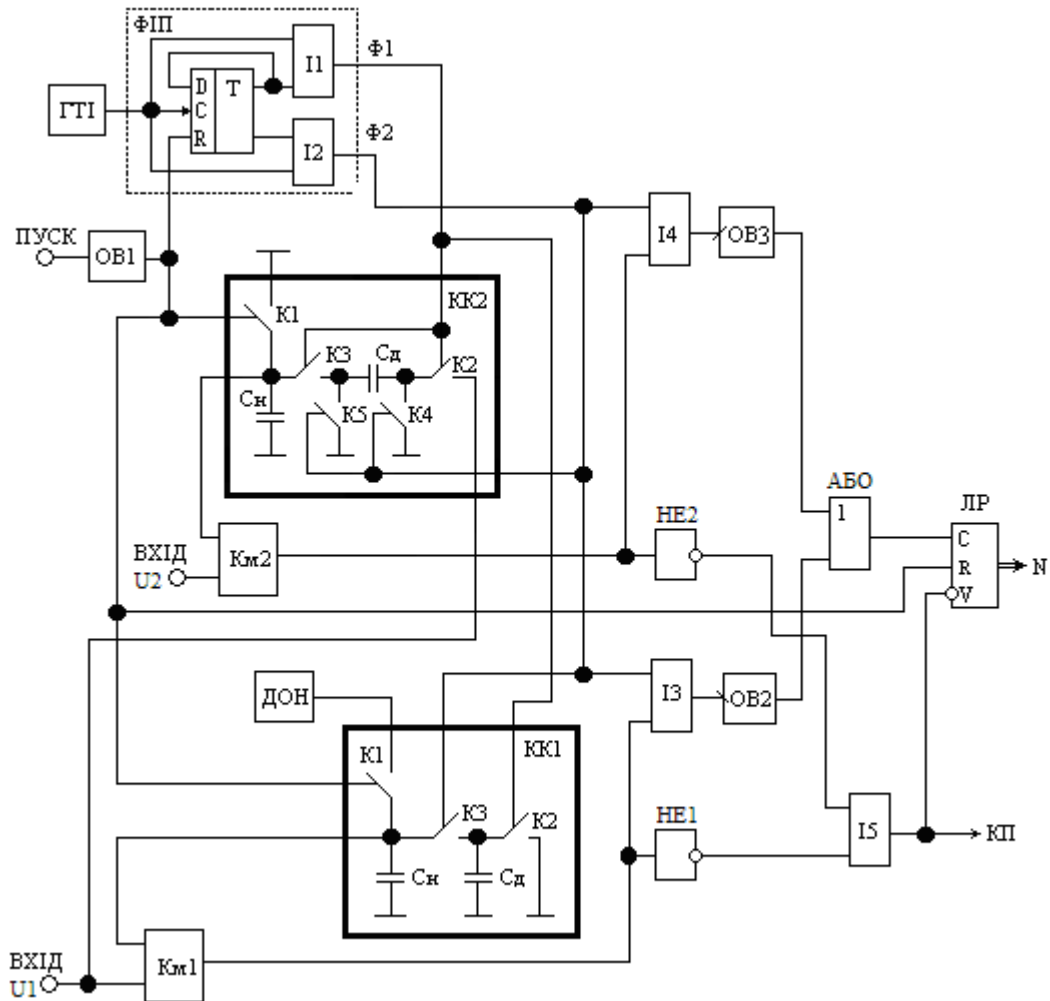


Рис.5.4. Функціональна схема пристрою, що реалізує метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох напруг

Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі ЛАЦП1, ЛАЦП2 реалізовані на конденсаторних комірках відповідно КК1, КК2 і мають спільні функціональні вузли генератор тактових імпульсів ГТІ, формувач імпульсних послідовностей ФП і одновібратор ОБ1. Виходи одновібраторів ОБ2 і ОБ3 є відповідно виходами ЛАЦП1 і ЛАЦП2.

За командою «Пуск» одновібратор ОБ1 виробляє імпульс, яким скидаються в нуль лічильник результату ЛР і тригер Т, а також вмикаються ключі К1, через які відповідно накопичувальний конденсатор Сн комірки КК1 заряджається до рівня опорної напруги, а Сн комірки КК2 розряджається до

нуля. Після запуску виходи компараторів Км1 і Км2 знаходяться у стані логічної одиниці, дозволяючи проходження імпульсів послідовності Ф2 на одинівбратори ОВ2 і ОВ3.

Після закінчення імпульса одинівбратора ОВ1 розпочинається процес перетворення у логарифматорах на конденсаторних комірках Км1 і Км2.

Формувач імпульсних послідовностей ФП видає розділені паузами дві імпульсні послідовності Ф1 і Ф2.

Перший після закінчення імпульса ОВ1 імпульс послідовності Ф1 вмикає ключі К2 комірок КК1 КК2, внаслідок чого дозуючий конденсатор Сд комірки КК1 розряджається до нуля, а Сд комірки КК2 заряджається до рівня напруги U_1 .

Після цього перший імпульс послідовності Ф2 вмикає ключі К3, через які в комірках КК1 і КК2 відбувається перерозподіл заряду між конденсаторами Сн і Сд, внаслідок чого напруга на конденсаторі Сн комірки КК1 спадає, напруга на Сн комірки КК2 наростає.

Цей процес повторюється з кожним наступним імпульсом послідовності Ф1 і Ф2.

Коли у перетворювачі ЛАЦП1 рівень напруги U_k на нагромаджувальному конденсаторі Сн комірки КК1 досягне рівня вхідного сигналу U_1 компаратор Км1 переходить у стан логічного нуля, яким забороняється подальше проходження імпульсів послідовності Ф2 через елемент збігу І3 та одинівбратор ОВ2 на вихід ЛАЦП1. Кількість цих імпульсів від моменту закінчення імпульса ОВ1 до переходу компаратора Км1 у стан логічного нуля, є вихідним $N_{\text{вих1}}$ число-імпульсним кодом перетворювача ЛАЦП1. Значення цього коду рівне (2.8)

$$N_{\text{вих1}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1}{U_0},$$

тобто логарифму відношення напруги U_1 до U_0 .

$$\text{Тут } \zeta = \frac{C_H}{C_D + C_H}; \text{ причому } C_D \ll C_H.$$

У перетворювачі ЛАЦП2 на конденсаторній комірці КК2 відбувається накопичення заряду на конденсаторі Сн. Коли рівень напруги на цьому конденсаторі досягне рівня другої вхідної напруги U_2 , спрацьовує компаратор Км2, переходячи у стан логічного нуля. Цим нулем забороняється подальше проходження імпульсів послідовності Ф2 через елемент збігу І4, одновібратор ОВ2 на вихід ЛАЦП2.

Значення вихідного число-імпульсного коду ($N_{\text{вих}2}$) перетворювача ЛАЦП2, тобто логарифм другого множника (2.20):

$$N_{\text{вих}2} = N = \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right).$$

Елементи вихідних число-імпульсних кодів перетворювачів ЛАЦП1 і ЛАЦП2 формуються синхронно з імпульсами послідовності Ф2. Тому, щоб не було їх накладання при додаванні у схему введено одновібратори ОВ2 і ОВ3, які укорочують імпульси та розділюють їх у часі, оскільки ОВ2 спрацьовує по передньому фронті вхідного імпульса, а ОВ3 – по задньому.

Таким чином, протягом часу перетворення елемент АБО додасть число-імпульсні коди ЛАЦП1, ЛАЦП2 і в лічильнику результату буде записано логарифм різниці напруг $U_1 - U_2$ (2.21).

$$N_{\text{вих}} = N_{\text{вих}1} + N_{\text{вих}2} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_0},$$

Після закінчення перетворення ЛАЦП1 і ЛАЦП2 компаратори Км1 і Км2 переходять у стан логічного нуля на виході. Після інвертування елементами НЕ цих нулів на виході елемента збігу І5 формується рівень логічної одиниці, що забороняє подальшу роботу лічильника ЛР і одночасно є сигналом КП – «Кінець перетворення».

Експериментальні дослідження АЦФП різниці двох напруг показали наступне. При напругах порядку одиниць вольт і їх різниці 10% – 2.5% похибка визначення класичним перетворювачем становить відповідно 1% – 4%, а запропонованим 10ти розрядним АЦФП 0.1% – 0.3%, тобто запропонований АЦФП практично у 10 разів точніший аналога і ця точність збільшується із

зменшенням різниці між напругами. Тривалість перетворення є від сотень мікросекунд до одиниць мілісекунд.

Характеристики АЦФП в основному визначаються властивостями використаних в ньому ЛАЦП з перерозподілом і накопиченням заряду. Тому розглянемо реалізацію цих ЛАЦП.

Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з перерозподілом заряду для реалізації логарифмування зменшуваного. Принципова схема його наведена на рис.5.5.

Розглянемо особливості схемної реалізації окремих вузлів ЛАЦП.

ЛАЦП складається з цифрової та аналогової частини. Точність ЛАЦП при правильній реалізації не залежить від цифрової частини, а практично повністю визначається аналоговою частиною. Тому виконаємо аналогову частину на інтегральних схемах (ІС) прецизійних операційних підсилювачів (ОП) типу К140УД6А, К140УД17А і аналогових ключах серії К590КН13; для джерела опорної напруги використаємо прецизійний стабілітрон типу КС191У; аналоговий компаратор виберемо теж прецизійним – типу К554СА3А.

Цифрова частина.

До генератора тактових імпульсів (ГТІ) особливих вимог до стабільності частоти не ставиться: достатньо щоб за час перетворення ця частота не змінювалася. Тому таким генератором може бути найпростіший симетричний мультівібратор. Виконано його на елементах І-НЕ DD1.1 і DD1.2 типу К555ЛА3.

Формувач імпульсних послідовностей (ФП) утворює дві послідовності імпульсів, розділених паузами, достатніми для повного вимкнення ключів заряду чи розряду конденсаторної комірки. Такий формувач виконано як Т-тригер на інтегральній схемі (ІС) DD3.1 типу К555ТМ2 і два елементи збігу DD4.1 і DD4.2 типу К555ЛІ1.

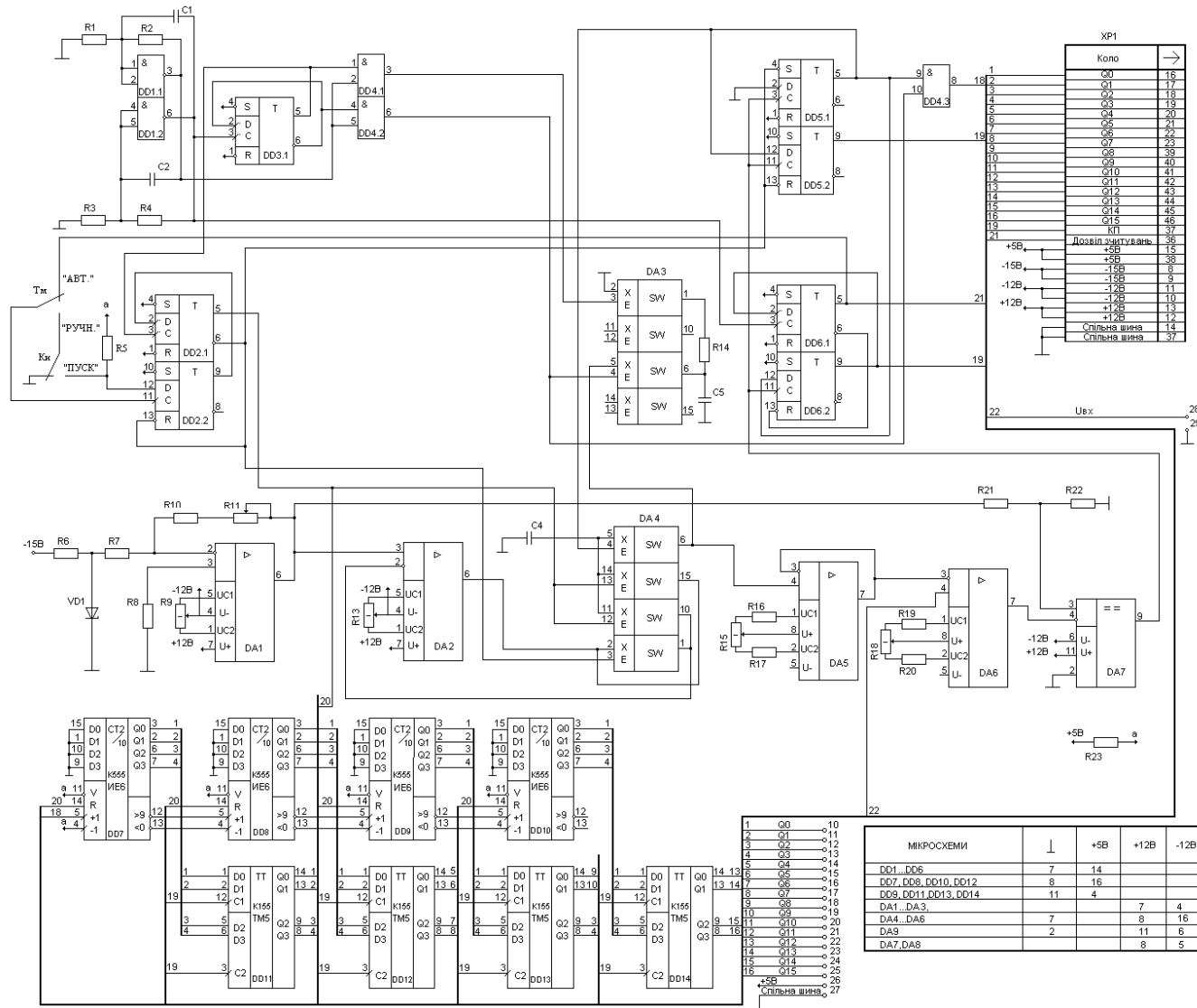


Рис.5.5. Принципова схема ЛАЦП з перерозподілом заряду

Для синхронізації імпульса запуску ЛАЦП з генератором тактової частоти одинвібратор виконано на двох D-тригерах ІС DD2 типу K555TM2. Тривалість вихідного імпульса такого одинвібратора рівна періоду повторення тактових імпульсів.

Лічильник (Л) результату перетворення виконано на ІС DD7 - DD10 типу K555IE6.

Регістр зберігання (РЗ) результату перетворення виконано на ІС DD11 - DD14 типу K555TM5.

Вихідний код лічильника результату переписується у регістр пам'яті результату для звільнення ЛР для наступного перетворення і видачі результату перетворення до моменту завершення наступного перетворення.

Формувач імпульса "Кінець перетворення" реалізовано як одинвібратор на двох D-тригерах ІС DD5 типу K555TM2.

Формувач імпульса "Дані готові" виконаний також як одинвібратор на двох D-тригерах ІС DD6 типу K555TM2.

Аналогова частина.

З метою підвищення дозволяючої здатності компаратора введено на його вході прецизійний операційний підсилювач. Отже, компаратор виконано двокаскадним: перший каскад – ІС DA6 типу K140УД17А, другий каскад – ІС DA7 типу K554CA3А. Таким чином замість дозволяючої здатності, що визначається напругою зміщення компаратора K554CA3А (1 – 3 мВ), маємо напругу зміщення ОП K140УД17А меншу 75 мкВ, а при її корекції – меншу 3 мкВ.

Низька швидкодія прецизійного ОП DA6 у першому каскаді компаратора не спричиняє суттєвого зниження швидкодії двокаскадного компаратора, оскільки вихідний сигнал ОП DA6 наростає лише до напруги дільника R21 і R22 за час ($t_{\text{нар}}$)

$$t_{\text{нар}} = \frac{U_{\text{дн}}}{V}, \quad (5.5)$$

де $U_{дн}$ – напруга на виході дільника напруги на R21 і R22;

V – швидкість наростання вихідного сигналу прецизійного ОП DA6.

При $V \leq 0,1В/мкс$ і $U_{дн}=10$ мВ час наростання сигналу на виході ОП DA6 не перевищує 0,1 мкс.

Отже, такий компаратор забезпечує високу швидкодію, до 100 нС, при дозволяючій здатності краще 10 мкВ.

У схемі ЛАЦП використано аналогові ключі DA3 і DA4 типу К590КН13, які мають опір у ввімкненому стані менший 50 Ом, розв'язку кола управління та комутованого кола, а також – вхідні формувачі, які дозволяють роботу із сигналами управління ТТЛ рівня.

Для зменшення часу заряду накопичуючого конденсатора C_H до рівня опорної напруги як ключ заряду використано схемне рішення, запропоноване в роботі [моно, с.68] яке дає змогу суттєво зменшити опір ключа у ввімкненому стані ($R_{вв_{кл}}$)

$$R_{вв_{кл}} = \frac{R_{вих_{оп}} + R_{к_е}}{K},$$

де $R_{вих_{оп}}$ і K - вихідний опір і коефіцієнт підсилення операційного підсилювача,

$R_{к_е}$ - опір ключового елемента у ввімкненому стані.

Стала часу заряду накопичуючого конденсатора C_H при використанні такого ключа

$$\tau_3 = R_{вв_{кл}} \cdot C_H. \quad (5.6)$$

При виконанні ключа на операційному підсилювачі DA2 типу К140УД6А і ключевих елементах DA4 типу К590КН13 отримаємо $R_{вв_{кл}} < 0,009$ Ом і для $C_H = 1$ мкФ стала часу заряду $\tau_3 < 9 \cdot нс$, а похибка установлення рівня опорної напруги (10 В) на C_H при часі заряду рівному $12\tau_3$ не перевищуватиме 0.0006%.

Джерело опорної напруги (ДОН) має забезпечувати опорну напругу рівну номінальному значенню вхідного сигналу, тобто 10 В, причому з високою точністю (не нижче 0.001). Такі вимоги забезпечить параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні VD1 типу K191У з нормуючим підсилювачем на ОП DA1 типу K140УД6А, - останній приводить вихідну напругу стабілітрона 9.1 В до заданого рівня опорної напруги 10 В.

Конденсатори накопичуючий $C_H \equiv C4$ і дозуючий $C_D \equiv C5$ необхідно вибирати прецизійними, зокрема фторпластовими, полістироловими чи поліпропіленовими. Вибір їх номінальних значень залежить від заданої допустимої похибки перетворення і пов'язаний із значенням основи логарифму. Окрім того, для зменшення впливу паразитних між електродних ємностей компонентів точність ЛАЦП ємності дозуючого та накопичуючого конденсаторів треба вибирати набагато більшими від паразитних ємностей (останні звичайно менші 4 пФ для високоякісних аналогових ключів, прецизійних компараторів і операційних підсилювачів)

З метою захисту ключа DA3 від пробоя під час розряду дозуючого конденсатора C5 введено резистор R14.

Розглянемо роботу логарифмічного ЛАЦП рис.5.5.

Зміна режиму роботи "Автоматичний" або "Ручний" задається тумблером Тм; при режимі "Ручний" запуск здійснюється кнопкою Кн.

За командою "Пуск" ОВ виробляє імпульс, що устанавлює в початковий стан РЗ і замикає ключі К1 і К2, через які накопичуючий конденсатор C_H заряджається до рівня вихідної напруги (U_0) ДОН. Імпульс ОВ забороняє переключення тригера Т імпульсами ГТІ.

Після закінчення імпульса ОВ починається перетворення. З кожним імпульсом послідовності Ф1 замикається ключ К5 і конденсатор C_H віддає частину свого заряду дозуючому конденсаторові C_D . У паузах між імпульсами Ф1 конденсатор C_D розряджається до нуля імпульсами Ф2. Коли спрацює компаратор, то число дозувань (N) – воно ж число згаданих рівнів компенсаційної напруги на виході БФПФ, тобто – вихідний код ЛАЦП (2.4):

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_{BX}}{U_0},$$

де N – вихідний код ЛАЦП;

ζ – основа логарифму, яка визначає значення дозованих кількостей електрики, причому $\zeta = \frac{C_H}{C_H + C_D}$.

Після закінчення перетворення значення компенсаційної напруги на накопичуючому конденсаторі C_H буде (2.1)

$$U = \zeta^N \cdot U_0$$

і її приріст складатиме (2.2)

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

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

Відносну похибку квантування (δ_k) можна визначити із останніх двох виразів як відношення $\Delta U / U$, тобто

$$\delta_k = \frac{1 - \zeta}{\zeta} \cdot 100\% \quad \text{або} \quad \delta_k = \frac{C_D}{C_H} \cdot 100\% . \quad (5.7)$$

Задавши похибку квантування $\delta_k = 0.1\%$, отримаємо $C_D = 0.001C_H$.
Вибравши $C_H = 1\text{мкФ}$, отримаємо $C_D = 1\text{нФ}$.

Як видно з виразу (5.7) відносна похибка квантування не залежить від значення вхідного сигналу і є сталою у всьому діапазоні.

Задаючи допустиме значення відносної похибки квантування (δ_d), із (5.7) знайдемо мінімальне значення основи логарифма

$$\zeta_{\min} = \frac{1}{1 + \delta_d / 100\%} . \quad (5.8)$$

Після закінчення перетворення на виході КП ЛАЦП появляється логічна одиниця, тобто сигнал "Кінець перетворення", яким результат перетворення переписується з лічильника у реєстр зберігання і формується сигнал "Дозвіл зчитування".

За розробленою принциповою схемою рис.5.5 було реалізовано діючі макети ЛАЦП з перерозподілом заряду (рис.5.6) і проведено їх лабораторні випробування.

Плата ЛАЦП – двостороння, виготовлена з двостороннього фольгованого склотекстоліту СФ-1,0. До густини монтажу елементів особливих вимог не ставилося, оскільки основною метою макетування була перевірка роботи і характеристик ЛАЦП.

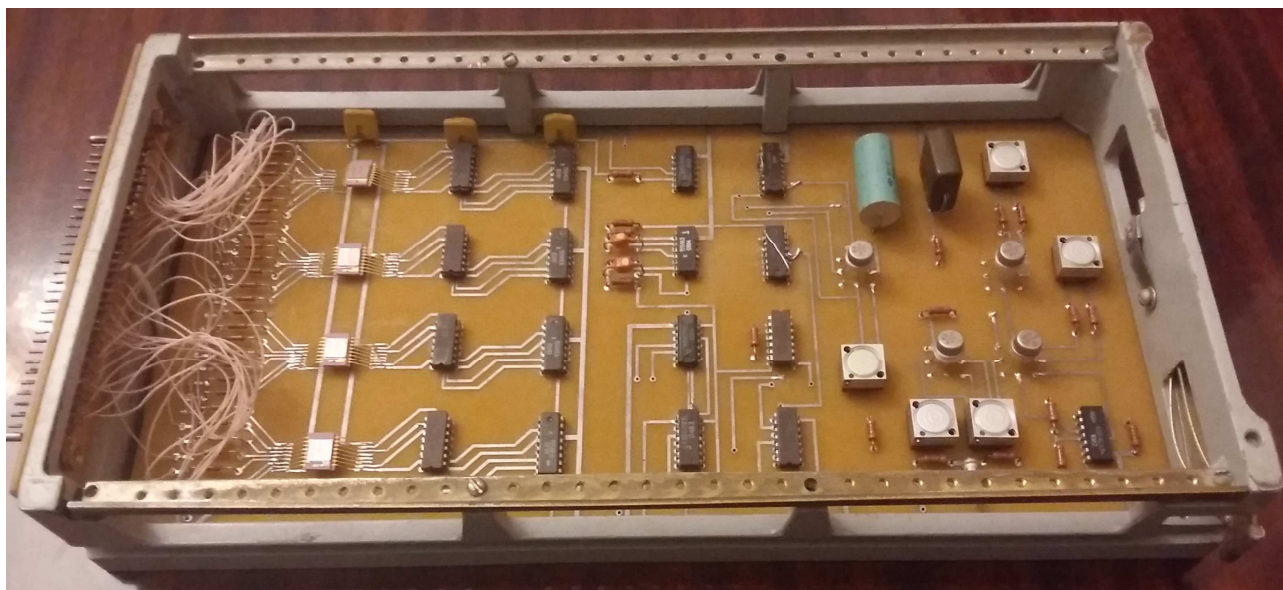


Рис.5.6. Макет ЛАЦП з перерозподілом заряду

Експериментальні дослідження розроблених ЛАЦП з перерозподілом заряду в діапазоні вхідних сигналів 1мВ – 10В постійної напруги показали наступне:

1. Результуюча похибка перетворення (з урахуванням похибки квантування 0,1%) не перевищує 0,15%.
2. Час перетворення менший 10 мс.

Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач з накопиченням заряду на послідовній пасивній конденсаторній комірці для реалізації логарифмування від'ємника.

Для реалізації наростаючої розгортки при логарифмуванні від'ємника застосовуємо принципову схему ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній конденсаторній комірці наведена на рис.5.7.

Принципові схеми окремих вузлів цього ЛАЦП (рис.5.7) реалізовані так само як і відповідні вузли ЛАЦП з перерозподілом заряду (рис.5.5), опис яких було наведено вище. Тому зупинимося тільки на відмінностях.

Цифрова частина. Окремі вузли виконано:

ФІП - на лічильнику DD4 типу K555ИЕ6, тригері DD5.1 і двох елементах збігу DD6.1 і DD6.2.

Лічильник результату перетворення - на ІС DD9-DD12. Вихідний код лічильника результату переписується у регістр пам'яті результату для звільнення ЛР для наступного перетворення і видачі результату перетворення до моменту завершення наступного перетворення.

Регістр пам'яті результату перетворення - на ІС DD13-DD16.

Формувач імпульса "Кінець перетворення" - на тригері DD8.2.

Формувач імпульса "Дозвіл зчитування" - на тригері DD8.1.

Одновібратор, який формує імпульс початкової установки ЛАЦП, виконаний на ІС DD3 типу K555АГ3 і часозадаючій ланці R12-С3.

Синхронізується цей імпульс з ГТІ за допомогою схеми ІС із двох D-тригерів DD2 типу K555ТМ2, включених за схемою виділення одного імпульса з неперервної імпульсної послідовності. Тривалість вихідного імпульса схеми синхронізації на ІС DD2 рівна періоду повторення тактових імпульсів.

Тривалість імпульса одновібратора на DD3 визначається за загальною відомою формулою

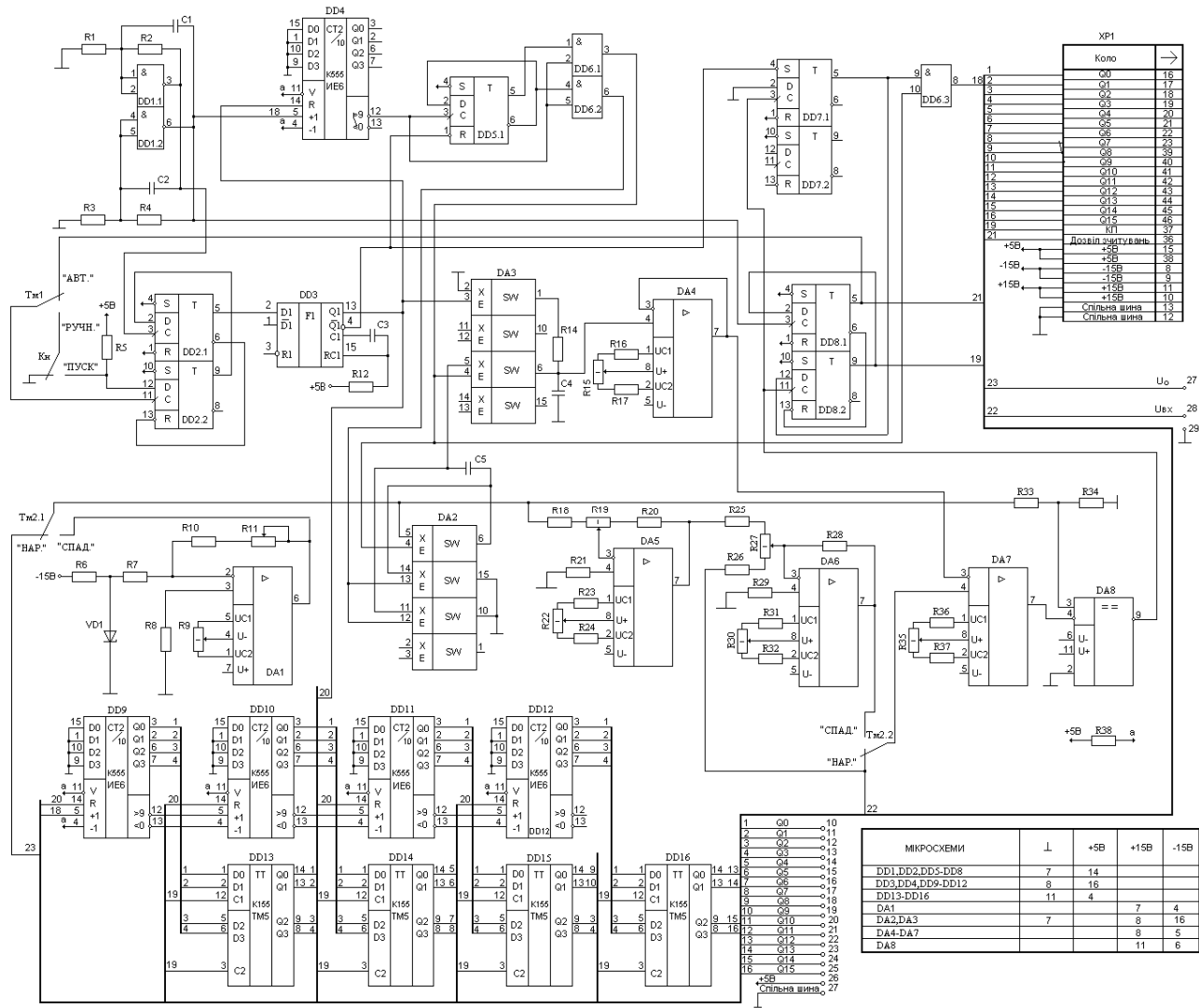


Рис.5.7. Принципова схема ЛАЦП з накопиченням заряду на пасивній послідовній конденсаторній комірці

$$\tau = k \cdot R_{12} \cdot C_3 \cdot \left(1 + \frac{0,7}{R_{12}}\right),$$

де $k=0,28$.

Вибравши $R_{12}=15$ кОм, визначаємо ємність конденсатора C_3 . При цьому враховуємо, що тривалість імпульса одновібратора має бути достатньою для повного розряду накопичуючого конденсатора $C_H \equiv C_4$, тобто $\tau = t_p$; тут t_p - час розряду конденсатора C_4 задаємо так, щоб похибка від неповного розряду C_4 не перевищувала 0.001%:

$$t_p \geq 12\tau = 12(R_{\text{вв}_{\text{кл}}} + R_{14}) \cdot C_4. \quad (5.9)$$

Оскільки як ключ використано ІС К590КН13, опір ключа у ввімкненому стані не перевищує 50 Ом. Тому при обмежуючому струмі розряду опорі $R_{14}=200$ Ом і $C_4=1$ мкФ отримуємо $\tau = t_p = 0.25$ мс = $25 \cdot 10^4$ нс. Отже,

$$C_3 = \frac{\tau}{k \cdot R_{12} \cdot \left(1 + \frac{0,7}{R_{12}}\right)} = \frac{84 \cdot 10^4}{0,28 \cdot 15 \cdot \left(1 + \frac{0,7}{15}\right)} = 5,68 \cdot 10^4 \text{ пФ} = 56,8 \text{ нФ}.$$

Вибираємо C_3 -КМ-59 нФ.

Аналогова частина.

Компаратор виконано двокаскадним на ІС DA7 типу К140УД17А та DA8 типу К554СА3А.

Щоб виключити вплив вхідного опору компаратора на конденсаторну комірку між ними введено буферний каскад на ОП DA4 типу К140УД17А, охоплений стопроцентним від'ємним зворотним зв'язком за напругою, тобто буферний каскад є повторювачем напруги.

Розглянемо роботу ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній конденсаторній комірці.

За сигналом "Пуск" одновібратор DD3 виробляє імпульс, який замикає перший ключ К1 (DA3) і обнулює лічильник Л (DD9-DD12). Через замкнутий перший ключ К1 накопичуючий конденсатор C_5 розряджається до нуля. Імпульс ОВ забороняє переключення Т-тригера DD5.1 імпульсами ГТІ.

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ починається перетворення. Перший імпульс генератора ГТІ проходить на перший вихід формувача імпульсних послідовностей ФП і замикає ключі К1 DA2 і К3 DA3, якими накопичуючий $C_H \equiv C4$ і дозуючий $C_D \equiv C5$ конденсатори підключаються послідовно до виходу джерела опорної напруги ДОН, тобто до рівня опорної напруги U_0 .

Конденсатори C_D і C_H заряджаються від джерела опорної напруги і, оскільки вони включені послідовно, то скоріше зарядиться C_D , ємність якого є меншою. З закінченням заряду C_D припиняється і заряд C_H , тобто відбулося дозування. Фактично конденсатори C_D і C_H утворюють дільник напруги U_0 з коефіцієнтом ділення (К), що визначається співвідношенням його ємностей за формулою,

$$K = \frac{C_D}{C_H + C_D}.$$

Після закінчення імпульса на першому виході ФП ключі К1 DA2 і К3 DA3 розмикаються і ФП формує імпульс на другому виході, яким замикаються ключі К2 і К3 схеми DA2 і дозуючий конденсатор C_D розряджається на спільну шину до нуля, а накопичуючий конденсатор C_H зберігає записане на ньому значення компенсаційної напруги, яке після першого тактуючого імпульса рівне

$$U_1 = K \cdot U_0.$$

Значення напруги на накопичуючому конденсаторі C_H після довільного за порядком N-го тактового імпульса буде рівне (2.19)

$$U_N = [1 - \zeta^N] U_0.$$

У розробленому ЛАЦП з накопиченням заряду (рис.5.7) передбачено два режими роботи: з наростаючою та спадаючою розгортками компенсаційної напруги. Режим роботи вибирається тумблером Тм2.

У режимі з наростаючою розгорткою компенсаційна напруга порівнюється компаратором із вхідним сигналом і коли вони зрівнюються,

тобто $U_N = U_{BX}$, спрацьовує компаратор, фіксуючи закінчення перетворення. Вихідний код ЛАЦП при цьому матиме значення (2.20)

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

У режимі зі спадаючою розгорткою компенсаційна напруга порівнюється компаратором із різницею напруг опорної та вхідної і коли вони зрівнюються, тобто $U_N = U_0 - U_{BX}$, спрацьовує компаратор, фіксуючи закінчення перетворення. Вихідний код ЛАЦП при цьому матиме значення

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

Похибки квантування ЛАЦП з НЗ в режимах з наростаючою і спадаючою розгортками однакові та рівні похибці квантування ЛАЦП з ПЗ.

При використанні розробленого ЛАЦП з накопиченням заряду (рис.5.7) у АЦФП для отримання логарифма різниці двох напруг $U_1 - U_2$ розкладанням її на добуток $U_1 \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right)$ зменшуване U_1 подається на вхід 23 замість зовнішньої опорної напруги (U_0), а від'ємник U_2 - на вхід 28 як вхідний сигнал (U_{BX}). Вихідний сигнал (N2) при цьому буде рівний логарифму другого множника (2.20)

$$N2 = \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right).$$

Нагадаємо, що логарифм першого множника (N1) визначається ЛАЦП з перерозподілом заряду, а логарифм різниці напруг $U_1 - U_2$ (як було показано у підрозділі 2.3) рівний (2.21)

$$N_{\text{вих}} = N_{\text{вих1}} + N_{\text{вих2}} = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1}{U_0} + \frac{1}{\log \zeta} \log \left(1 - \frac{U_2}{U_1} \right) = \frac{1}{\log \zeta} \log \frac{U_1 - U_2}{U_0}. \quad (2.21)$$

Практично реалізовані за схемою рис.5.7 макети ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовній конденсаторній комірці були виготовлені у модульному

виконанні. Кожен макет складається з трьох модулів згідно функціональних ознак:

- модуль блоку керування - БК (рис.5.8) на IC DD1-DD8;
- модуль блоку формування показникової функції - БФПФ (рис.5.9) на IC DA1-DA8 і параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні VD1 і резисторі R6;
- модуль блоку лічильника результату та регістра пам'яті - БЛР на IC DD9-DD12 і DD13-DD16 (конструктивне рішення модуля блоку лічильника результату тривіальне і тому його не наводимо).

Всі модулі об'єднуються конструктивно в етажерку, а електрично з'єднуються між собою джгутами.

Напруги використаних джерел живлення макетів +5В, -15В і +15 В.

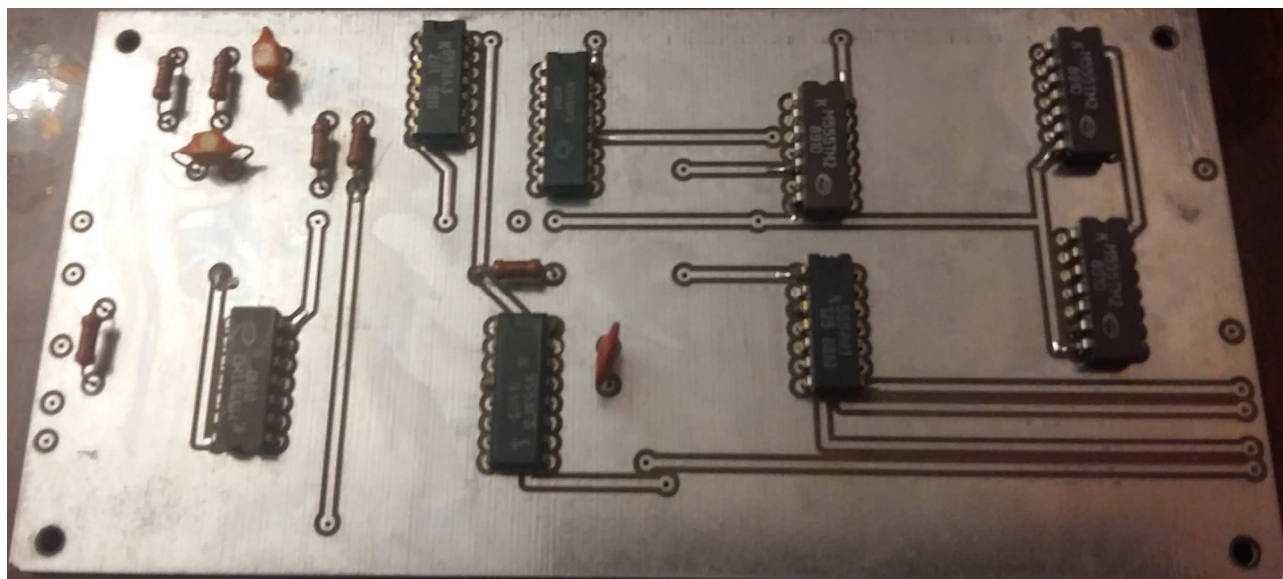


Рис.5.8. Модуль блоку керування ЛАЦП з НЗ з накопиченням заряду на пасивній послідовній конденсаторній комірці.

Плати модулів – двосторонні, виготовлені з двостороннього фольгованого склотекстоліту СФ-1,0. До густини монтажу елементів особливих вимог не ставилося, оскільки основною метою макетування була перевірка роботи і характеристик ЛАЦП.

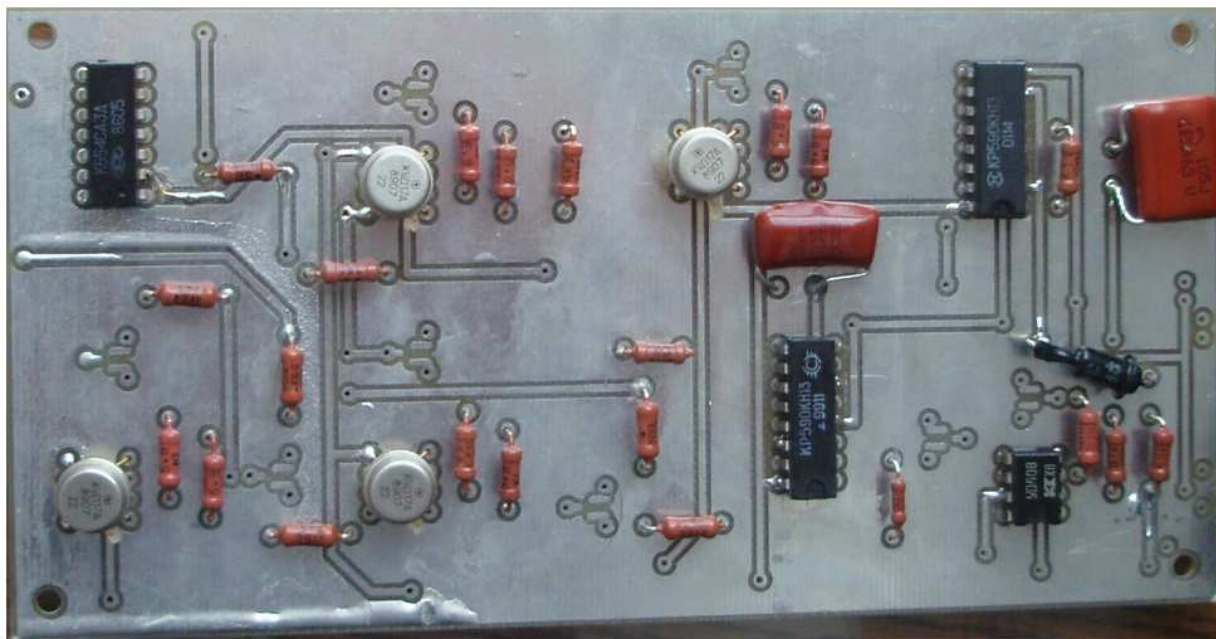


Рис.5.9. Модуль блоку формування показникової функції ЛАЦП з накопиченням заряду на пасивній послідовній конденсаторній комірці.

Експериментальні дослідження розроблених ЛАЦП з накопиченням заряду на послідовних конденсаторних комірках в діапазоні вхідних сигналів 1мВ – 10В постійної напруги показали наступне:

1. Результуюча похибка перетворення (з урахуванням похибки квантування 0,1%) не перевищує 0,15%.
2. Час перетворення менший 10 мс.

5.3. Покращений рекурентний АЦФП

На рис.5.10 наведена функціональна схема запропонованого покращеного рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворювача [290]. Він містить Км – компаратор, ГТІ – генератор тактових імпульсів, ОВ1 і ОВ2 – перший і другий одновібратори, Т1 – RS-тригер, ЕЗ1–ЕЗ3 – елементи збігу 1–3, РР – регістр результату, ЛР – лічильник результату, Л – лічильники керування, БФПФ – блок формування показникової функції, РМП – регульований масштабний підсилювач, БК – буферний каскад, АК – аналоговий комутатор,

МП – підсилювач з керованим коефіцієнтом передачі, Т2 – Т-тригер, ДОН – джерело опорної напруги, К1–К5 – аналогові ключі 1–5, С1 і С2 – перший і другий конденсатори.

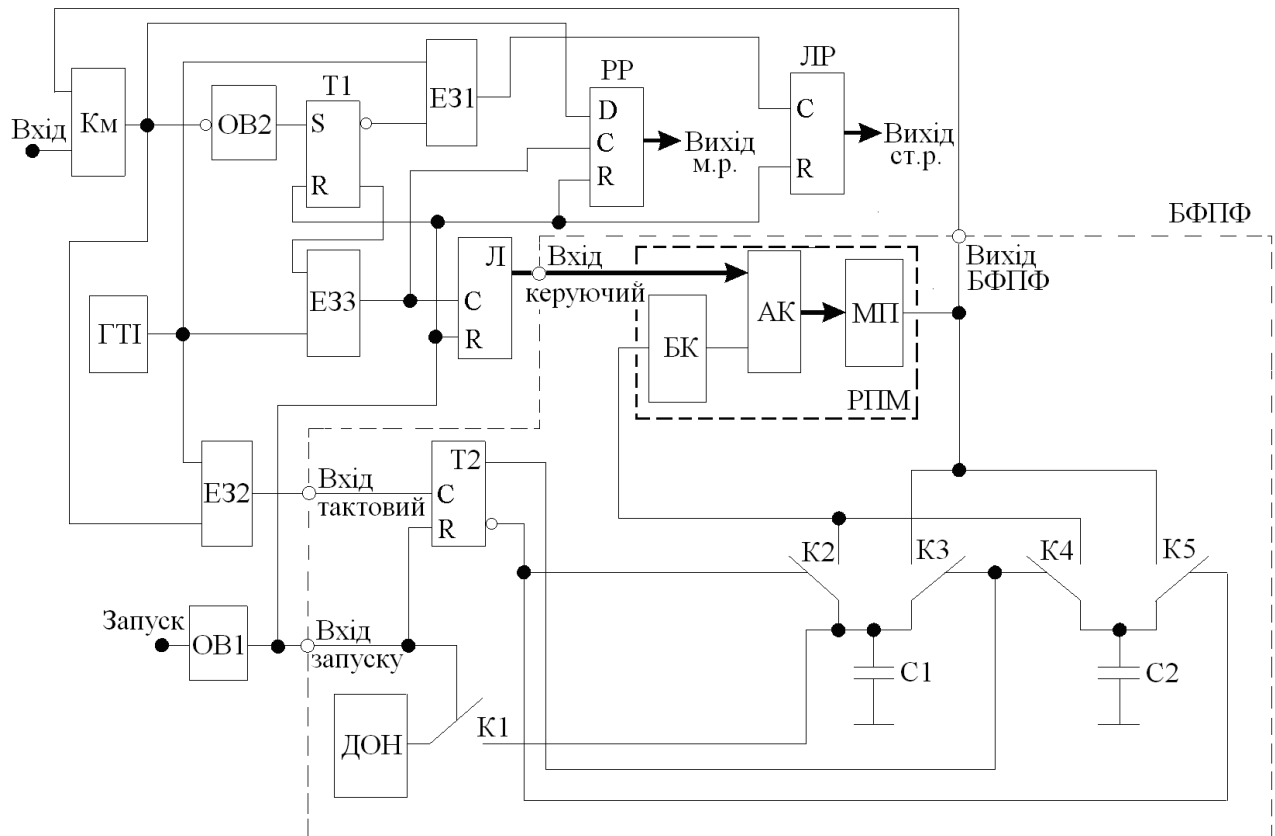


Рис.5.10. Функціональна схема запропонованого покращеного рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворювача

Робота запропонованого рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворювача протікає наступним чином.

Попередньо задаються значення коефіцієнтів передачі напруги (K_i) по входах регульованого масштабного підсилювача РМП для будь-якого i -го входу за формулою (2.22)

$$K_i = \zeta \frac{N_H}{2^i},$$

де N_H - номінальне значення вихідного коду;

$\zeta = \text{const}$; причому $\zeta < 1$ і значення його залежить від потрібної точності.

Коефіцієнт ζ задає значення дискретних приростів коефіцієнта передачі масштабного підсилювача РМП; його можна визначити виходячи з номінального значення вихідного коду N_n за формулою (2.23)

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

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

За сигналом запуску одновібратор ОВ1 виробляє імпульс, яким тригери Т1 і Т2 устанавлюються у стан логічної одиниці на інверсному виході, а регістр результату РР та лічильники ЛР і Л обнулюються, причому вихідний код лічильника Л подається на вхід керування регульованого масштабного підсилювача РМП і вмикає перший вхід цього підсилювача.

Максимальне значення коефіцієнта передачі регульованого масштабного підсилювача РМП буде на першому вході, тобто при $i=1$, (2.24):

$$K_1 = \zeta^{\frac{N_n}{2}}.$$

За час дії імпульса одновібратора ОВ1 через ввімкнений перший ключ К1 заряджається перший конденсатор С1 до рівня опорної напруги (U_0) джерела ДОН.

Логічна одиниця з інверсного виходу тригера Т1 вмикає другий К2 і п'ятий К5 ключі. Через ввімкнений другий ключ К2 рівень напруги з першого конденсатора С1 подається на інформаційний вхід регульованого масштабного підсилювача РМП (вхід буферного каскаду БК) і напруга на виході підсилювача РМП, з'єднаному з виходом блоку формування показникової функції, приймає значення (2.25)

$$U_1 = U_0 \cdot K_1 = U_0 \cdot \zeta^{\frac{N_n}{2}},$$

де U_0 – опорна напруга.

Напруга U_1 через ввімкнений п'ятий ключ К5 записується на другий конденсатор С2, а також поступає на вихід блоку формування показникової

функції, з якого подається на компаратор Км і порівнюється з вхідним сигналом $U_{ВХ}$.

Коли напруга на виході блоку формування показникової функції є більшою від вхідного сигналу, то компаратор Км установлюється у стан логічної одиниці на своєму виході, а у протилежному випадку – у логічний нуль.

На рис.2.7 наведено перший випадок, тобто напруга U_1 більша від $U_{ВХ}$ і на виході компаратора Км є рівень логічної одиниці.

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ1 починається перетворення на першому піддіпазоні.

Перший після цього моменту часу тактовий імпульс генератора ГТІ проходить через відкритий тригером Т1 елемент збігу ЕЗ1 на лічильник результату ЛР і через відкритий логічною одиницею з виходу компаратора Км елемент збігу ЕЗ2 на тактовий вхід блоку БФПФ, перекидаючи тригер Т2, яким вмикаються ключі К2, К5 і вмикаються ключі К3, К4. Внаслідок цього другий конденсатор С2 виявляється підключеним до входу регульованого масштабного підсилювача РМП, а перший конденсатор С1 – до виходу підсилювача РМП, напруга на якому приймає значення (2.26)

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

Напруга U_2 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу і компаратор зберігає рівень логічної одиниці на виході.

Оскільки стан компаратора Км не змінився дія другого тактового імпульса аналогічна дії першого, тобто другий імпульс записується у лічильник результату ЛР і перекидає тригер Т2, внаслідок чого знову перемикаються ключі К2-К5 і перший конденсатор С1 виявляється підключеним до входу регульованого масштабного підсилювача РМП, а другий конденсатор С2 – до виходу підсилювача РМП, напруга на якому приймає значення (2.27)

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

Напруга U_3 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу і компаратор далі зберігає рівень логічної одиниці на виході.

Оскільки стан компаратора K_m не змінився дія третього тактового імпульса аналогічна попереднім, тобто третій імпульс записується у лічильник результату ЛР і перекидає тригер Т2, внаслідок чого знову перемикаються ключі К2–К5 і другий конденсатор С2 виявляється підключеним до входу регульованого масштабного підсилювача РМП, а перший конденсатор С1 – до виходу підсилювача РМП, напруга на якому приймає значення (2.28)

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

Оскільки ця напруга U_4 менша від вхідної, то компаратор K_m переходить у стан логічного нуля на своєму виході. Цей нуль забороняє проходження тактових імпульсів на тактовий вхід блоку БФПФ, тобто тригер Т2 не перекидається і ключі К2–К5 не перемикаються і конденсатори залишаються підключеними до регульованого масштабного підсилювача як у стані після третього імпульсу.

Одночасно логічний нуль на виході компаратора K_m запускає одновібратор ОВ2, вихідним імпульсом якого тригер Т1 перекидається у стан логічного нуля на інверсному виході, забороняючи подальше проходження тактових імпульсів через елемент збігу ЕЗ1 на лічильник результату ЛР (в якому у наведеному на рис.2.7 прикладі кількість записаних тактових імпульсів $n_1 = 3$). У цей же час логічна одиниця з прямого виходу тригера Т1 дозволяє проходження тактових імпульсів через елемент збігу ЕЗ3 на об'єднані тактові входи регістра результату РР і лічильника Л.

Кількість тактових імпульсів n_1 , записаних у лічильнику результату ЛР, визначає значення старших розрядів (N_1) вихідного коду запропонованого аналого-цифрового функціонального перетворювача згідно формули (2.29)

$$N_1 = n_1 \cdot w_1,$$

де w_1 – вага першого (старшого) розряду вихідного коду запропонованого перетворювача, яка рівна $w_1 = \frac{N_H}{2}$.

Отже, значення старших розрядів вихідного коду перетворювача у наведеному на рис.2.7 прикладі (2.30)

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

Після першого з моменту запуску перетворювача переходу компаратора 1 у стан логічного «0» (у наведеному на рис.2.7 прикладі після закінчення четвертого тактуючого імпульсу) починається перетворення на другому піддіапазоні.

П'ятий тактуючий імпульс проходить через елемент збігу ЕЗЗ, записує логічний нуль у перший розряд регістра результату РР і записується у лічильник Л. Вихідний код лічильника Л подається на керуючий вхід блоку БФПФ і вмикає другий вхід масштабуючого підсилювача МП, тобто установлює друге значення значення коефіцієнта передачі (2.31)

$$K_2 = \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}.$$

Тому напруга на виході підсилювача РМП, а отже і на виході блоку БФПФ формування показникової функції, стає рівною (2.32)

$$U_5 = U_3 \cdot K_2 = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}.$$

Напруга U_5 записується на першому конденсаторі С1, підключеному до виходу підсилювача РМП.

Оскільки напруга U_5 (див. рис.2.7) перевищує рівень вхідного сигналу, то компаратор Км переходить у стан логічної одиниці на виході і дозволяє проходження тактових імпульсів через елемент збігу ЕЗ2 на тактовий вхід блоку БФПФ.

Шостий тактовий імпульс проходить через елемент збігу ЕЗ3, записує логічну одиницю у другий розряд регістра результату РР, установлює третє значення коефіцієнта передачі підсилювача РМП. Цей же тактовий імпульс

перекидає тригер Т2, вихідними сигналами якого вимикають ключі К3, К4 і вмикають ключі К2, К5. Внаслідок цього до входу підсилювача РМП підводиться напруга U_5 з першого конденсатора С1, а вихідна напруга підсилювача РМП стає рівною (2.33)

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

Оскільки ця напруга U_6 менша від вхідної (рис.2.7), то компаратор Км переходить у стан логічного нуля на своєму виході. Цей нуль забороняє проходження тактових імпульсів на тактовий вхід блоку БФПФ, тобто тригер Т2 не перекидається і ключі К2–К5 не перемикаються і конденсатори залишаються підключеними до регульованого масштабного підсилювача РМП як у стані після п'ятого імпульса.

Сьомий тактуючий імпульс має таку ж дію як і п'ятий (лише установлює четверте значення коефіцієнта передачі підсилювача РМП) і т.д.

Після поступлення n тактуючих імпульсів на другому піддіапазоні напруга на виході блоку БФПФ матиме значення (2.34)

$$U_{n_2} = U_{n_1} \cdot \prod_{i=2}^{i=n} \zeta^{A_i \cdot \frac{N_H}{2^i}},$$

де U_{n_1} – значення напруги першому піддіапазоні після n_1 тактових імпульсів;

A_i – коефіцієнт, що приймає в кожному i -такті перетворення значення 1 або 0 відповідно до стану компаратора логічна «1» або логічний «0».

Значення напруги U_{n_2} на другому піддіапазоні після (n) тактових імпульсів, тобто після підключення останнього входу регульованого масштабного підсилювача, буде рівне вхідній напрузі $U_{n_2} = U_{вх}$ з похибкою, що не перевищує ваги останнього молодшого розряду.

$n+1$ тактуючим імпульсом у регістрі результату РР буде записане значення молодших розрядів вихідного коду (N_2) запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (2.36):

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

Отже, вихідний код (N) запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача рівний сумі кодів на першому та другому піддіапазонах (2.37)

$$N = N_1 + N_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{N_H}{2} \cdot \left(n_1 + \sum_{i=2}^n A_i \cdot \frac{1}{2^{i-1}} \right),$$

тобто $N = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{ВХ}}{U_0}$ і є пропорційний логарифму відношення $U_{ВХ}/U_0$.

Експериментальними дослідженнями розробленого вдосконаленого авторкою рекурентного АЦФП встановлено, що в діапазоні вхідних сигналів 80 дБ (від 1 мВ до 10 В) при 8ми розрядах перетворювача забезпечена похибка перетворення 0.1 % (що відповідає 10ти двійковим розрядам) за час перетворення не більший 90 мкс, тобто вдосконалений рекурентний АЦФП значно переважає аналоги за точністю та швидкодією.

5.4. Покращений логарифмічний аналого-цифровий перетворювач із змінною основою логарифма

На рис.5.11 і рис.5.12 наведено відповідно спрощені функціональні схеми аналогового і цифрового блоків логарифмічного аналого-цифрового перетворювача [294].

Аналоговий блок логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (рис.5.11) містить: Км1 і Км2 – компаратори 1 і 2, ДОН – джерело опорної напруги, КК1–КК4 – конденсаторні комірки 1–4, ЕЗ1–ЕЗ15 – елементи збігу 1–15, АБО1 і АБО2 – елементи АБО 1 і 2, К1–К12 – аналогові ключі 1–12, ПН1–ПН3 – повторювачі напруги, СВ – схема віднімання, ЗДП – задатчик допустимого значення похибки; причому кожна конденсаторна комірка

виконана на дозуючому C_d і нагромаджувальному C_n конденсаторах і аналогових ключах $K1-K3$.

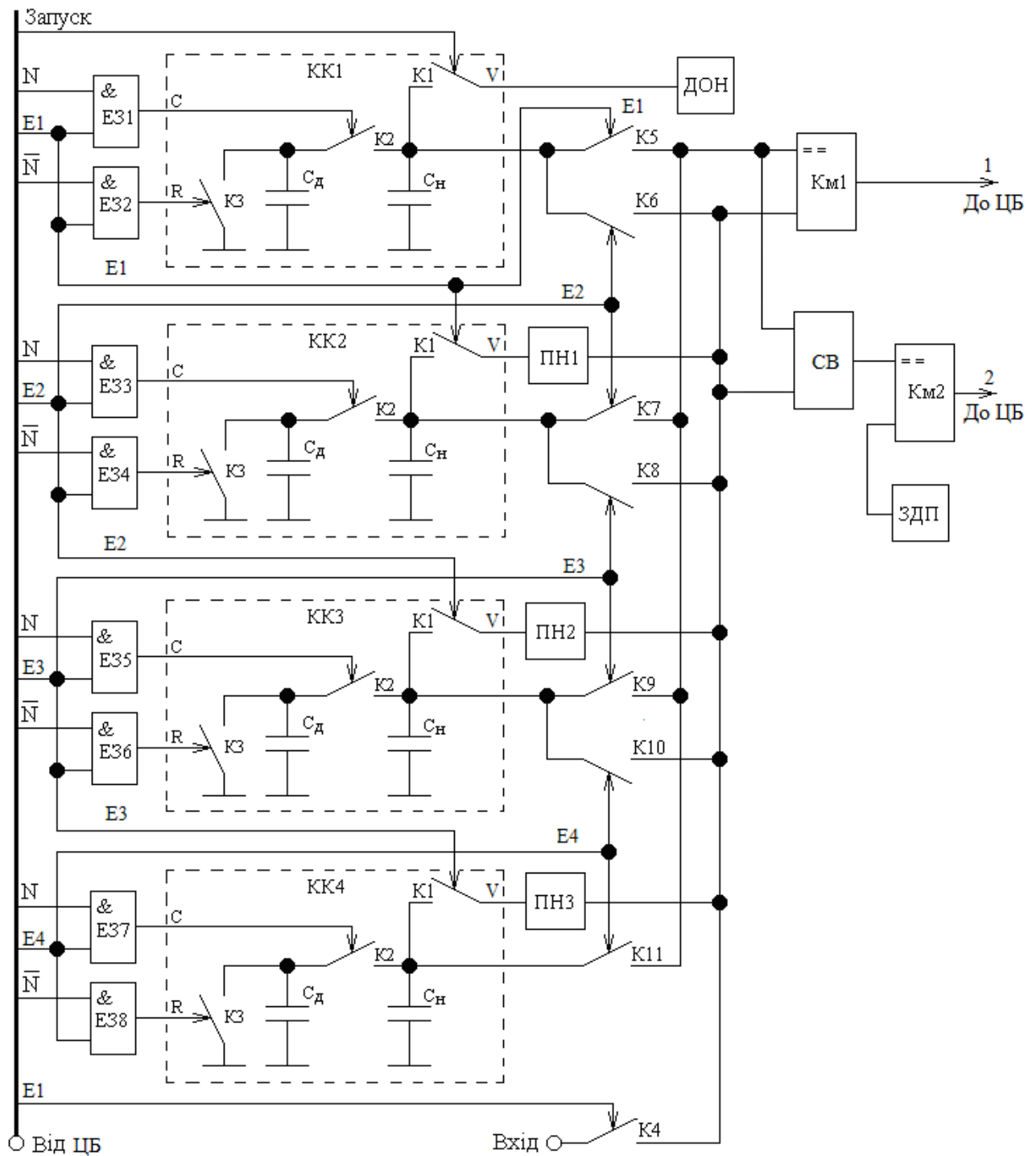


Рис.5.11. Функціональна схема аналогового блоку пристрою, що реалізує метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою

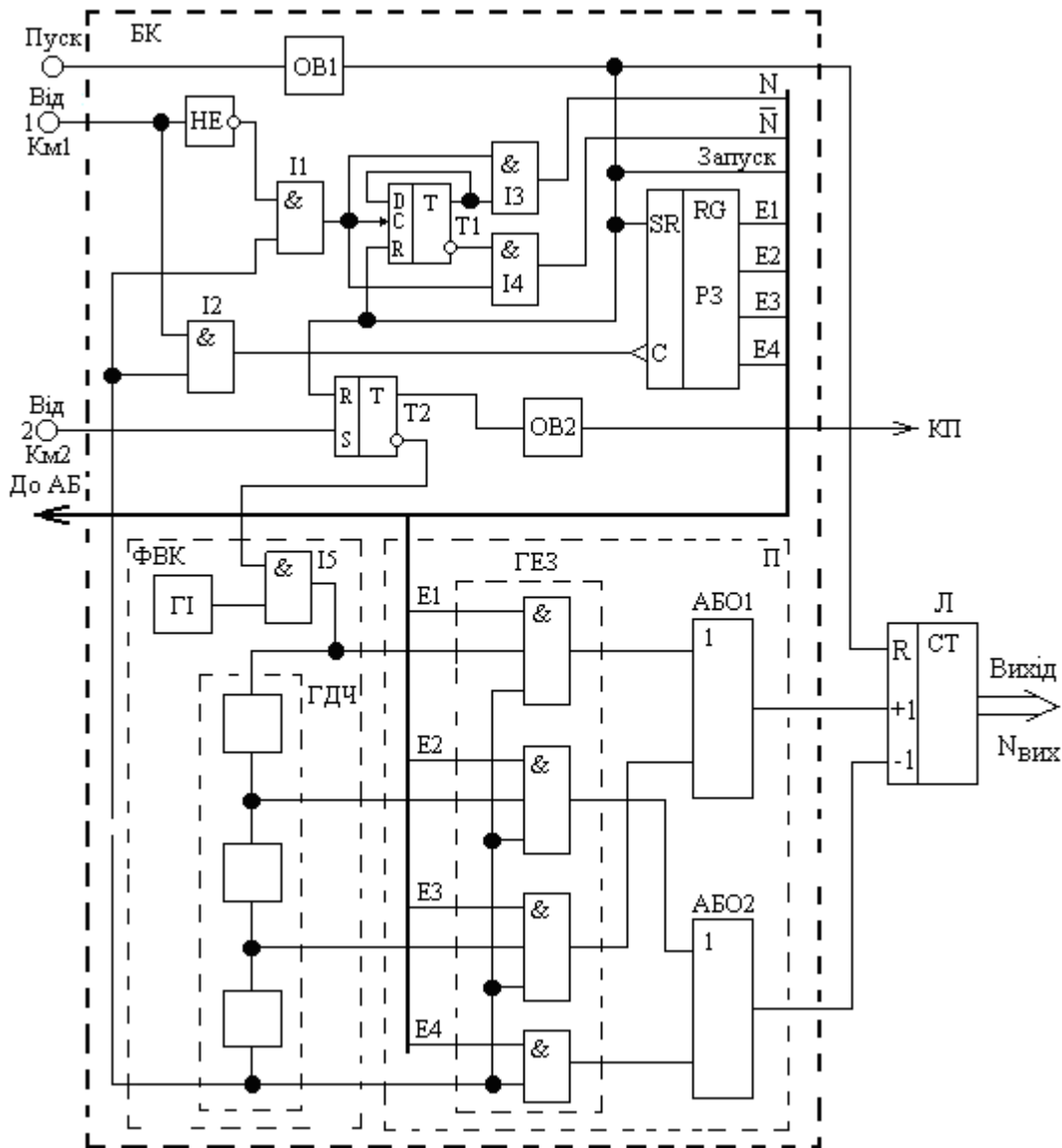


Рис.5.12. Функціональна схема цифрового блоку пристрою, що реалізує метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення із змінною основою

Робота аналогового блоку рис.5.11 зрозуміла із опису спрощеної схеми ЛАЦП (рис.2.9). Зауважимо тільки, що для подальшого підвищення швидкодії було введено додаткові функціональні вузли: ЗДП, СВ і Км2. В результаті під час перетворення на схему віднімання СВ подаються значення компенсаційних напруг: миттєве (U_{c_i}) с-піддіпазону і останнє ($U_{c_{-1}}$) попереднього с-1-піддіпазону. На виході СВ утвориться різниця цих напруг, яка порівнюється компаратором Км2 із значенням заданої задатчиком ЗДП

похибки перетворення (Δ_3). Коли ця різниця стає рівною чи меншою заданої похибки, тобто

$$U_{c_i} - U_{c_{-1}} \leq \Delta_3, \quad (5.10)$$

спрацьовує компаратор Км2, за вихідним сигналом якого цифровий блок ЦБ фіксує закінчення перетворення і формує сигнал «Кінець перетворення».

Цифровий блок логарифмічного аналого-цифрового перетворювача (рис.5.12) складається із блоку керування (БК) і реверсивного лічильника (Л).

Блок керування БК містить: ФВК – формувач вагових коефіцієнтів, П – помножувач, ОВ1 і ОВ2 – одинвібратори 1 і 2, РЗ – регістр зсуву, Т1 і Т2 – тригери 1 і 2, П1–П4 – елементи збігу 1 – 4 та НЕ – логічний інвертор.

Формувач вагових коефіцієнтів ФВК містить: ПІ – генератор імпульсів і ГДЧ – групу дільників частоти.

Помножувач П складається із ГЕЗ – групи елементів збігу та АБО1 і АБО2 – логічних елементів додавання 1 і 2.

За сигналом «Пуск» одинвібратор ОВ виробляє імпульс «Запуск», яким установлюються в початкове положення: в нуль лічильник Л і тригери Т1 і Т2 на прямому виході, а регістр зсуву РЗ у стан логічної одиниці на першому виході (Е1). Одночасно імпульс «Запуск» подається на аналоговий блок АБ і вмикає ключ К1 комірки КК1. Через ввімкнутий ключ К1 накопичуючий конденсатор Сн комірки КК1 заряджається від джерела ДОН до рівня опорної напруги U_0 .

Після закінчення імпульса «Запуск» розпочинається процес перетворення.

Логічна одиниця з першого виходу регістра зсуву РЗ є імпульсом Е1 дозволу перетворення ЛАЦП на першому піддіпазоні: вмикаються ключі К4 і К5, через які відповідно вхідна напруга $U_{вх}$ і компенсаційна напруга U_k на першому піддіпазоні (остання є вихідною напругою першої комірки КК1) підводяться відповідно до першого та другого входів компаратора Км1 і на виході Км1 установлюється логічний нуль. Одночасно установлюється в нуль і

компаратор $K_{м2}$ на один вхід якого подається різниця цих напруг, а на другий – задане значення допустимої похибки перетворення.

Імпульс $E1$ поступає на елементи збігу $E31$ і $E32$. Цим дозволяється проходження на комірку $KK1$ імпульсних послідовностей N і \bar{N} , якими відповідно вмикається ключ ($K2$) перерозподілу заряду та вимикається ключ ($K3$) розряду дозуючого конденсатора.

Окрім того, імпульсом $E1$ вмикається ключ $K1$ комірки $KK2$ і на її накопичуючому конденсаторі C_n установлюється рівень вхідної напруги $U_{вх}$.

Після закінчення імпульса «Запуск» від одновібратора $OB1$ починається перетворення на першому піддіапазоні. На входи першого елемента збігу групи $ГЕЗ$ поступають: на перший – імпульси $E1$, на другий – імпульси генератора $Г1$ (через елемент збігу $I5$, відкритий логчною одиницею з інверсного виходу тригера $T2$) і на третій – тактові імпульси з виходу групи дільників частоти $ГДЧ$. Таким чином через елемент $АБО1$ на лічильник $Л$ поступить кількість імпульсів з першого елемента збігу $ГЕЗ$, що буде рівна добутку частоти тактової та генератора $Г1$. Співвідношення між цими частотами задається так, щоб кількість імпульсів $Г1$ за час дії тактового імпульса була рівна вазі v_1 першого піддіапазону.

Коли в аналоговому блоку $АБ$ в процесі перерозподілу заряду між накопичуючим C_n і дозуючим C_d конденсаторами комірки $KK1$ компенсаційна напруга U_k зрівняється з вхідною напругою $U_{вх}$, спрацьовує компаратор $K_{м1}$ і на його виході появляється логічна одиниця. Ця одиниця інвертується елементом HE блоку керування $БК$ і забороняє подальше проходження тактових імпульсів через елемент $I1$, а також дозволяє проходження тактового імпульса через елемент $I2$, за яким реєстр зсув переписує логічну одиницю на другий вихід. Отже, сигнал $E2$ стає рівним логічній одиниці, а сигнал $E1$ стає рівним нулю, внаслідок чого перетворення на першому піддіапазоні заінчується, а на другому – починається.

Після закінчення перетворення на першому піддіапазоні у лічильнику $Л$ буде записано код, що відповідає виразу (2.66), і оскільки $E1=0$, то ключі $K4$, $K5$

і К1 комірки КК2 вимикаються, а проходження імпульсних послідовностей N і \bar{N} від блоку керування через елементи збігу Е31 і Е32 на комірку КК1 забороняється.

На другому піддіапазоні перетворення відбувається аналогічно. Сигналом $E2=1$ вмикаються ключі К6 і К7, які підводять вихідні напруги комірок КК1 і КК2 відповідно до другого та першого входів компаратора Км1, та надається дозвіл на проходження на комірку КК2 імпульсних послідовностей N і \bar{N} від блоку керування через елементи збігу Е33 і Е34.

На другому піддіапазоні відбувається перемноження на другому елементі збігу групи ГЕЗ тактової частоти та частоти з виходу першого діляника групи ГДЧ. Співвідношення між цими частотами задається рівним ваговому коефіцієнту другого піддіапазону v_2 .

В результаті перетворення на другому піддіапазоні через другий елемент збігу групи ГЕЗ і АБО2 на вхід віднімання поступить кількість імпульсів, що відповідає виразу (2.68).

Після закінчення перетворення на другому піддіапазоні у лічильнику Л буде зафіксована різниця кодів першого та другого піддіапазонів $N=N1-N2$, що відповідає виразу (2.71).

Аналогічно відбуваються перетворення на наступних піддіапазонах і код зафіксований у лічильнику Л після останнього m -піддіапазону відповідає виразу (2.72).

Якщо на якомусь із піддіапазонів похибка перетворення стане рівною чи меншою заданої похибки Δ_3 , тобто виконується умова (5.10), спрацьовує компаратор Км2 і логічна одиниця з його виходу переводить тригер Т2 у стан логічної одиниці на прямому виході Ця одиниця запускає одновібратор ОВ2, який виробляє сигнал кінець перетворення (КП), який підтверджує закінчення процесу перетворення в ЛАЦП. Завдяки цьому зменшується час перетворення, тобто збільшується швидкодія ЛАЦП.

Експериментальними дослідженнями розроблених макетів АЦФП із змінною основою, реалізованих на основі запропонованого авторкою методу,

для вхідних сигналів постійної напруги з динамічним діапазоном 80 дБ (від 1 мВ до 10 В) встановлено, що при чотирьох піддіапазонах вони мають похибку перетворення меншу 0.005%, а час перетворення не перевищує 100 мкс.

5.5. Новий інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий функціональний перетворювач

Функціональна схема інтерполюючого АЦФП, в якій реалізовано вище розглянутий [251] принцип дії, наведена на рис.5.13, де позначено: ГТІ – генератор тактових імпульсів; ОВ1 і ОВ2 – одновібратори 1 і 2; ДОН – джерело опорної напруги; БФПФ – блок формування показникової функції; Км – компаратор; МП – масштабний перетворювач; ОП – операційний підсилювач; БК – буферний каскад; К1 – К7 – аналогові ключі 1 – 7; С1 – С2 – перший і другий накопичуючі конденсатори; ФП – формувач відокремлених паузами імпульсних послідовностей Ф1 і Ф2; Т1 і Т2 – перший і другий тригери; І1 – І7 – елементи збігу 1 – 7; Л1 і Л2 – перший і другий лічильники; РР – регістр зберігання результату; КП – вихід «Кінець перетворення».

Робота інтерполюючого АЦФП за схемою рис.5.13 зрозуміла із опису принципу дії (параграф 2.5). Тому зробимо лише деякі уточнення.

За командою "Пуск" одновібратор ОВ1 виробляє імпульс, яким ЛАЦП устанавлюється в початковий стан, зокрема:

- замикається ключ К1, через який заряджається до рівня опорної напруги U_0 накопичуючий конденсатор С1;
- замикається ключ К7, через який конденсатор С2 розряджається до нуля;
- на прямих виходах тригерів Т1 і Т2 устанавлюються відповідно стани логічних одиниці та нуля;
- блокується за допомогою інвертора та схеми збігу І7 вихід КП.

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ1 розпочинається процес перетворення.

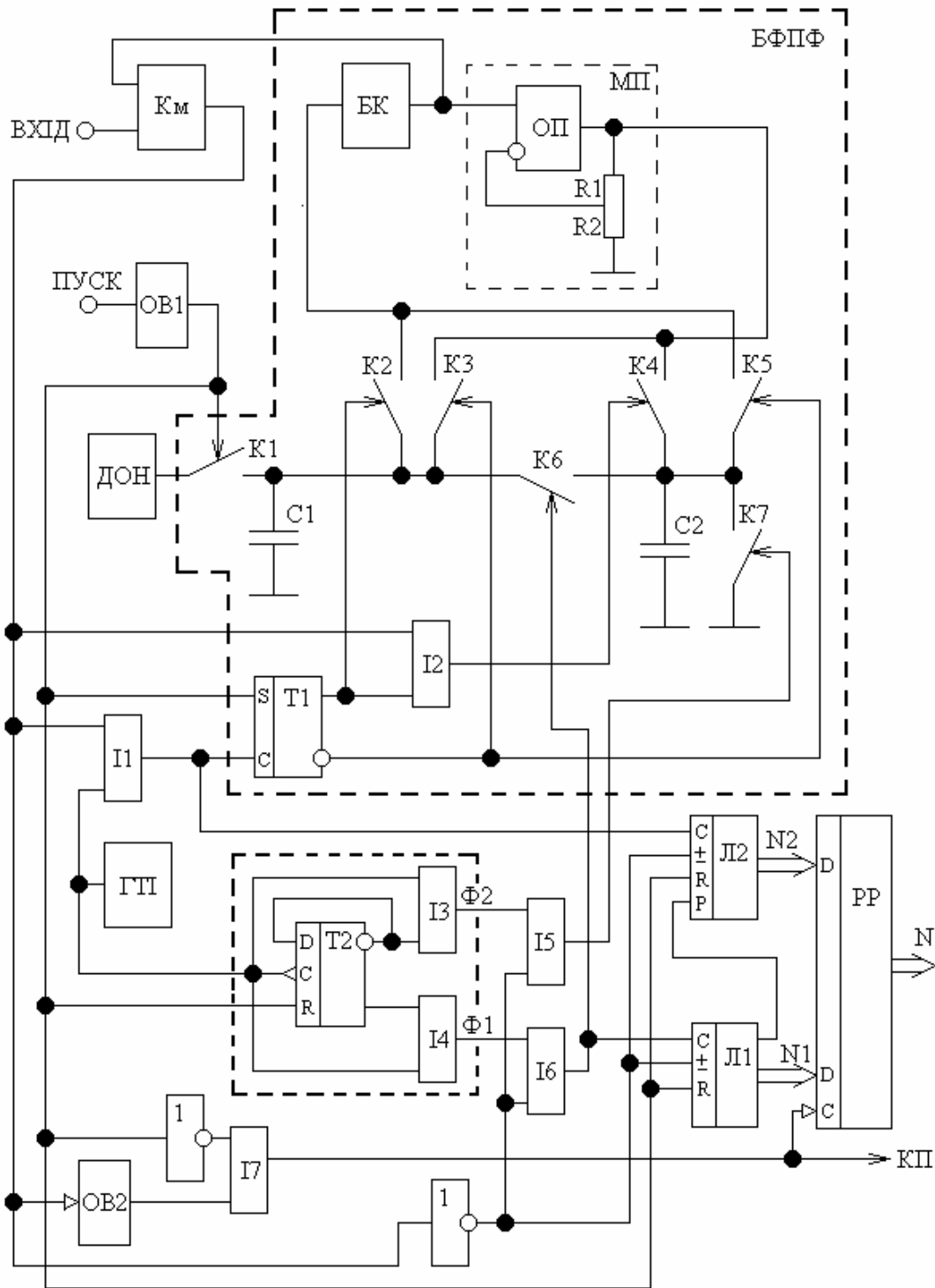


Рис.5.13. Функціональна схема інтерполюючого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача

Лічильники Л1 і Л2 виконані реверсивними і разом утворюють лічильник результату (ЛР), причому Л1 – старші розряди ЛР, а Л2 – молодші розряди ЛР.

Кількість кроків квантування на першому етапі перетворення (N_1) записується у лічильник Л1, що працює в режимі додавання. Кількість кроків квантування на другому етапі перетворення (N_2) записується у лічильник Л2, причому лічильники Л1 і Л2 працюють в режимі віднімання.

Після закінчення перетворення на другому етапі спадом вихідного імпульса компаратора Км запускається одинвібратор ОВ2 і формується сигнал “Кінець перетворення”, переднім фронтом якого результат перетворення із лічильника результату ЛР переписується у регістр зберігання результату РР, де зберігається до запису наступного результату перетворення.

Сигнал з накопичуючого конденсатора С1 на компаратор Км і масштабний перетворювач МП треба подавати через буферний каскад БК, щоб вхідними струмами Км і МП не розряджався накопичуючий конденсатор С1. Буферний каскад виконується по схемі повторювача напруги на операційному підсилювачі (ОП) з малими вхідними струмами, наприклад, К1409УД1А. Оскільки на точність ЛАЦП впливатимуть напруги зміщення буферного каскаду і компаратора, які мають значення 1-3 мВ, то необхідно передбачити шляхи їх зменшення. Типовою ручною корекцією ці напруги зміщення можуть бути легко зменшені до 0,1 – 0,2 мВ; подальше їх зменшення вимагає введення кіл автоматичної періодичної корекції.

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

У ході експериментальних досліджень розроблених інтерполюючих перетворювачів у діапазоні вхідних сигналів 80 дБ (1 мВ – 10 В) основна похибка перетворення не більша 0.05% при часі перетворення меншому від 500 мкс, тобто перевершують аналоги за точністю у два рази.

5.6. Покращений логарифмічний АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним

Принципова схема логарифмічного АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком [292] наведена на рис.5.14.

Розглянемо особливості схемної реалізації окремих вузлів цього АЦФП.

Цифрова частина реалізована так само як і у описаному вище АЦФП з накопиченням заряду на пасивній послідовній конденсаторній комірці (рис.5.7).

Аналогова частина. Розглянемо лише відмінності реалізації її від аналогової частини АЦФП рис.5.7.

Аналоговий ключ для заряду накопичуючого конденсатора (С3) виконано на операційному підсилювачі DA5 типу К140УД6А і ключевому елементі DA4 типу КР590КН13.

Аналоговий перемикач на виході перетворювача напруга-струм виконано діодним на VD2 і VD3 типу К503Б, що дало змогу підвищити швидкодію. Для збільшення надійності роботи перемикача введено діод VD4.

Компенсаційні перетворювачі напруга-струм на операційну підсилювачі та польовому транзисторі забезпечують отримання найвищої стабільності вихідного струму при великому вихідному опорі.

Тому виконаємо перетворювач напруга-струм (ПНС) на ОП DA2 і DA3 типу К140УД6А і польових транзисторах Т1 і Т2.

Каскад на ОП DA2 і Т1 служить фазорозщеплюючим каскадом для “прив'язки” вхідного сигналу не до спільної шини, а до полюса живлення +15В. Каскад на ОП DA3 і Т2 є власне перетворювачем напруга-струм.

Як показано в роботі [39] коефіцієнт перетворення ПНС

$$Y = \frac{R_{14}}{R_{15}R_{17}}, \quad (5.11)$$

а вхідний і вихідний опори ПНС перевищують 100 МОм.

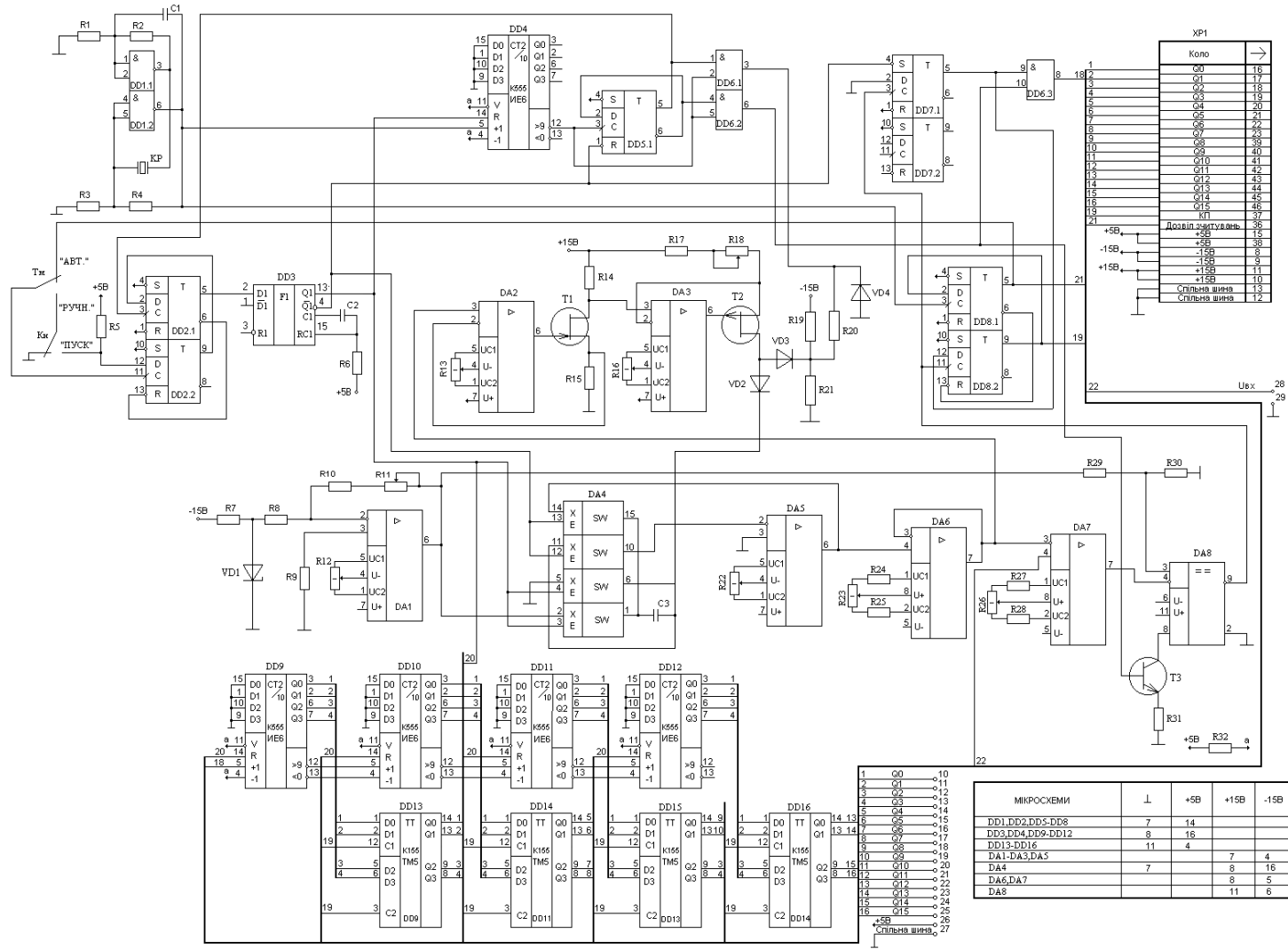


Рис.5.14. Принципова схема покращеного АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком

Вихідний струм ПНС лінійно залежить від вхідної напруги і практично не залежить від параметрів операційних підсилювачів і польових транзисторів [39]:

$$I_{\text{вих}} = YU_{\text{вх}} \quad \text{або} \quad I_{\text{вих}} = \frac{R_{14}}{R_{15}R_{17}} U_{\text{вх}}. \quad (5.12)$$

Якщо резистори R_{14} і R_{15} , R_{17} вибрати однотипними (з однаковими коефіцієнтами нестабільності), то матиме місце взаємна компенсація похибок і похибка перетворення ПНС буде практично рівною похибці одного резистора.

Для особливо стабільних резисторів температурний коефіцієнт опору - не перевищує $\frac{0,001\%}{^{\circ}\text{C}}$ і похибка компенсаційного ПНС в нормальних умовах не перевищуватиме 0,002%.

Визначимо значення коефіцієнта перетворення ПНС. Як було показано у другому розділі, вихідний код ЛАЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком рівний (2.86)

$$N = \frac{1}{\log \xi} \log \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}.$$

За цією формулою визначаємо основу логарифму як $\xi = e^{\frac{1}{N} \cdot \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}}$.

Задаючи діапазон зміни вихідного коду ЛАЦП $N=0 \div 10000$ в діапазоні вхідних сигналів $U_{\text{вх}}=1\text{мВ} \div 10\text{В}$ при опорній напрузі $U_0=10\text{В}$, знаходимо значення основи логарифму $\xi = 0,999$.

Похибка квантування ЛАЦП залежить від основи логарифму згідно формули (5.7)

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

При основі логарифму $\xi = 0,999$ похибка квантування δ_k не перевищує 0,1%.

Перетворивши формулу (2.87) $\xi = \frac{1 - Yt/2C}{1 + Yt/2C}$, отримаємо коефіцієнт перетворення ПНС як

$$Y = \frac{1 - \xi}{1 + \xi} \cdot \frac{2C}{t}. \quad (5.13)$$

Для визначення коефіцієнта перетворення ПНС треба задатися ємністю накопичуючого конденсатора $C3$ і тривалістю імпульса тактового генератора t .

Накопичуючий конденсатор $C3$ треба вибирати прецизійним полістироловим або фторопластовим, причому його ємність має бути значно більшою від паразитних між електродних ємностей компонентів ЛАЦП, які, як згадувалося вище, не перевищують 4 пФ. Вибираємо накопичуючий конденсатор $C3$ полістироловим типу К72-4 ємністю 1 мкФ.

Тактовий генератор для збільшення точності ЛАЦП треба виконувати кварцовим. При заданні частоти генератора 200 кГц отримаємо період повторення тактових імпульсів 5 мкс, а тривалість тактового імпульса 2,5 мкс.

Тоді згідно виразу (5.13) при ємності накопичуючого конденсатора $C=1$ мкФ, тривалості тактового імпульса $t=2,5$ мкс і основі логарифму $\xi = 0,999$ отримаємо коефіцієнта перетворення ПНС

$$Y = \frac{1 - 0,999}{1 + 0,999} \cdot \frac{2 \cdot 10^{-6}}{2,5 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ см.}$$

Для задання такого значення коефіцієнта перетворення ПНС треба вибрати опори R_{14} , R_{15} і R_{17} згідно формули (5.11)

$$\frac{R_{14}}{R_{15}R_{17}} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ см.}$$

Вибравши опори R14 і R15 однаковими, отримаємо з останньої формули $R17=2,5\text{кОм}$. Вибираємо всі опори однаковими $R14=R15=R17=2,49\text{ кОм}$ типу С5-61. Для доведення опору R17 до потрібного значення послідовно з ним включаємо змінний резистор R18.

Отже, при номінальному значенні вхідної напруги ПНС рівному 10В вихідний струм ПНС становитиме згідно (5.12)

$$I_{\text{вих}} = YU_{\text{вх}} = 4 \cdot 10^{-4} \cdot 10 = 4\text{мА}.$$

Розглянемо роботу логарифмічного АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком.

За сигналом "Пуск" ОВ виробляє імпульс, що установлює в початковий стан лічильник результату і замикає ключі К3, К4 ДА4, через які накопичуючий конденсатор С3 заряджається до рівня опорної напруги U_0 . Одночасно імпульс ОВ забороняє переключення тригера Т імпульсами ГТІ. Після закінчення імпульса ОВ починається процес перетворення як було описано в розділі 2.

Практично реалізовані за схемою рис.5.14 макети АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком були виготовлені у модульному виконанні. Кожен макет складається з трьох модулів згідно функціональних ознак:

- модуль блоку керування – БК (рис.5.15) на ІС DD1 – DD8,
- модуль блоку формування показникової функції – БФПФ (рис.5.16) на ІС DA1 – DA8 і параметричний стабілізатор напруги на прецизійному стабілітроні VD1 і резисторі R7,
- модуль блоку лічильника результату та регістра пам'яті – БЛР на ІС DD9 – DD12 і DD13 – DD16 (конструктивне рішення модуля блоку лічильника результату тривіальне і тому його не наводимо).

Всі модулі механічно об'єднані в етажерку, а електрично з'єднані між собою джгутами.

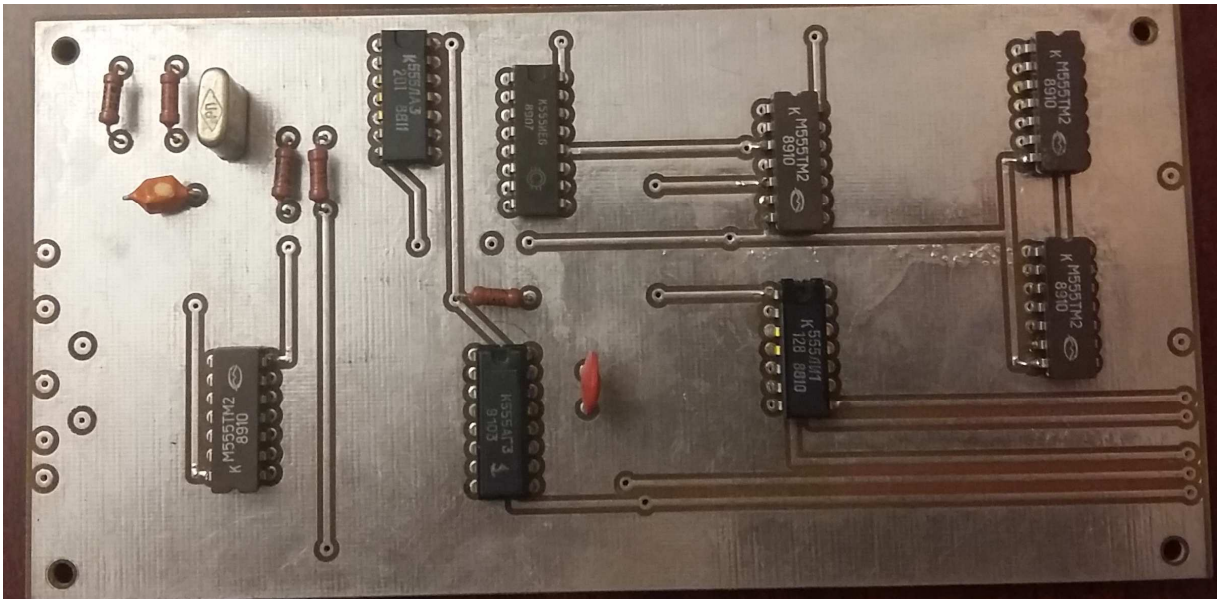


Рис.5.15. Модуль блоку керування логарифмічного АЦФП з НЗ з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком.

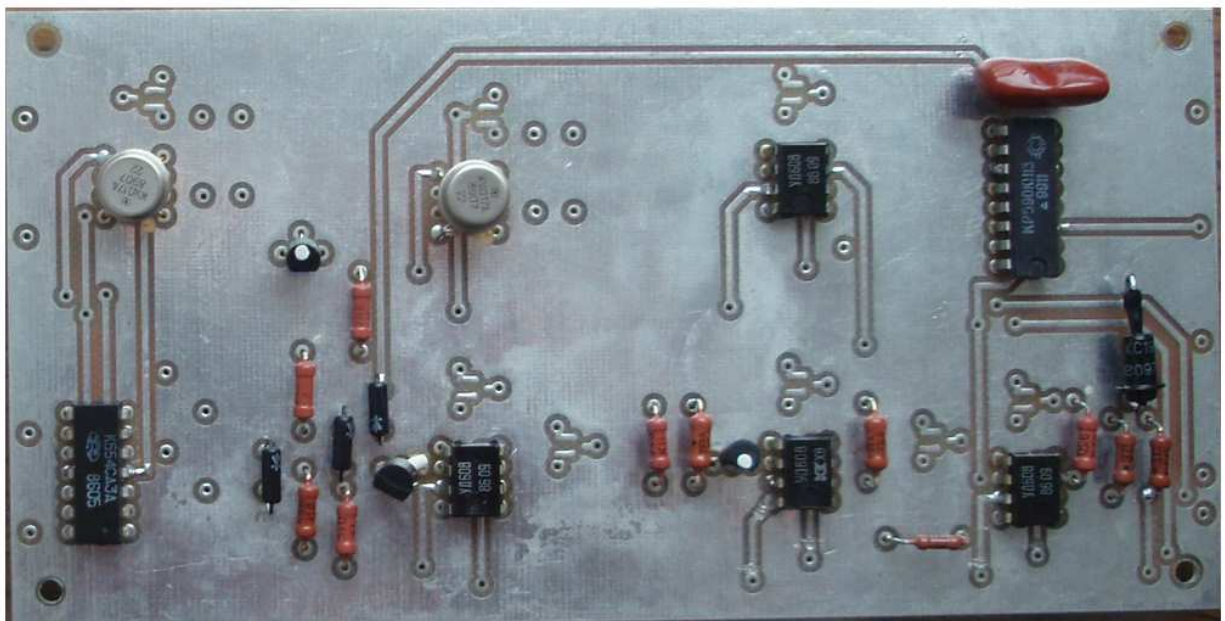


Рис.5.16. Модуль блоку формування показникової функції логарифмічного АЦФП з НЗ з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком.

Напруги живлення макетів +5В, -15В і +15 В.

Плати модулів – двосторонні, виготовлені з двостороннього фольгованого склотекстоліту СФ-1,0. До густини монтажу елементів особливих вимог не ставилося, оскільки основною метою макетування була перевірка роботи і характеристик ЛАЦП.

Експериментальні дослідження розроблених логарифмічного АЦФП з накопиченням заряду з імпульсним зворотним зв'язком в діапазоні вхідних сигналів 1мВ – 10В постійної напруги при похибці квантування 0,1% показали наступне:

1. Результуюча похибка перетворення не перевищує 0,1%, тобто практично повністю визначається значенням похибки квантування.
2. Час перетворення не більший 20 мс.

ВИСНОВКИ ДО РОЗДІЛУ 5

1. Розроблені функціональні та принципові схеми перетворювачів за запропонованими та вдосконаленими у розділі 2 методами.

2. Проведеними експериментальними дослідженнями розроблених схем АЦФП для вхідних сигналів постійної напруги з динамічним діапазоном 80 дБ (від 1 мВ до 10 В) встановлено, що:

а) розроблені багатофункціональні АЦФП мають наступні технічні дані: кількість входів – 10; вихідний сигнал – двійковий код або число-імпульсний код; основна похибка перетворення не більша 0,05%; основні виконувані функції - множення, ділення, піднесення до N-го степеня і добування кореня N-го степеня; тривалість перетворення не перевищує 7 мс.

б) розроблені АЦФП для логарифмування різниці мають такі технічні дані: вихідний сигнал – 10ти розрядний двійковий код; вхідні напруги порядку десятих

часток – одиниць вольт при їх різниці 10% – 2.5%; похибка перетворення 0.1% – 0.3%; тривалість перетворення порядку десятих часток – одиниць мілісекунд.

в) розроблені покращені рекурентні АЦФП при 8ми розрядах перетворювача забезпечують похибку перетворення не більшу 0.1 % (що відповідає 10ти двійковим розрядам) за час перетворення менший 90 мкс;

г) розроблені АЦФП із зміною основи логарифма забезпечують похибку перетворення не більшу 0,005% при часі перетворення меншому 100 мкс;

д) розроблені інтерполюючі перетворювачі забезпечують основну похибку перетворення не більшу 0.05% при часі перетворення меншому від 500 мкс;

е) розроблені логарифмічні АЦФП з накопиченням заряду із імпульсним зворотним зв'язком забезпечують основну похибку перетворення не більшу 0,1%, що практично повністю визначається значенням похибки квантування, при часі перетворення меншому 20 мс.

Основні результати розділу опубліковані у працях [250, 251, 260, 279, 280, 281, 288, 289, 290, 291, 292, 293, 294, 295, 298].

ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

У дисертаційній роботі на основі виконаних автором досліджень започатковано нові та розвинуто відомі теоретичні та практичні засади в питаннях функціонального перетворення аналогових сигналів, завдяки чому вирішена науково-прикладна проблема, яка має важливе народно-господарське значення і полягає у розробленні методологічних засад побудови, створенні нових методів, математичних моделей, алгоритмів і засобів на комутованих конденсаторах з метою розширення функціональних можливостей, підвищення точності та швидкодії.

1. На основі проведеного огляду та аналізу сучасного стану побудови аналого-цифрових і функціональних перетворювачів показано на перспективність поєднання їх властивостей у пристроях на основі комутованих конденсаторів.

2. Вперше розроблено методологічні засади побудови АЦФП на комутованих конденсаторах, які поєднують структурні – шляхом зміни основи логарифмування і співвідношення ємностей, та алгоритмічні – шляхом вибору числа піддіапазонів перетворення, кількості та величини кроків на кожному з них, що відкриває нові можливості підвищення точності та швидкодії АЦФП.

3. Вперше запропоновано новий метод аналого-цифрового функціонального перетворення, який завдяки формуванню компенсаційної напруги на виході конденсаторної комірки шляхом перерозподілу заряду та її подачі одночасно на відповідні входи всіх логарифматорів, які поділені на дві групи, причому протягом тривалості імпульса перерозподілу підключаються по чергово входи кожного логарифматора першої та другої групи відповідно до входу додавання та віднімання реверсивного лічильника, внаслідок чого на виході лічильника отримується алгебраїчна сума вихідних число-імпульсних кодів логарифматорів, дає змогу

побудувати багатofункціональні багатofходові АЦФП з підвищеною швидкодією та з його допомогою:

а) отримати алгебраїчну суму вихідних кодів логарифматорів і реалізувати операції множення та ділення;

б) отримати суму вихідних кодів логарифматорів, на m закорочених входів першої групи яких подано вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, і забезпечити реалізацію степеневої функції з показником m , тобто $U_{\text{вх}}^m$;

в) отримати різницю вихідних кодів логарифматорів, на p закорочених входів другої групи яких подано вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$, і забезпечити реалізацію кореня з показником p , тобто $\sqrt[p]{U_{\text{вх}}}$.

4. Вперше запропоновано метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення різниці двох вхідних напруг $U_1 - U_2$, який полягає у перетворенні різниці на добуток двох множників $U_1 \cdot \left(1 - \frac{U_2}{U_1}\right)$ і визначенню результату як суми логарифмів цих множників, причому шляхом перерозподілу заряду у першій конденсаторній комірці визначають логарифм першого множника, а шляхом накопичення заряду у другій пасивній конденсаторній комірці визначають логарифм другого множника, дає змогу підвищити точність порівняно з традиційним підходом, коли спершу визначають різницю цих напруг, а потім її логарифмують.

5. Отримав подальший розвиток метод рекурентного функціонального аналого-цифрового перетворення, в якому вага старшого розряду використовується багатократно і в момент переходу компенсаційної напруги через рівень вхідного сигналу реєструється значення старших розрядів вихідного коду як добуток ваги старшого розряду на кількість використань цієї ваги (не рахуючи переходу), а значення молодших розрядів визначається як у відомому рекурентному методі. Завдяки цьому суттєво

зменшується кількість зразкових величин і підвищується швидкодія перетворення.

6. Для подальшого розвитку методу побудови АЦФП із змінною основою логарифму, вперше запропоновано метод функціонального аналого-цифрового перетворення, в якому розбивають діапазон перетворення на піддіапазони і ступінчато змінюють компенсаційну напругу від початкового значення до заданого, зменшуючи з кожним наступним піддіапазоном крок квантування до отримання потрібного значення похибки перетворення, причому на першому піддіапазоні початкове значення компенсаційної напруги приймають рівним опорній напрузі та задане значення – рівним вхідній напрузі, а на кожному наступному піддіапазоні початкове значення приймають рівним заданому значенню попереднього піддіапазону та задане значення – рівним останньому значенню компенсаційної напруги попереднього піддіапазону. Це дало змогу спростити схемне рішення та підвищити точність аналого-цифрових функціональних перетворювачів, що реалізовані на основі запропонованого методу.

7. Запропоновано новий принцип дії інтерполюючих логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів, який базується на явищі перозподілу заряду на етапі грубого перетворення і явищі накопичення заряду на етапі точного перетворення, що порівняно з відомими аналогами дало змогу спростити алгоритм і підвищити швидкодію перетворення завдяки виключенню необхідності відтворення на етапі грубого перетворення попереднього рівня компенсаційної напруги.

8. Отримав подальший розвиток метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення з імпульсним зворотним зв'язком шляхом створення ідеального режиму роботи перетворювача напруга-струм внаслідок короткого замикання в процесі перетворення його виходу на шину нульового потенціалу, що дає змогу значно розширити динамічний діапазон

вхідних сигналів і підвищити точність логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів.

9. Вперше розроблено математичні моделі та алгоритми функціонального перетворення аналогових сигналів, які основані на запропонованих методах і дають змогу оцінити параметри та характеристики розроблюваних АЦФП підчас їх проектування.

10. На основі проведеного комп'ютерного моделювання роботи АЦФП, побудованих за запропонованими методами, встановлено, що в діапазоні вхідних сигналів 80 дБ (від 1 мВ до 10) В:

– багатфункціональні АЦФП мають головною перевагою велику кількість входів (більше 10, тоді як у відомих аналогів не більше 3), відносяться до високоточних перетворювачів з середньою швидкодією: основна похибка перетворення не більша 0,1% при часі перетворення меншому 5,75мс;

– АЦФП з логарифмуванням різниці двох напруг забезпечують точність вищу в 5 – 10 разів від відомих перетворювачів, які спочатку отримують різницю, а потім її логарифмують. Ці АЦФП відносяться до високоточних перетворювачів середньої швидкодії: при задані основи логарифму $\zeta=0.99502$ для близьких вхідних напруг (різниця їх менша 1В) отримуємо зведену похибку не більшу 0.1 % (у відомих перетворювачів більша 0,5%) при часі перетворення меншому 1,2мс, а при основі $\zeta=0.999$ відповідно – 0.01% (проти 0,1% у відомих) при часі 9.25мс. При меншій різниці між вхідними напругами перевага у точності запропонованих АЦФП над аналогами зростає ще більше;

– вдосконалені рекурентні АЦФП мають порівняно з відомими аналогами підвищену точність при меншій розрядності та більшу швидкодію: для 8ми розрядних АЦФП похибка не перевищує 0.25 % при основі логарифма 0.9975 і 0.1% при основі логарифма 0.9990, а час перетворення менший 87,5 мкс.

– АЦФП із зміною основи логарифма мають наступні переваги: бажана швидкодія визначається користувачем при заданні кількості дозувань, а вибір точності можна задати кількістю піддіапазонів. Їх похибка не перевищує 0,005 % при 10 дозуваннях на кожному з 4 піддіапазонів, а час перетворення менший 100 мкс.

– запропоновані інтерполюючі перетворювачі відносяться до високоточних пристроїв: порівняно з аналогами їх похибка зменшена вдвічі (до 0.05%) при часі перетворення меншому 500мкс.

– покращені ЛАЦП з накопиченням заряду із імпульсним зворотним зв'язком мають результуючу похибку перетворення не 0,1%, яка практично повністю визначається значенням похибки квантування, при часі перетворення меншому 20 мс.

11. Проведеним фізичним моделюванням розроблених за запропонованими методами АЦФП встановлено, розбіжність між даними експериментальних досліджень макетних зразків і комп'ютерного моделювання АЦФП не перевищувала 8 – 10 %.

12. На основі проведеного аналізу шумів окремих елементів АЦФП розроблено схеми заміщення, за якими виконано розрахунок і математичне моделювання впливу шумів на АЦФП на комутованих конденсаторах. Встановлено, що значення шумів і співвідношення сигнал/шум (с/ш) на вході:

– АЦФП з перерозподілом заряду на пасивних конденсаторних комірках не перевищує 218 мкВ і с/ш = 93 дБ;

– АЦФП з накопиченням заряду на паралельних і на послідовних пасивних конденсаторних комірках однакові та не перевищують 273 мкВ і с/ш = 91 дБ;

– АЦФП з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках не перевищує 246 мкВ і с/ш = 92 дБ;

– АЦФП з накопиченням заряду на пасивних конденсаторних комірках значно поступаються за шумами АЦФП з перерозподілом заряду та АЦФП з накопиченням заряду на активних конденсаторних комірках;

– для подальшого зниження рівня шумів у АЦФП слід використовувати малошумові компоненти.

13. Запропоновано і розроблено схему мінімізації впливу періодичної завади на роботу конденсаторної комірки, принцип дії якої базується на запам'ятовуванні вхідного сигналу в момент переходу завади через нуль і в подальшому відключенні входу АЦФП від джерела вхідного сигналу, внаслідок чого суттєво підвищується точність АЦФП. Схема забезпечує високий коефіцієнт придушення періодичної завади (114 дБ).

14. Результати дисертаційних досліджень впроваджено у розробках Національного університету «Львівська політехніка», зокрема:

– багатофункціональні АЦФП на комутованих конденсаторах у держбюджетній темі №д.р. 0102U001206;

– швидкодіючі інтерполяційні, рекурентні та багатофункціональні АЦФП на комутованих конденсаторах у держбюджетній темі №д.р. 0104U002297;

– багатоканальні АЦФП на комутованих конденсаторах з розширеними функціональними можливостями у держбюджетній темі №д.р. 0106U001343).

Розроблені та захищені патентами багатофункціональний і рекурентний АЦФП, а також алгоритми їх функціонування пройшли випробування та впроваджені у Львівському центрі Інституту космічних досліджень НАН та ДКА України, зокрема, при розробці апаратури для космічних досліджень, чим було підтверджено їх розширені функціональні можливості та належний рівень точності та швидкодії.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. 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.
2. Поліщук Є.С., Дорожовець М.М., Яцук В.О. та ін. Метрологія та вимірювальна техніка.- Л.: Бескид Біт, 2003.- 544 с.
3. Дорожовець М. М., Мокрицький В. О. Аналого-цифрові перетворювачі. Навч. посібник. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2013. 120 с.
4. Яцук В.О., Малачівський П.С. Методи підвищення точності вимірювань. Підручник.- Львів: Видавництво «Бескид-біт», 2008.- 368 с.
5. Є.С.Поліщук, М.М.Дорожовець, Б.І.Стадник і ін. Засоби та методи вимірювань неелектричних величин. Підручник.- Львів: Видавництво «Бескид-біт», 2008.
6. Anatoly Sachenko. (2002). Intelligent data acquisition and advanced computing systems . Journal Computer Standards & Interfaces, June 2002, 24(2), 97–100. DOI: 10.1016/S0920-5489(02)00020-X .
7. Vladimir Sobolev, Anatoly Sachenko, Pasquale Daponte, Olli Aumala (2002). Metrological Automatic Support in Intelligent Measurement Systems . Computer Standards & Interfaces – Intelligent data acquisition and advanced computing systems: Volume 24 Issue 2, June 2002, Pages 123-131.
8. A Sachenko, B Maslyjak, V Kochan (1992). Design of measurement instruments on the basis of transducers with self-calibration . Conference Proceedings of the Third IFAC-Symposium on the Low Cost Automation, 1992, Pages 139-141.
9. Oleksiy Roshchupkin, Radislav Smid, Anatoliy Sachenko, Volodymyr Kochan (2014). Development of precision information measuring system for

- ultraviolet radiation . Journal Advances in Electrical and Computer Engineering, 2014, Volume 14, Issue 3, Pages 101-106 . DOI: 10.4316/AECE.2014.03013 .
10. Мельничук С.І. Дослідження впливу розрядності АЦП на ефективність оброблення широкосмугових сигналів зі змінною ентропією в інформаційних каналах автоматизованих систем. Український міжвідомчий науково-технічний збірник "Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні". Львів. 2009. Вип. 43. С. 88 – 93.
 11. Мельничук С.І., Мануляк І.З. Інформаційні міри розрахунку та розрядність аналого-цифрових перетворювачів ентропійних перетворювачів витрати газових середовищ. Методи та прилади контролю якості. Івано-Франківськ. 2012. №1(28). С.106 – 112.
 12. Мельничук С.І., Мануляк І.З. Методи та засоби формування інформаційно-вимірjuвальних сигналів в первинних перетворювачах витрати газу. Вісник Херсонського національного технічного університету. 2015. №3(54). С. 156–159.
 13. Zbigniew Szcześniak, Adam Szcześniak. Projektowanie układów sterowania dla automatyzacji procesów technologicznych. Monografia. – Kielce (Polska), Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej. – 2015. – 167 s.
 14. Mirosław Płaza, Zbigniew Szcześniak. Przetwarzanie sygnałów w elektroterapii. Monografia. – Kielce (Polska), Wydawnictwo Politechniki Świętokrzyskiej. – 2018. – 139 s.
 15. Zbigniew Szcześniak, Jacek Szcześniak. (2013). Algorithmic method in programming control systems// Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), 89(8), 282–285, 2013.
 16. Азаров А. Д. Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления : автореф. дис... д-

- ра техн.наук : 05.11.16 / Азаров Алексей Дмитриевич ; Винницкий политехнический институт. – Винница, 1994. – 44 с.
17. Біліченко Н. О. Високоточні аналого-цифрові перетворювачі з перерозподілом заряду на основі інформаційної надлишковості : автореф. дис... канд. техн. наук : 05.13.05 / Біліченко Наталія Олександрівна ; Вінницький державний технічний ун-т. – Вінниця, 2001. – 16 с.
 18. McCreary J. L. All-MOS charge redistribution analog-to-digital conversion techniques – Part 1 / J. L. McCreary, P. R. Gray // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1975. – V. 10. – P. 371–379.
 19. Захарченко С. М. Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005. – 235 с.
 20. Азаров О. Д. Високолінійні порозрядні АЦП з ваговою надлишковістю для систем реєстрації і оброблення сигналів / О. Д. Азаров, О. А. Архипчук, С. М. Захарченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005. – 125 с.
 21. Азаров О. Д. Методи та засоби підвищення точності циклічних АЦП на основі вагової надлишковості : монографія / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. В. Бойко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2013. – 132 с.
 22. Захарченко С. М. Исследование и разработка самокалибрующихся АЦП с накопителем заряда на основе избыточных позиционных систем счисления : автореф. дис... канд. техн. наук : 05.13.08 / Захарченко Сергей Михайлович ; Винниц. гос. техн. ун-т. – Винница, 1997. – 16 с.
 23. Бортник, Г. Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високо-частотних сигналів : монографія / Г. Г. Бортник, С. Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 128 с. ISBN 978-966-641-537-3 .

24. Азаров, О. Д. Основи теорії високолінійних аналогових пристроїв на базі двотактних підсилювальних схем / О. Д. Азаров, С. В. Богомолов. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 144 с. ISBN 978-966-641-547-2 .
25. Азаров, О. Д. Повнофункціональна побітова потокова арифметика зі зменшеними витратами обладнання : монографія / О. Д. Азаров, О. І. Черняк. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 200 с. ISBN 978-966-641-542-7.
26. Азаров, О. Д. Швидкодійні високоточні АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю, що самокалібруються : монографія / О. Д. Азаров, Н. О. Біліченко, С. М. Захарченко. – Вінниця : ВНТУ, 2016. – 140 с. ISBN 978-966-641-665-3.
27. И.Романова АЦП фирмы Linear Technology для промышленного применения. // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес 1/2010 с.28 – 32.
28. И.Романова АЦП и ЦАП компании Maxim. Новая продукция. // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес 1/2009 с.22 – 27.
29. Szcześniak A., Myszuda Z. (2010). A method of charge accumulation in the logarithmic analog-to-digital converter with a successive approximation. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, 86(10), 336–340.
30. N. Vako, A. Baric. (2011). A low-power fully differential 9-bit C-2C cyclic ADC. *IEEE 20th European Conference on Circuit Theory and Design*, August 2011. (pp. 576–579).
31. Jongwoo Lee, Joshua Kang, Sunghyun Park, Jae-sun Seo, Jens Anders, Jorge Guilherme, Michael P. Flynn. (2009). A 2.5 mW 80 dB DR 36 dB SNDR 22 MS/s Logarithmic Pipeline ADC. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, 44(10), 2755–2765.
32. S. Sirimasakul, A. Thanachayanont, W. Jeamsaksiri. (2009). Low-Power Current-Mode Logarithmic Pipeline Analog-to-Digital Converter for ISFET based pH Sensor. (9th International Symposium on Communications and Information Technology, ISCIT 2009) *IEEE ISCIT*, (6/09), 1340–1343.

33. Jongwoo Lee, Hyo-Gyuem Rhew, Daryl R. Kipke and Michael P. Flynn. (2010). A 64 Channel Programmable Closed-Loop Neurostimulator with 8 Channel Neural Amplifier and Logarithmic ADC. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, 45(9), 1935–1945.
34. A. Thanachayanont. (2015). A 1- V 330-n W 6-Bit current-mode logarithmic cyclic ADC for ISFET based pH digital readout system. *Circuits System and Signal Processing*, 34(5), 1405–1429. DOI: 10.1007/s00034-014-9908-0.
35. A. Pooja Shukla, B. Dr. V.A.Shah. (2011). Implementation of logarithmic Analog to Digital Converter. *Proceeding of the Multi-Conference 2011: Second International Conference on Signals, Systems & Automation (ICSSA-11)*, EC Department, GII Patel College of Engineering & Technology, Gujarat, India, January, 2011. (pp. 538–542).
36. A serial charge redistribution logarithmic A/D converter/ Lefas C.C.// *Int. J. Circuit Theory and Appl.* – 1989 – 17, № 1 – pp.47 – 54.
37. Піскозуб А.З. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі підвищеної точності. / Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук, Державний університет “Львівська політехніка”, Львів, 1997.
38. Z.R.Mychuda, A.Z.Piskozub "A charge redistribution analog-to-digital converters modelling", *International Workshop on ADC MODELLING. PROCEEDINGS*. House of Scientists, Smolenice Castle, Slovak Republic, May 7–9, 1996, pp.100–105.
39. Мичуда З.Р. Логарифмічні Аналого-Цифрові Перетворювачі – АЦП майбутнього. – Львів: Простір, 2002. – 242с.
40. А.с. 1157551 СССР. Логарифмический аналого-цифровой преобразователь/ В.Б.Дудыкевич, З.Р.Мычуда, В.И.Нечепоренко// Б.И. – 1985. – №19.
41. Мычуда З.Р., Дудыкевич В.Б. Способ определения логарифма: А.с.819948 СССР. – 1982, Б.И. 29.

42. Jan Mulder. High speed analog to digital converter. Patent USA, No US6573853B1, 2003.
43. F. Akopyan, R. Manohar, and A. B. Apsel, "A level-crossing flash asynchronous analog-to-digital converter," in Proc. 12th IEEE Int. Symp. Asynchronous Circuits and Systems (ASYNC'06).
44. F. Kaess et al., "New encoding scheme for high-speed flash ADCs," in Proc. IEEE ISCAS, Jun. 1997, vol. 1, pp. 5–8.
45. Kerth D. A. A 12-bit 1-MHz two-step flash ADC / D. A. Kerth, N. S. Sooch, E. J. Swanson // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1989. – V. 24, № 2. – P. 250–255.
46. Bang-Sup Song. A 10-bit 15-MHz CMOS recycling two-step A/D convtrter / Bang-Sup Song, Seung-Hoon Lee, Michael F. Tompset // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1990. – V. 25, № 6. – P. 1328–1338.
47. Азаров О. Д. Методи та засоби високоточного слідкувального аналого-цифрового перетворення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров, О. В. Дудник. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2014. – 120 с.
48. Hadidi K. An 8-b 1,3 MHz Successive Approximation A/D Converter / K. Hadidi, S. Vincent, Gabor C. Temes // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1990. – V. 25, № 3. – P. 880–885.
49. Азаров О. Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 232 с.
50. Азаров О. Д. Характеристика перетворення порозрядного АЦП, що самокалібрується, побудованого на неточному ЦАП із ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Кадук // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – Вінниця : ВНТУ, 2007. – № 3(10). – С. 8–18.
51. Ракитянська Г. Б. Моделювання та оптимізація швидкодії та алгоритмічної надійності надлишкових АЦП порозрядного

- врівноваження : автореф. дис... канд. техн. наук : 05.13.05 / Г. Б. Ракитянська ; Вінниц. держ. техн. ун-т. – Вінниця, 1998. – 16 с.
52. Lee C.C. A new switched-capacitor realization for cyclic analog-to-digital converter // Proc/ ISCAS'83, Newport, CA. – 1983. – p.1261-1265.
53. Brian Watson. Analog to Digital Conversion Using Recurrent Neural Networks.[Text] Patent USA, no. US007345604B2, 2008.
54. О.В. Полярус. Динамічна нейромережева модель первинного перетворювача. [Текст] / О.В. Полярус, А.О Подорожняк, А.О. Коваль // ISSN 2079-0031 Вестник НТУ "ХПИ". – 2014. – № 35 (1078) – с. 152 – 160.
55. Драбич П. П. Застосування рекурентних алгоритмів для синтезу пристроїв пошуку підземних електрокомунікацій [Текст] / Драбич П. П., Драбич О. П., Яворський І. М. // Відбір і обробка інформації. – 2002. – № 16(92), с.69 – 72.
56. Aigerim Tankimanova, Akshay Kumar Maan, Alex Pappachen James. (2017) Level-shifted neural encoded analog-to-digital converter [conference-paper] / 24th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS): 5-8 December 2017, Batumi, Georgia. DOI: 10.1109/icecs.2017.8292026 .
57. Masa-aki Sato. A real time learning algorithm for recurrent analog neural networks. // Biological Cybernetics . January 1990, Volume 62, Issue 3, pp. 237–241.
58. Іляш Юрій Юрійович «Методи та засоби адаптивного стиснення інформаційних потоків на основі рекурентних кодових послідовностей» Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.13.05 – комп'ютерні системи та компоненти. Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника, 2012.

59. Іляш Юрій Юрійович Пат. 72227 UA; МПК (2012.01) G05B 7/00. Рекурентно-адаптивний спосіб зменшення надлишковості інформаційних потоків заявник Прикарпатський національний університет імені Василя Стефаника, – №u201201311 заявл. 08.02.2012; опубл. 10.08.2012, Бюл. №15, 2012.
60. Іляш Юрій Юрійович Узагальнений рекурентно-адаптивний метод зменшення надлишковості інформаційних потоків Науковий вісник ЧНУ, 2011 – Том №2, випуск 3. – Комп'ютерні системи та компоненти. Чернівці: ЧНУ – 2011.
61. Ромашко, Володимир Якович Аналіз режимів роботи перетворювачів електронної енергії методом функцій вільного режиму. Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2010. <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/806> .
62. Патент №4975700 США. Analog-to-digital converter with non-linear error correction/ Tan Khen-Sang// Texas Instr-s Inc.- №497809, оп.4.12.90; НКІ 341/118.
63. Shoji Kawahito, Zheng Liu, Yasuhide Shimizu, Kuniyuki Tani, Akira Kurauchi, Koji Sushihara, Koichiro Mashiko. Sample hold circuit for use in time-interleaved A/D converter apparatus including paralleled low-speed pipeline A/D converters. Patent USA, No US7834786B2, 2010.
64. Азаров О. Д. Конвеєрні аналого-цифрові перетворювачі з ваговою надлишковістю / О. Д. Азаров, О. В. Шапошніков, С. М. Захарченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2006. – 157 с.
65. Ichiro Fujimori. D/A converter and delta-sigma D/A converter. Patent USA, No . US5990819A, 1999.

66. John Laurence Melanson, Yu Qing Yang. Delta-sigma modulators with improved noise performance. Patent USA, No US6956514B1, 2005.
67. Gong Tom Lei, Thuan Luong Nguyen, Daniel John Allen, John Laurence Melanson. Delta-sigma modulators with double sampling input networks and systems using the same. Patent USA, No US7167119B1, 2007.
68. Yuqing Yang, John Laurence Melanson. Delta-sigma modulators with improved noise performance. Patent USA, No US6873276B2, 2005.
69. Shahrzad Naraghi, Matthew Courcy, Michael P. Flynn, A 9-bit, 14 μ W and 0.06 mm² Pulse Position Modulation ADC in 90 nm Digital CMOS //IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS VOL. 45, NO. 9, SEPTEMBER 2010, pp. 1870 – 1880.
70. T. Fusayasu, “A fast integrating ADC using precise time-to-digital conversion,” in Nuclear Science Symp. Conf. Rec., Oct. 2007, vol. 1, pp. 302–304.
71. S. Naraghi, M. Courcy, and M. P. Flynn, “A 9 bit 14 μ W 0.06 mm pulse position modulation ADC in 90 nm digital CMOS,” in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, Feb. 2009, pp. 548–549.
72. Bernhard E. Boser. The design of sigma-delta modulation analog-to-digital converters / Bernhard E. Boser, Bruce A. Wooley // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1988. – V. 23, № 6. – P. 35–37.
73. Гудинаф Ф. Интегральные аналого-цифровые преобразователи для диапазона звуковых частот / Фрэнк Гудинаф // Электроника. – 1989. – № 9. – С. 75–78.
74. Norsworthy S. R. A 14-bit 80-kHz sigma-delta A/D converter modeling, design and performance evaluation / S. R. Norsworthy, I. G. Post, H. S. Fetterman // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1989. – V. 24, № 2. – P. 256–266.

75. Hurst P. Delta-sigma ADC with Redused Sensitivity to on AMP Noise and Gain / P. Hurst, R. Levinson // IEEE Int. Symp. Circuits and Syst. – 1989. – V. 1. – P. 34–39.
76. Гудинаф Ф. 20-разрядные дельта-сигма АЦП для измерительной аппаратуры / Фрэнк Гудинаф // Электроника. – 1991. – № 8. – С. 41–45.
77. Patent 4399426 USA, H03K 13/02. On board self-calibration of analog-to-digital and digital-to-analog converters / K. S. Tan – US 06/260, 435 ; Fil. 04.05.1981 ; Publ. 16.08.1983. – 14 p.
78. Hae-Seung Lee. Self-calibration technique for A/D converters / Hae-Seung Lee, David A. Hodges // IEEE Transactions on circuits and systems. – 1983. – V. 30, № 3. – P. 188–190.
79. Hae-Seung Lee. A Self-calibrating 15-bit CMOS A/D Converter / Hae-Seung Lee, David A. Hodges, Paul R. Gray.// IEEE J. Solid-State Circuits. – 1984. – V. 19, № 6. – P. 813–817.
80. Harlan Ohara. A CMOS programmable self-calibrating 13-bit eight-channel data acquisition peripheral / Harlan Ohara, Hung W. Ngo, M. J. Armstrong // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1987. – V. 22, № 6. – P. 930–938.
81. Захарченко С. М. Нові методи цифрового самокалібрування для АЦП з перерозподілом заряду / С. М. Захарченко, Н. О. Біліченко, О. Д. Азаров. // Приборостроение – 2000 : міжнар. наук.-техн. конф. : зб. праць – Симеіз, 2000. – С. 233–237.
82. Крупельницький Л. В. Аналоговые устройства самокорректирующихся АЦП для систем измерения и обработки низкочастотных сигналов : автореф. дис... канд. техн. наук : 05.11.13 / Л. В. Крупельницький ; Винниц. политех. ин-т. – Винница, 1994. – 16 с.
83. Азаров А. Д. Семнадцатиразрядный самокорректирующийся АЦП / А. Д. Азаров, В. И. Моисеев, В. П. Марценюк // Приборы и системы управления. – 1986. – № 1. – С. 34–42.

84. Біліченко Н. О. Самокалібрування надлишкових АЦП з перерозподілом заряду / Н. О. Біліченко, С. М. Захарченко, О. Д. Азаров // Реєстрація, зберігання та обробка інформації. – 2000. – Т. 2, № 1 – С. 67–74.
85. Азаров О. Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення / О. Д. Азаров – Вінниця : УНІВЕРСУМ– Вінниця, 2004. – 260 с.
86. Азаров О. Д. Підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів методами інформаційної надлишковості / О. Д. Азаров, С. М. Захарченко, М. О. Кравцов. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1998. – № 2. – С. 78–83.
87. Азаров О. Д. Багаторозрядні АЦП і ЦАП із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов : монографія / О. Д. Азаров, О. В. Кадук. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 150 с.
88. Азаров О. Д. Багатоканальні ІВС опрацювання стрибкоподібних сигналів на базі АЦП із ваговою надлишковістю : монографія / О. Д. Азаров, А. В. Снігур. – Вінниця : УНІВЕРСУМ- Вінниця, 2008. – 138 с.
89. Азаров О. Д. Високопродуктивні АЦП із ваговою надлишковістю зі змінними тривалостями тактів порозрядного кодування / О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, В. А. Гарнага. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2012. – 161 с.
90. Захарченко С. М. Підвищення точності циклічних АЦП за рахунок використання надлишкових позиційних систем числення / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков // Наука и предпринимательство – 2005 : матеріали міжнародної науково-технічної конференції. – Ялта, 2005. – С. 61–63.
91. Біліченко Н. О. Дослідження похибок самокаліброваних АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення / Н. О. Біліченко, С. М. Захарченко, О. Д. Азаров // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2000. – № 1. – С. 59–63.

92. Захарченко С. М. Метод підвищення швидкодії АЦП із перерозподілом заряду за рахунок використання вагової надлишковості / С. М. Захарченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – № 1. – С. 14–18.
93. Захарченко С. М. Підвищення точності АЦП із перерозподілом заряду за рахунок використання вагової надлишковості / С. М. Захарченко // Вісник вінницького політехнічного інституту. – 2008. – № 3. – С. 57–62.
94. Дудикевич В.Б. Число-імпульсні функціональні перетворювачі з імпульсними зворотними зв'язками: монографія / В.Б. Дудикевич, В.М. Максимович, Л.В. Мороз. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 244 с.
95. А.с. 1381498 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.Б.Дудыкевич, В.Н.Максимович// Б.И.-1988.- №10.
96. А.с. 1037248 СССР. Логарифмический преобразователь/ В.Б. Дудыкевич, Л.В.Мороз// Б.И.-1983.- №31.
97. А.с. 1383346 СССР. Логарифмический преобразователь/ М.А.Гаврилюк, Т.Г.Галамай, В.В.Древняк, Л.В.Мороз // Б.И.-1988.- №11.
98. Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Гордійчук Р.А. Гібридні функціональні перетворювачі з частотною модуляцією вхідних сигналів// Міжнародна конференція з управління “Автоматика-2000”. Праці.- Л.: ДНДІ інформаційної інфраструктури, 2000, ч.1, с.164-170.
99. Дудыкевич В.Б., Мычуда З.Р. Современное состояние аналого-частотных функциональных преобразователей// Всесоюз.НТК по ИИС «ИИС-81». Тезисы докладов.- Львов: НПО «Система», 1981, ч.2, с. 103.
100. Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Гордійчук Р.А. Чотиривходовий помножувально-подільний перетворювач напруга-частота// Вісник ДУЛП - Автоматика, вимірювання та керування.- Л.: ДУЛП, 1996, вип.305, с. 50-53.

101. Гордійчук Р.А., Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р. Гібридні степеневі функціональні перетворювачі. Матеріали міжнародної науково-технічної конференції “АВІА-2001”, Київ.
102. 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.
103. А.с. 1295388 СССР. Устройство для вычисления логарифмической функции/ В.Б.Дудыкевич, О.Б.Котыло// Б.И.-1987.- №9.
104. Дудыкевич В.Б. Число-импульсные измерительные преобразователи: Автореф. Дис....д-ра техн. наук. – Львів, 1991. – 36 с.
105. Максимович В.М. Число-імпульсні функціональні перетворювачі з імпульсними зворотними зв'язками: Автореф. Дис....д-ра техн. наук. – Львів, 2007. – 33 с.
106. Мороз Л.В. Измерительные число-импульсные функциональные преобразователи с улучшенными метрологическими характеристиками: Автореф. Дис....канд. техн. наук. – К., 1984. – 22 с.
107. Горпенюк А.Я. Реверсивні число-імпульсні функціональні перетворювачі: Автореф. Дис....канд. техн. наук. – Львів, 1997. – 18 с.
108. Отенко В.І. Число-імпульсні функціональні перетворювачі для систем керування: Автореф. Дис....канд. техн. наук. – Львів, 1998. – 18 с.
109. Вітер О.С. Удосконалення число-імпульсних пристроїв для вимірювання та функціонального перетворення частотних і часових параметрів сигналів: Автореф. Дис....канд. техн. наук. – Львів, 1999. – 19 с.
110. Мороз Л. В. Теорія та швидкодіючі апаратно-програмні засоби ітераційних методів обчислення функцій [Текст] : автореф. дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.05 / Мороз Леонід Васильович ; Нац. ун-т "Львів. політехніка". – Л., 2013. – 33 с. : рис., табл.

111. Стахів М. Ю.. Цифрові функціональні перетворювачі розгортуючого типу з покращеними характеристиками: Автореф. Дис. канд. техн. наук. – Львів, 2013. – 18 с.
112. Стрилецкий З. М. Измерительные нелинейно-аппроксимирующие цифро-частотные функциональные преобразователи. [Текст] / Автореф. дис. ... канд. техн. наук. З. М. Стрилецкого. – Киев, – 1987. – 16 с.
113. Горпенюк А.Я., Дудикевич В.Б., Лагун А.Е. Число-імпульсний функціональний блок широкодіапазонного цифрового частотоміра [Текст] / А. Я. Горпенюк, В. Б. Дудикевич, А. Е. Лагун. // Вісник НУ “Львівська політехніка”, Автоматика, вимірювання та керування. – 2004. – №500. – с.81-88.
114. Дудикевич В.Б. Числовые измерительные преобразователи кодов с распараллеливанием вычислительных функций // Распараллеливание обработки информации: Тез. докл. и сообщ. VII Всесоюз. школы-семинара 4.2. – Львов, 1989. – с.146–147.
115. Дудикевич В.Б., Лагун А.Е. Особливості автоматизованого структурного синтезу показникових та степеневих число-імпульсних функціональних перетворювачів // Міжнародна науково-технічна конференція «Автоматика – 2000». – Львів, 2000. – с.153–157.
116. Баран Р.Д, Вітер О.С., Максимович В.М. Використання принципу змінної розрядності для побудови логарифмічних перетворювачів із заданою основою // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах: Зб.наук.праць. – Хмельницький, 2001. – Вип. №8. – с.126-131.
117. Максимович В.М. Можливість побудови двійково-десятькового перетворювача число-імпульсного коду на базі двійкового перетворювача // Зб.наук.праць Української академії друкарства «Комп'ютерні технології друкарства». – Львів. – 2006.- №15. – с.201-207.

118. Гаврилюк М. А. Число-импульсный функциональный преобразователь. [Текст] / М. А. Гаврилюк, Л. В. Мороз. – А.с. СССР. – №1022160. – 1983.
119. Дудикевич В. Б. Використання обернено пропорційних перетворювачів із змінною розрядністю для вимірювання частоти. [Текст] / В. Б. Дудикевич, Р. Д. Баран, В. М. Максимович, Л. В. Мороз. // Вісник ДУ “Львівська політехніка” - “Радіoeлектроніка та телекомунікації”. – 2000. – №387. – С. 212-216.
120. Данчеев В. П. Организация структур и теория точности цифровых частотных вычислительных устройств. [Текст] : Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – Москва, 1980. – 40 с.
121. Смоллов В.Б., Угрюмов Е.П., Артамонов А.Б. и др. Время-импульсные вычислительные устройства. – М.: Радио и связь, 1983. – 288 с.
122. Смоллов В. Б. Функциональные преобразователи информации. [Текст] / В. Б. Смоллов. – Л.: Энергоиздат, Ленинградское отд., – 1981. – 248с.
123. Орнатский П. П. Автоматические измерения и приборы. [Текст] / П. П. Орнатский. – К.: Вища шк., 1986. – 504 с.
124. Петух А. М. Дослідження дискретизованих імпульсних потоків в інформаційно-вимірювальних системах. [Текст] / А. М. Петух. – Вінниця, – 1994. – 35 с.
125. Попов Б. А. Приближение функций для технических приложений. [Текст] / Б. А. Попов, Г. С. Теслер. – Киев: Наукова думка, – 1980. – 352 с.
126. Теслер Г. С. Новая кибернетика. [Текст] / Г. С. Теслер. – К.: Логос. – 2004. – 404 с.
127. Hwang K. Computer arithmetic principles, architecture and design. [Text] / K. Hwang. – New York, John Willy & Sons, – 1979, – p.419.

128. Liddicoat A. A. High-Performance Arithmetic for Division and the Elementary Functions. [Text] / A. A. Liddicoat // A dissertation for the degree of Doctor of Philosophy. Stanford University, – 2002. – p. 141.
129. Аналогові функціональні перетворювачі на основі перерозподілу заряду/ Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. // тези доповідей 2-ї української конференції з автоматичного керування "Автоматика -95".
130. Мичуда Л.З. Аналогові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.13.05 / Леся Зиновіївна Мичуда ; Держ. ун-т "Львів. політехніка". — Л., 1999. — 19 с. — укр.
131. Мичуда Л.З. Найпростіший аналоговий функціональний перетворювач на комутованих конденсаторах // Вісник Державного університету "Львівська політехніка": "Автоматика, вимірювання та керування", №348, 1999. – с. 85-89.
132. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б. Аналогові функціональні перетворювачі на основі перерозподілу заряду // Міжвідомчий зб. "Вимірювальна техніка і метрологія" . - Львів: Вища школа, 1996. – с.78-82.
133. Дудикевич В.Б., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Аналоговий багатофункціональний перетворювач на основі перерозподілу заряду// Наукові праці конференції "Комп'ютерні технології друкарства: алгоритми, сигнали, системи", ДРУКОТЕХН-96. –Львів: Українська академія друкарства, 1996. – с. 115.
134. А.с. 723604 СССР. Логарифмический преобразователь отношения/ М.Ф.Акутин, В.А.Романов, А.В.Широбоков// Б.И.-1980.- №11.
135. А.с. 752373 СССР. Экспоненциальный функциональный преобразователь/ В.Е.Ямный// Б.И. –1980. – №28.
136. А.с. 1820396 СССР. Перемножитель электрических сигналов/ Шлемин Д.Л.// Бюл.- 1993.- N 21.

137. А.с. 1624488 СССР. Функциональный преобразователь/ Сергеев И.Ю.// Бюл.- 1991.- N 4.
138. А.с. 1675910 СССР. Функциональный преобразователь/ Сергеев И.Ю.// Бюл.- 1991.- N 31.
139. Четырехквadrантный аналоговый умножитель на переключаемых конденсаторах/ Zhang Zhangmiao, Dong Xuesi, Zhang Zhijian// Дянь-цзы сюэбао=Acta electron. sin. - 1989 - 17, N 3. - С. 118 - 120 -Кит.
140. А.с. 1487073 СССР. Функциональный преобразователь двух переменных/ Сергейчик, Дозоров// Бюл.- 1989.- N 22.
141. А.с. 1647600 СССР. Функциональный преобразователь/ А.А.Маслов, Русланов// Б.И.-1991.- №17.
142. Заявка №44–4186 Япония. Схема умножения двух величин// Б.И. – 1972. – №7.
143. Заявка №36–28828 Япония. Вычислительное устройство// Б.И. – 1972. – №24.
144. Альховик А. С. Матричное вычислительное устройство конвейерного типа для реализации элементарных функций. [Текст] / А. С. Альховик, В. Д. Байков, В. Б. Смолов // Автоматика и телемеханика. – 1981. – №5. – С. 181-184.
145. Аристов В. В. Устройство для вычисления тригонометрических функций. [Текст] / В. В. Аристов : А.с. СССР. – №928348. – 1982.
146. Байков В. Д. Устройство для вычисления гиперболических функций. [Текст] / В. Д. Байков, В. В. Пикулин, В. Н. Попов : А.с. СССР. – J6 957208. – 1982.
147. Горпенюк А. Я. Широкодiапазонний синусно-косинусний функціональний перетворювач. [Текст] / А. Я. Горпенюк, В. Б. Дудикевич, А. Е. Лагун. // Вісник ДУ “Львівська політехніка”, Радіоелектронiка та телекомунiкації. – 2000. – №387. – с.420-424.

148. Грушвицкий Р. И. Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем / Р. И. Грушвицкий, А. Х. Мурсаев, В. Б. Смоллов. – Л. : Энергоатомиздат, 1989. – 160 с.
149. Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации. / В. Б. Смоллов, Е. П. Угрюмов, В. К. Шмидт [и др.] ; под ред. В. Смоллова. – Л. : Энергия, 1976. – 336 с.
150. Смоллов В. Б. Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями / В. Б. Смоллов. – М. : Госэнергоиздат, 1961. – 135 с.
151. Чернявский Е. А. Аналого-цифровые измерительно-вычислительные преобразователи / Е. А. Чернявский, Чье Ен Ун. – СПб. : Энергоатомиздат, 1994. – 139 с.
152. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств / Э. И. Гитис. – М. : Энергия, 1975. – 448 с.
153. Гитис Э.И. Аналого-цифровые преобразователи / Э. И. Гитис, Е. А. Пискулов. – М. : Энергоатомиздат, 1981. – 360 с.
154. Автоматизация проектирования аналого-цифровых устройств / Э. И. Гитис, Б. Л. Собкин, А. Н. Подколзин [и др.]. ; п од ред. Э. И. Гитиса. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 182 с.
155. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – К. : Вища школа, 1983. – 455 с.
156. Орнатский П. П. Измерительный эксперимент : учебное пособие / П. П. Орнатский, Н. Ф. Пономаренко. – К. : КПИ, 1979. – 112 с.
157. Преобразователи формы информации с обработкой данных / под общ. ред. А. И. Кондалева. / В.А. Багацкий, Ю.М. Грешищев, И.В. Самус, В.А. Фабричев/– К. : Наукова думка, 1992. – 264 с.
158. Вопросы проектирования преобразователей формы информации. информации / под общ. ред. А. И. Кондалева./ Кондалев А.И., Никитин

- А.Н., Багацкий В.А., Романов В.А. и др– К. : Наукова думка, 1977. – 242 с.
159. Высокопроизводительные преобразователи формы информации / А. И. Кондалев, В. А. Багацкий, В. А. Романов, В. А. Фабричев. – К : Наукова думка, 1987. – 280 с.
160. Багацкий В. А. Современные аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи / В. А. Багацкий. – К. : Знання, 1980. – 21 с.
161. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации для контрольно-измерительных систем и вычислительных комплексов / А. И. Кондалев, П. С. Клочан, В. Н. Лаврентьев // Проблемы создания преобразователей формы информации. – К. : Наук. думка, 1980. – Ч. 2. – С. 12–20.
162. Кондалев А. И. Комбинированный аналого-цифровой преобразователь / А. И. Кондалев, М. Е. Овчарук, М. П. Сиверский // Устройства и элементы систем автоматизации научного эксперимента. – Новосибирск : Изд-во СибГУ, 1970. – С. 331–335.
163. Багацкий В. А. Теория построения, проектирование и практическая реализация аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей общего применения : автореф. дис... д-ра техн. наук : 05.13.08 / Багацкий Валентин Алексеевич ; Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины. – К., 1994. – 35 с.
164. Романов В. А. Теория, методы построения и техническая реализация микропроцессорных преобразователей формы информации с повышенной надежностью и производительностью : автореф. дис... д-ра техн. наук : 05.13.05 / Романов Владимир Александрович ; Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины. – К., 1994. – 34 с.
165. Романов В. А. Аналого-цифровые микропроцессоры в информационно-вычислительных и управляющих системах / Владимир Александрович Романов. – К. : Знання, 1984. – 16 с.

166. Кондалев А. И. Преобразователи формы информации компьютерного типа / А. И. Кондалев – К. : 1990. – 45 с. – Препр. – АН УССР, Ин-т кибернетики; 90–19.
167. Вклад Украины в развитие системных преобразователей формы информации / А. И. Кондалев, В. А. Романов, В. А. Багацкий, П. С. Клочан // “Компьютеры в Европе. Прошлое, настоящее и будущее” : труды Междунар. симпозиума. – К. : ИК НАН Украины. – 1998. – С. 34–39.
168. Захарченко С. М. Високоточні АЦП з перерозподілом заряду для систем контролю та керування / С. М. Захарченко, Н. О. Біліченко. // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – № 4. – С. 65–67.
169. Азаров А. Д. Исследование принципов построения и разработка преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями : автореф. дис... канд. техн. наук : 05.11.16 / Азаров Алексей Дмитриевич ; ХИРЭ. – Харьков, 1980. – 16 с.
170. Дослідження постійних часу перехідних процесів в конденсаторних матрицях АЦП з перерозподілом заряду / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков, Ю. В. Тележкіна // Автоматика-2006 : матеріали міжнародної науково-технічної конференції. – Вінниця, 2006.
171. Захарченко С. М. Дослідження часових параметрів АЦП із перерозподілом заряду / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – Черкаси, 2006. – Спецвипуск. – С. 153–155.
172. Конденсаторні матриці для ЦАП на основі НПСЧ / О. Д. Азаров, О. О. Решетнік, В. А. Гарнага [та ін.] // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – Вінниця, 2006. – № 2. – С. 6–18.
173. Азаров О. Д. Підвищення точності швидкодіючих АЦП конвеєрного типу методом інформаційної надлишковості / О. Д. Азаров, О. В.

- Шапошніков // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2001. – № 5. – С. 68–73.
174. Азаров О. Д. Прискорення аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення / О. Д. Азаров // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1993. – № 1. – С. 22–27.
175. Пат. 108294 UA, МПК H03M 1/26. Аналого-цифровий перетворювач / С. М. Захарченко (Україна). - № а201309943; заявл.09.08.2013; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 7. - 10 с. : кресл.
176. Пат 94779 UA, МПК H03M 1/12. Спосіб аналого-цифрового перетворення і пристрій для його реалізації / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, М. Г. Захарченко (Україна) – № а200906396; заявл. 19.06.2009; опубл. 10.06.2011, Бюл. № 11. – 8 с.
177. Захарченко С. М. Структури інтегральних конденсаторів як основа побудови конденсаторних матриць для АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю / С. М. Захарченко // Наукові праці ВНТУ. – 2009. – № 4. – Режим дост. до журн. : <http://praci.vntu.edu.ua/index.php/praci/article/view/163>.
178. Мичуда З.Р. Методи та засоби логарифмічного аналого-цифрового перетворення: Автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.13.05 / Зиновій Романович Мичуда ; Нац. ун-т "Львів. політехніка". — Л., 2002. — 35 с.: рис. — укр.
179. Ільканич К.І. Порозрядні логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.13.05 / К.І. Ільканич ; Нац. ун-т "Львів. політехніка". — Л., 2006. — 17 с. — укр.
180. Антонів У. С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду : автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.13.05 / У. С. Антонів; Нац. ун-т "Львів. політехніка" . - Л., 2013. - 20 с. - укр.
181. A switched-capacitor charge-balancing analog-to-digital converter. Matsumoto Hiroki, Shimizu Hiromi, Watanabe Kenzo. "IEEE Instrum. and

- Meas. Technol. Conf., Boston, Mass., Apr. 27-29, 1987. Conf. Proc." New York, N.Y., 1987, 110-114 (англ.)
182. An auto-ranging switched-capacitor analog-to-digital converter. Kondoh Kazuyuki, Wanatabe Kenzo. "IEEE Instrum. and Meas. Technol. Conf., Boston, Mass., Apr. 27 - 29, 1987. Conf. Proc." New York, N.Y., 1987, 115 - 118 (англ.)
183. Switched-capacitor transducers with digital or duty-cycle output based on pulse-width modulation technique./ Cichocki A., Unbehauen R. // Int. J. Electron. - 1991. - 71, N 2 - С.265 - 278.
184. Заявка Р 3616936 ФПГ. Shalter-Kondensator-Netzwerk fur eine nichtlineare Verarbeitung analogen Signale/ Unbehauen Rolf, Cichocki Andrzej// Опубл. 26.11.87.
185. Switched-capacitor integrator with reduced sensitivity to amplifier gain. Nagaraj K., Vlach J., Wiswanathan T.R., Singhal K. "Electron. Lett.", 1986, 22, N 21, с.1103-1105 (англ.).
186. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами: Пер. с польск.-М.: Мир, 1992.- 416с.
187. 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.
188. Patrick John Quinn (2006). High-accuracy switched-capacitor techniques applied to filter and ADC design. / Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven. DOI: 10.6100/IR611679 .
189. David Johns and Ken Martin (1997). Switched-Capacitor Circuits. / – University of Toronto, ISBN: 0-471-14448-7, 706 Pages. – Режим доступа: <http://www.eecg.toronto.edu/~johns/nobots/Book/book.html> .
190. Richard E. Schreier, Trevor Caldwell. (2008) ECE 1371 Advanced Analog Circuits Notes 2008. / Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto. Режим доступа:

<http://individual.utoronto.ca/schreier/lectures/7-2.pdf>

i

<http://individual.utoronto.ca/schreier/lectures/7-6.pdf> .

191. John K. Fiorenza, Todd Sepke, Peter Holloway, Charles G. Sodini, Hae-Seung Lee. (2006). Comparator-Based Switched-Capacitor Circuits for Scaled CMOS Technologies. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 41(12), 2658–2668.
192. Behzad Razavi, McGraw-Hill. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. 1999. Режим доступа: http://d1.amobbs.com/bbs_upload782111/files_24/ourdev_521342.pdf .
193. Gang Chen (2011). *Design of a low power switched-capacitor pipeline analog-to-digital converter.* / University of New Hampshire, Durham , Doctoral Dissertations 623. Режим доступа: <https://scholars.unh.edu/dissertation/623> .
194. Remco M. Stoutjesdijk. Switched—capacitor Circuit. Patent USA, No US7804434B2, 2010.
195. Yu Qing Yang. Switched-capacitor summer circuits and methods and systems using the same/ Patent USA, No US6570519B1, 2003.
196. Yu Ang Yang. Switched-capacitor circuits and methods with improved settling time and systems using the same. Patent USA, No US6509790B1, 2003.
197. Guangming Yin, Bo Zhang. Code independent charge transfer scheme for switched-capacitor digital-to-analog converter. Patent USA, No US6437720B1, 2002.
198. Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедиа : справочник / под ред. А. В. Перебаскина. – М. : Додэка, 1996. – 384 с.
199. Аналого-цифровые преобразователи. Информационный бюллетень фирмы Analog Devices // *Электронные компоненты и системы*. – 2000. – № 7 (35). – С. 19–30.

200. Kester W. Analog-Digital Conversion / W. Kester. – USA : Analog Devices Inc., 2004.
201. Mixed Signal Products 1996/97, Burr-Brown Corporation.
202. Analog Devices. WorldWide Headquarters. – USA, Norwood, 1993. – 160 p.
203. Aparicio R. Capacity limits and matching properties of integrated Capacitors / R. Aparicio, A. Hajimiri // IEEE J. Solid-State Circuits. – 2002. – V. 37, № 3. – P. 384–393.
204. Yee Y. S. A two-stage weighted capacitor network for D/A, A/Dconversion / Y. S. Yee, L. M. Terman , L. G. Heller // IEEE J. Solid-StateCircuits. – 1979. – V. 14, № 4. – P. 778–781.
205. Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.analog.com> .
206. Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.ti.com/>
207. Офіційний сайт. – Режим доступу : www.tme.eu
208. Single Supply, Low Power Triple Video Amplifier / Analog Devices // Офіційний сайт. – Режим доступу : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD813.pdf>.
209. Mc. Creary J. L. Matching properties and voltage and temperature dependence of MOS capacitors / J. L. Mc. Creary // IEEE J. Solid-State Circuits. – 1981. – V. 16. – P. 608–616.
210. W. Qian. (2012). A Switched-Capacitor DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Component Rating and Count. IEEE Transactions on Industry Applications, 48 (4), 1397–1406. DOI: 10.1109/TIA.2012.2199731.
211. Francesco Centurelli, Andrea Simonetti, Alessandro Trifiletti (2009). Near - Optimum Switched Capacitor Sample -and-Hold Circuit. / IEEE NORCHIP Conference, pp.16-17, November 2009.
212. Trevor Caldwell (2014). Noise in Switched-Capacitor Circuits./ Journal Advanced Analog Circuits Class Description – Режим доступу:

- http://www.eecg.toronto.edu/~johns/ece1371/slides/ECE1371_NoiseSC-2.pdf
213. Switched-capacitor integrator with reduced sensitivity to amplifier gain. Nagaraj K., Vlach J., Wiswanathan T.R., Singhal K. "Electron. Lett.", 1986, 22, N 21, с.1103-1105 (англ.).
214. Harsh Thekdi, Mehul L. Patel (2014). LOW -POWER HIGH-SPEED SAMPLE AND HOLD CIRCUIT BASED ON SWITCHED CAPACITOR. / International Journal For Technological Research In Engineering. Volume 1, Issue 10, pp. 1240-1243, June-2014. ISSN (Online): 2347-4718. Режим доступу:
<https://pdfs.semanticscholar.org/a35c/da4831ebbc6214ba021d27f933eb7731fed2.pdf>
215. 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.
216. Peter Frith. Switched capacitor DAC. Patent USA, No US7102557B1, 2006.
217. Sterling L. Smith. Digital to analog conversion system. Patent USA, No US5821892A, 1998.
218. Douglas A. Garrity, Patrick L. Rakers. Switched capacitor gain stage. Patent USA, No US5574457A, 1996.
219. Seung-Chul Lee, Min-hyung Cho, Chong-Ki Kwon. Current-steering digital-to-analog converter. Patent USA, No US7030799B2, 2006.
220. L. Cong. Pseudo C-2C Ladder Based Data Converter Technique / Cong L. // IEEE Transactions on circuits and systems. – 2001. – V. 48, № 10. – P. 927–929.
221. Якимов А.В. ФИЗИКА ШУМОВ И ФЛУКТУАЦИЙ ПАРАМЕТРОВ: Электронное учебное пособие. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2013. – 85 с.

222. Г.Отт Методы подавления шумов и помех в электронных системах / Под ред. канд.техн.наук М.В. Гальперина/- Москва: изд. МИР, 1979.- 317с.
223. Р.Рид. Основы теории передачи информации. : Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. – 320 с.
224. Richard Schreier, José Silva, Jesper Steensgaard, Gabor C. Temes. (2005). Design-Oriented Estimation of Thermal Noise in Switched-Capacitor Circuits. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS — I: REGULAR PAPERS, VOL. 52, NO. 11, pp. 2358-2368.
225. John Laurence Melanson. Noise shapers with shared and independent filters and multiple quantizers and data converters and methods using the same. Patent USA, No US6744392B22004.
226. Axel Thomsen, Sherry Xiao Hong Wu, John Laurence Melanson. Switched-capacitor circuits with reduced distortion. Patent USA, No US6617908B1, 2003.
227. Marjorie Plisch, John Melanson, Stephen Hodapp, Giri Rangan. Signal processing system with baseband noise modulation and noise fold back reduction. Patent USA, No US20040141558A1, 2004.
228. E. A. M. Klumperink et al., “Reducing MOSFET 1/f noise and power consumption by switched biasing,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol.35, no. 7, pp. 994–1001, Jul. 2007.
229. P. Nuzzo et al., “Noise analysis of regenerative comparators for reconfigurable ADC architecture,” IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 55, no. 6, pp. 1441–1454, Jul. 2008.
230. Азаров О.Д., Захарченко С.М., Архипчук О.А. Метод самокалібрування похибок порозрядних АЦП з ваговою надлишковістю // Вісник ВПІ. – 2002. – №6. – с.5–8.
231. Азаров О.Д., Захарченко С.М. Аналіз статичних похибок АЦП із врівноваженням зарядів // Вісник ВПІ. – 1995. - №2. – с.5–12.

232. Азаров О.Д., Біліченко Н.О., Захарченко С.М. Дослідження похибок самокалібрування АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення // Вісник ВПІ. – 2000. - №1. – с.59–64.
233. Будз Б. Д. Імітаційне моделювання число-імпульсних функціональних перетворювачів зі зрівноважуванням. [Текст] / Б. Д. Будз, В. Б. Дудикевич. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2007. - №1(70). – с. 45-50.
234. Горпенюк А. Я. Імітаційне моделювання конвеєрних число-імпульсних функціональних перетворювачів. [Текст] / А. Я. Горпенюк, В. Б. Дудикевич, Н. М. Лужецька. // Вісник Національного університету “Львівська політехніка” “Автоматика, вимірювання та керування”. – 2005. – № 530. – с. 66-75.
235. Мороз Л. В. Похибки двійкового число-імпульсного помножувача. [Текст] / Л. В. Мороз, М. Ю. Стахів // Вісник НУ„ЛП” „Автоматика, вимірювання та керування”. – 2005. – №530, – с. 13-22.
236. Пархуць Л. Т. Дослідження похибок число-імпульсних перетворювачів. [Текст] / Л. Т. Пархуць, З. М. Стрілецький // Вісник ДУЛП: Автоматика, вимірювання та керування. – 1996. – №305. – С.126-128.
237. Отенко В.І. Покращення метрологічних характеристик число-імпульсних вимірювальних перетворювачів // Вимірювальна техніка в технологічних процесах і конверсії виробництва: Збірник матеріалів конференції. – Хмельницький, 1995. – с.33.
238. Стахів М.Ю., Мороз Л.В., Стрілецький З.М. Число-імпульсні моделі нелінійних функціональних залежностей // Комп'ютерні технології друкарства. – Львів. – 2005.- №13. – с.188-197.
239. Стахів М.Ю., Мороз Л.В., Стахів Р.І. Корекція похибок число-імпульсних функціональних перетворювачів // II Міжнародна науково-практична конференція «Сучасні наукові дослідження – 2006» (20-28 лютого 2006 р.). – с.34-38.

240. Похибки квантування в АЦП на основі надлишкових позиційних систем числення / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага, О. О. Решетнік, О. В. Кадук / Вісник Вінницького політехнічного інституту –2007. – № 3. – С. 67–73.
241. Natalya Bilichenko. Linearity errors of the push-pull current amplifiers with separate intermediate cascade / Oleksiy Azarov, Mykhailo Teplytskyi, Natalya Bilichenko // Bulletin of the Polytechnic Institute of Jassy. Electrical Engineering, Power Engineering, Electronics. – Romania, 2014 – Tome LX (LXIV), Fasc. 1. – P. 47–58. – ISSN 1223-8139.
242. Математична модель перехідних процесів при порозрядному врівноваженні в АЦП із перерозподілом заряду / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков, Ю. В. Тележкіна. // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – Вінниця, 2006. - № 2. – С. 19–27.
243. Інструментальні похибки конденсаторних матриць драбинкового типу / С. М. Захарченко, О. Д. Азаров, О. М. Харьков [та ін.] // Проблеми інформатизації та управління. – 2006. – С. 35 – 40.
244. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б. Моделювання фізичних процесів у функціональних перетворювачах на ємнісних комірках та оцінка їх точності // Thesis of international Conference MODELLING AND INVESTIGATION OF SYSTEM STABILITY. –Київ: ІВЦ Мінстату України, 1997. – с.41.
245. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б. Моделювання впливу паразитних ємностей у конденсаторних комірках аналогових функціональних перетворювачів з перерозподілом заряду // Вісник Державного університету “Львівська політехніка”: “Автоматика, вимірювання та керування”, №324, 1998. – с.25–31.
246. Мичуда Л.З. Моделювання впливу струмів витікання у конденсаторних комірках аналогових функціональних перетворювачів з перерозподілом

- заряду // Вісник Державного університету “Львівська політехніка”: “Автоматика, вимірювання та керування”, №324, 1998. – с. 143–146.
247. Мичуда Л.З. Оцінка похибок аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах // Вісник Державного університету “Львівська політехніка”: “Автоматика, вимірювання та керування”, №348, 1999. – с. 89–98.
248. Matteo Pagin, Maurits Ortmanns. (2017). Evaluation of logarithmic vs. linear ADCs for neural signal acquisition and reconstruction. 39th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. July 2017. (pp. 4387–4390).
249. Sprowl James A. Voltage-time-voltage computation circuit using R-C exponential decay circuits to perform multiplication, division, root-finding and logarithmic conversion. United States patent № 3,676,661 11.09.1972.
250. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р. Аналого-цифровий багатофункціональний перетворювач// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація.- Л.: НУЛП, 2002, вип.460, с.66-72.
251. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р., Католик Б.О. Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2002, вип.445, с. 160-166.
252. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р. Вимірювальний перетворювач ємність-код// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація.- Л.: НУЛП, 2004, вип.506, с. 249-252.
253. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Католик Б.О. Логарифмічні АЦП з перерозподілом заряду заряду. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей// Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”, 2004, № 11, с.167-183.
254. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду в активних

- конденсаторних комірках// Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”, 2004, № 11, с.183-190.
255. Католик Б.О., Ільканич К.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Оцінка динамічних властивостей логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах// Сборник научных трудов Национального горного университета, Дніпропетровськ, 2004 р., №19, т.2, с.135-143.
256. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Влах Г.І. Аналоговий помножувач на основі частотної модуляції// Міжвідомчий збірник наукових праць “Відбір і обробка інформації”, 2004 р., вип.20 (96), с.64-68.
257. Мичуда З.Р. , Ільканич К.І., Мичуда Л.З. Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення// Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”, 2004, № 12, с.220-224.
258. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація, Л.: НУЛП, 2005, вип. 537, с. 103-106.
259. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р., Ільканич К.І. Оцінка точності логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах// Вісник Черкаського державного технологічного університету, 2005, вип.3, с. 181-184.
260. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р. Аналогові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем енергообліку// Вісник Черкаського державного технологічного університету, 2005, вип.3, с.184-186.
261. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Аналого-цифровий перетворювач електроенергії// Науково-технічний журнал “Методи та прилади контролю якості”, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу, 2005, вип.13, с.80-82.

262. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Католик Б.О., Коструба О.Р. Підвищення точності та швидкодії логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів// Вісник Черкаського державного технологічного університету, 2006, спецвипуск, с.203-205.
263. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація, Л.: НУЛП, 2008, вип. 617, с. 163-170.
264. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Коструба О.Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Збірник наукових праць “Ком’ютерні технології друкарства”, 2008, №19, с. 38-43.
265. З.Мичуда, Л.Мичуда, У.Антонів, А.Шиманський. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від’ємним зворотним зв’язком// Міжвідомчий зб. «Вимірювальна техніка і метрологія».- Л.: Вища школа, 2010, вип.71, с.13-19.
266. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Функціональні перетворювачі рекурентного типу на комутованих конденсаторах для систем енергообліку// Вісник НУЛП - Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація, Л.: НУЛП, 2010, вип 677, с.98-104.
267. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від’ємним зворотним зв’язком// Вісник Вінницького політехнічного інституту, Вінниця: ВНТУ, 2011, № 5 (98), с.164-166.
268. U.Antoniw, L.Myczuda, Z.Myczuda, A.Szczesniak. Logarytmiczne przetworniki analogowo-cyfrowe z nagromadzeniem ładunku i impulsowym sprzężeniem zwrotnym// PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R.89, NR 8/2013, str. 277-281. (Scopus)

269. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Оцінювання динамічних властивостей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2014, вип.802, с.37-44.
270. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках. Частина 1// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2016, вип. 852, с. 62-68.
271. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Костів І.А. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2016, вип. 852, с. 77-82.
272. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках. Частина 2// Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, 2017, вип. 880, с. 9-17.
273. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Єлісєєва 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.
274. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Вимірювальний перетворювач ємності на комотованих конденсаторах, МНТК “Приладобудування – 2003”, Вінниця-Кореїз, 2003, с.26-29.
275. Мичуда З.Р., Католик Б.О., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення зі зміною основи логарифму, МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця-Ялта, 2004, с.63-67.
276. Мичуда З.Р., Ільканич К.І., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення за рекурентним методом, МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця-Ялта, 2004, с.68-71.

277. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Блок аналого-цифрового перетворення для лічильників електроенергії підвищеної точності// Сборник трудов международной НТК «Наука и предпринимательство», Ялта, 2005, с. 64-68.
278. Мичуда Л.З. Оцінка завадостійкості аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Матеріали XVIII МНТК з автоматичного управління «Автоматика-2011», Львів, 2011, с.404-405.
279. Мичуда Л.З. Обчислення степеневих рядів за допомогою аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Матеріали XIII международной НТК «Приборостроение – 2004», Винница-Кореиз, 2004. – с. 58-62.
280. Мичуда Л.З. Схемотехнічні рішення обчислювальних пристроїв на комутованих конденсаторах для обліку енергоносіїв// Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції "Вимірювання витрати та кількості газу", Івано-Франківськ, 2005. - с.56.
281. Мичуда Л.З. Аналогові та аналого-цифрові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем обліку енергоносіїв// Збірник праць 5-ї міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми економії енергії» - Львів – 2008. – с.341.
282. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду// Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи - 2008", Черкаси-Гурзуф, 2008: с. 86-88.
283. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач// Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи - 2008", Черкаси-Гурзуф, 2008: с. 89-91.
284. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним

- від'ємним зворотним зв'язком// Тези міжнародної НТК "Контроль і управління в складних системах" (КУСС-2010), Вінниця, 2010: с.151.
285. Мичуда Л.З. Оцінка впливу шумів на конденсаторні комірки аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Тези міжнародної наукової конференції «Контроль і управління в складних системах» (КУСС-2010).- Вінниця: 2010.- с. 149.
286. Мичуда Л.З. Функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах із зміною основи логарифму// Перша міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (ВКДТС – 2011), 18-20 жовтня 2011р. Збірник тез доповідей. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – с.74.
287. Патент 39126 Україна. Аналоговий помножувач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Влах Г.І., Мичуда Л.З. 2001, Бюл.№5.
288. Патент 57054 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Мичуда Л.З., 2003, Бюл. №6.
289. Патент 89229 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., 2010, Бюл. №21.
290. Патент 113138 Україна. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач/ Мичуда Л.З., 2016, Бюл. №23.
291. Патент 114064 Україна. Спосіб функціонального аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., 2017, Бюл. №7.
292. Patent 227862 Polska. Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy/ Myszuda Z., Myszuda Ł., Antoniuk U., Szczesniak A., 2018, WUP 01/18.
293. Заявка на патент на винахід № а201805976 Україна. Функціональний аналого-цифровий перетворювач / Мичуда Л.З., Заявл 29.05.2018, Опубл. 25.09.2018, Бюл «Промислова Власність» №18, 2018.
294. Заявка на патент на винахід № а201806835 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., Заявл

- 18.06.2018, Опубл. 25.10.2018, Бюл «Промислова Власність» №20, 2018.
295. Патент 116938 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення. / Мичуда Л.З., 2018, Бюл №10/2018.
296. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Підвищення швидкодії прецизійних перетворювачів напруга-частота. // Технічні вісті, №1₍₂₂₎,2₍₂₃₎. - Львів, 2006. – с.102.
297. Мичуда З.Р., Антонів У.С., Мичуда Л.З. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком. Моделювання впливу струмів витікання. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”.- 2010.- № 24.- с. 168-173.
298. Л.З. Мичуда, В. Д. Погребенник. Підвищення точності вимірювання віддалі до об'єкта (Accuracy Increase of Distance Measurement to the Object) // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210).- 2017.- № 2 (38).- с. 112-127. (**Index Copernicus**)
299. Л.З. Мичуда. Вдосконалений рекурентний метод аналого-цифрового функціонального перетворення для підвищення точності та швидкодії (Improved Recurrent Method of Analog to Digital Functional Conversion for Increase of Speed and Accuracy) // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210).- 2018.- № 1 (39).- с. 73 - 92. (**Index Copernicus**)
300. Lesya Mychuda. Development of Algorithms for Improving the Accuracy and Performance Speed of a Functional Analog-to-Digital Converter // Східноєвропейський журнал передових технологій (Eastern-European Journal of Enterprise Technologies), ISSN 1729-3774 – 2018. - №3/9 (93). pp.58-69. - DOI:10.15587/1729-4061.2018.132479 . (**Scopus**)
301. Мичуда Л.З. Методи зміни основи логарифма для покращення метрологічних характеристик аналого-цифрових функціональних

перетворювачів. // Збірник тез доповідей XVII Міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування: стан і перспективи», 15-16 травня 2018 р., Київ, Україна. – с.194-195.

302. Мичуда Л.З. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд/ Мичуда З. Р., Мичуда Л.З., Єлісеєва Г. С. // Автоматика/Automatics – 2018/ XXV Міжнародна конференція з автоматичного управління, 18-19 вересня 2018 року: матеріали конференції. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018. – с.120-122.



ЛЬВІВСЬКИЙ ЦЕНТР ІНСТИТУТУ КОСМІЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

79000, Львів-60, вул. Наукова, 5а
Телефон приймальної: 032-2540225
Бухгалтерії: 0322-639009
Факс: 032-2540225
Індивідуальний податковий номер
054475013058 (свідоцтво № 17945866)
ЗКПО 05447504

р/р № 26009000026725 в
«Укресімбанк»,
МФО322313

А К Т

про впровадження результатів наукових досліджень

Львівський центр Інституту космічних досліджень НАН та ДКА України в 2018 р. отримав від кафедри автоматизації та комп'ютерно-інтегрованих технологій Національного університету "Львівська політехніка" за підписом завідувача кафедри професора, д.т.н. Пістун Є.П. науково-технічну документацію по результатах наукових досліджень «Розробка алгоритмів для підвищення точності та швидкодії аналого-цифрового перетворення», «Багатофункціональні аналого-цифрові перетворювачі» і «Розвиток рекурентного методу логарифмічного аналого-цифрового перетворення», проведених к.т.н., доцентом Мичудою Л.З. Передана науково-технічна документація об'ємом 98 сторінок вміщувала алгоритми функціонування, функціональні електричні схеми, опис і пакет програм моделювання для визначення параметрів і характеристик перетворювачів.

Принцип перетворення запронованих аналого-цифрових функціональних перетворювачів (АЦФП), зокрема багатофункціональних і рекурентних, базується на явищі перерозподілу заряду у комутованих конденсаторах. Внаслідок глибокої проробки питань комп'ютерного моделювання була забезпечена висока точність і підвищена швидкодія перетворення.

Проведена в ЛЦ ІКД НАНУ та НКАУ перевірка запронованих БФАЦП і вдосконалених рекурентних АЦФП показала, що вони перевищують за функціональними можливостями, точністю та швидкістю відомі аналоги і мають наступні технічні дані:

- багатофункціональні АЦФП: основні виконувані функції - множення, ділення, піднесення до N-го степеня і добування кореня N-го степеня ($N > 10$ тоді як у аналогів $N \leq 3$); діапазон вхідних сигналів 80 дБ (від 1мВ до 10 В); вихідний сигнал – двійковий код або напруга постійного струму номінальним значенням 10 В; основна похибка перетворення не більша 0,05%; час перетворення не перевищує 7мс.

- рекурентні АЦФП: в діапазоні вхідних сигналів 80 дБ (від 1мВ до 10 В) при 8-ми розрядах перетворювача забезпечують основну похибку перетворення не більшу 0.1 % (що відповідає 10-ти двійковим розрядам) за час перетворення менший 90 мкс.

Запроновані багатофункціональні та рекурентні АЦФП використано у розробках ЛЦ ІКД НАН і та ДКА України, зокрема, при розробці апаратури для космічних досліджень.

Директор Львівського центру
Інституту космічних досліджень
НАН та ДКА України



А. А. Лукенюк

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор наукової роботи
 Національного університету
 «Львівська політехніка»
 проф. Чухрай Н.І.

03.09. 2018 р.

А К Т

про використання результатів дисертаційної роботи Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах», представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, при виконанні НДР

Комісія у складі голови – начальника НДЧ к.т.н., доцента Жук Л.В., зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф. Дудикевича В.Б., зав. відділу науково-організаційного супроводу наукових досліджень к.т.н. Лазько Г.В. та заст. начальника планово-фінансового відділу Чулой Т.М. цим актом підтверджує, що результати дисертаційної роботи Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах» використані при виконанні держбюджетної НДР «Розвиток теорії аналізу і синтезу проблемно-орієнтованих перетворювачів інформації» (номер державної реєстрації 0106U001343).

Результати наукових розробок Мичуди Л.З. викладені у частині II «Аналого-цифрові перетворювачі», розділи 2.1-2.4, стор.215-313 заключного звіту. А саме: 2.1. Загальні принципи побудови та методи аналізу багатоканальних ЛАЦП на комутованих конденсаторах (с. 215-248); 2.2. Математичне моделювання ЛАЦП з накопиченням заряду у пасивних конденсаторних комірках (с. 249-265); 2.3. Математичне моделювання інтерполяційних ЛАЦП на комутованих конденсаторах (с. 266-296); 2.4. Багатоканальні функціональні аналого-цифрові перетворювачі на комутованих конденсаторах (с. 297-313).

Зокрема, розвинуто принципи побудови та теорію аналізу багатоканальних ЛАЦП і ФАЦП на комутованих конденсаторах з розширеними функціональними можливостями на основі накопичення та перерозподілу заряду. Розроблено алгоритми функціонування та створено нові структури, математичні та фізичні моделі ЛАЦП, ФАЦП, а також засобів на їх основі. Проведене комп'ютерне моделювання перетворювачів показало, що вони мають наступні метрологічні характеристики: 1) динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ при номінальному значенні вхідного сигналу 10 В; 2) результуюча похибка перетворення (з урахуванням похибки квантування 0,1%) менша 0,15%; 3) час перетворення не перевищує 25мс.

Голова комісії:

Начальник НДЧ,
 к.т.н., доцент



Л.В. Жук

Члени комісії:

Зав. відділу НОСНД, к.т.н.



Г.В. Лазько

Заст.нач. планово-фінансового відділу



Т.М. Чулой

Зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф.



В.Б.Дудикевич

Підтверджую факт виконання зазначеної роботи
 проф., д.т.н.



/Дудикевич В.Б./

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор наукової роботи
 Національного університету
 Львівська політехніка
 проф. Чухрай Н.І.
 03.09.2018 р.

А К Т

про використання результатів дисертаційної роботи Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах», представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, при виконанні НДР

Комісія у складі голови – начальника НДЧ к.т.н., доцента Жук Л.В., зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф. Дудикевича В.Б., зав. відділу науково-організаційного супроводу наукових досліджень к.т.н. Лазько Г.В. та заст. начальника планово-фінансового відділу Чулой Т.М. цим актом підтверджує, що результати дисертаційної роботи *Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах»* використані при виконанні держбюджетної НДР «Теоретичні засади створення швидкодіючих проблемно-орієнтованих перетворювачів інформації» (номер державної реєстрації 0104U002297, 2004 – 2005 р.).

Результати наукових розробок Мичуди Л.З. викладені у частині II «Аналого-цифрові перетворювачі», розділи 2.1-2.4, стор.102-140 заключного звіту. А саме: 2.1. Швидкодіючі інтерполяційні ЛАЦП на комутованих конденсаторах (с. 102-111); 2.2. Швидкодіючі рекурентні ЛАЦП (с. 112-116); 2.3. Порозрядні ЛАЦП. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей і струмів витікання (с. 117-131); 2.4. Швидкодіючі аналого-цифрові багатофункціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах (с. 132-140).

Зокрема, розвинуто принципи побудови швидкодіючих логарифмічних АЦП (ЛАЦП), аналогових і аналого-цифрових багатофункціональних перетворювачів (АБФП) на комутованих конденсаторах, розроблено алгоритми функціонування та створено нові структури, математичні та фізичні моделі ЛАЦП і АБФП, а також – засобів на їх основі.

Проведене комп'ютерне моделювання розроблених швидкодіючих ЛАЦП і АБФП показало, що порівняно з відомими аналогами вони мають набагато вищу швидкодію - їх час перетворення порядку десятків мікросекунд в діапазоні вхідних сигналів 80 дБ.

Голова комісії:

Начальник НДЧ,
 к.т.н., доцент



Л.В. Жук

Члени комісії:

Зав. відділу НОСНД, к.т.н.



Г.В. Лазько

Заст.нач. планово-фінансового відділу



Т.М. Чулой

Зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф.



В.Б.Дудикевич

Підтверджую факт виконання зазначеної роботи
 проф., д.т.н.



/Дудикевич В.Б./

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор наукової роботи
 Національного університету
 «Львівська політехніка»
 проф. Чухрай Н.І.

08.08.2018 р.

А К Т

про використання результатів дисертаційної роботи Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах», представленої на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук, при виконанні НДР

Комісія у складі голови – начальника НДЧ к.т.н., доцента Жук Л.В., зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф. Дудикевича В.Б., зав. відділу науково-організаційного супроводу наукових досліджень к.т.н. Лазько Г.В. та заст. начальника планово-фінансового відділу Чулой Т.М. цим актом підтверджує, що результати дисертаційної роботи Мичуди Лесі Зиновіївни «Теорія та практика аналого-цифрових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах» використані при виконанні держбюджетної НДР «Проблемно-орієнтовані перетворювачі інформації» (номер державної реєстрації 0102U001206, 2002 – 2003 р.).

Результати наукових розробок Мичуди Л.З. викладені у частині II «Аналого-цифрові перетворювачі», розділі 2.4 «Багатофункціональні АЦП», стор.121-126 заключного звіту.

Зокрема, розвинуто принципи побудови багатофункціональних АЦП на комутованих конденсаторах з розширеними функціональними можливостями. Розроблено алгоритми функціонування та створено нові структури, математичні та фізичні моделі багатофункціональних АЦП, що перевищують за функціональними можливостями найкращі світові аналоги.

Принцип перетворення розроблених перетворювачів базується на явищі перерозподілу заряду у комутованих конденсаторах.

Проведене комп'ютерне моделювання багатофункціональних АЦП показало, що вони мають наступні метрологічні характеристики: 1) число інформаційних входів більше десяти (з можливістю нарощення до 256); 2) динамічний діапазон вхідних сигналів 80 дБ; 3) номінальне значення вхідного сигналу 10 В; 4) результуюча похибка перетворення не перевищує 0,2%. 4) час перетворення менший 20 мс.

Голова комісії:

Начальник НДЧ,
 к.т.н., доцент



Л.В. Жук

Члени комісії:

Зав. відділу НОСНД, к.т.н.



Г.В. Лазько

Заст.нач. планово-фінансового відділу



Т.М. Чулой

Зав.каф. захисту інформації, д.т.н., проф.



В.Б.Дудикевич

Підтверджую факт виконання зазначеної роботи
 проф., д.т.н.



/Дудикевич В.Б./

Програми моделювання АЦФП

Моделювання багатofункціонального АЦФП

Моделювання багатofункціонального АЦФП з 5ма вхідними величинами

```

clear,clc;
U0=10;
n=0;
n1=0;n2=0;n3=0;n4=0;n5=0;
Uvx1=9
Uvx2=8
Uvx3=5
Uvx4=4
Uvx5=3
Uvxmin=Uvx5;
delta=0.1;
dzeta=1/(1+delta/100);
Upoch=U0;
Uk=Upoch;
k1=0;k2=0;k3=0;k4=0;k5=0;
SUMA=0;
Nvyxid=0;
Nzadan=0;
N1zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx1/10))
N2zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx2/10))
N3zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx3/10))
N4zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx4/10))
N5zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx5/10))
SUMA=N1zadan+N2zadan+N3zadan-N4zadan-N5zadan
    while (Uk>=Uvxmin)
        Uk=Upoch*dzeta^n; disp(['n=',num2str(n),'   Uk=',num2str(Uk)]);
        plot(n,Uk,'--b');grid;grid; xlabel('ik, число
дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга, В','FontSize',11);hold on;
        hold on;
        if
(Uk<=Uvx1)&&(Uk>Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
            k1=k1+1
            if(k1==1) n1=n
            Uk1=Uk
            plot(n,Uk1,'O-r');grid;hold on;
            %disp(['n1=',num2str(n1),'   Uk1=',num2str(Uk1)]);
            end
        elseif
(Uk<Uvx1)&&(Uk<=Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
            k2=k2+1
            if(k2==1) n2=n
            Uk2=Uk
            plot(n,Uk2,'O-r');grid;hold on;
            %disp(['n2=',num2str(n2),'   Uk2=',num2str(Uk2)]);
            end
        elseif
(Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<=Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
            k3=k3+1
            if (k3==1) n3=n
            Uk3=Uk
            plot(n,Uk3,'O-r');grid;hold on;
            %disp(['n3=',num2str(n3),'   Uk3=',num2str(Uk3)]);
            end
        elseif
(Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<=Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
            k4=k4+1
            if(k4==1) n4=n

```

```

        Uk4=Uk
        plot(n,Uk4,'O-r');grid;hold on;
        %disp(['n4=',num2str(n4),' Uk4=',num2str(Uk4)]);
    end
elseif
(Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<Uvx4)&&(Uk<=Uvx5)
    k5=k5+1
    if(k5==1) n5=n
    Uk5=Uk
    plot(n,Uk5,'O-r');grid;hold on;
    %disp(['n5=',num2str(n5),' Uk5=',num2str(Uk5)]);
    end
end
n=n+1;
end
poxU1=(Uvx1-Uk1)/10*100;
poxU2=(Uvx2-Uk2)/10*100;
poxU3=(Uvx3-Uk3)/10*100;
poxU4=(Uvx4-Uk4)/10*100;
poxU5=(Uvx5-Uk5)/10*100;
for i1=0:1:n1
    deltau1=(abs(dzeta^(i1-1)*(dzeta-1)*U0))*10
    % plot(i1,deltau1,'-*b'); hold on;
end
%disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(deltau1)]);
for i2=0:1:n5
    deltau2=(abs(dzeta^(i2-1)*(dzeta-1)*U0))*10
    % plot(i2,deltau2,'-ob'); hold on;
end
%disp(['min ochikuvana poxybka=',num2str(deltau2)]);
Nvyxid=n1+n2+n3+n4+n5
Nzadan=abs((1/log(dzeta))*(log(Uvx1/U0)+log(Uvx2/U0)+log(Uvx3/U0)-
log(Uvx4/U0)-log(Uvx5/U0)))
poxNvyxid=(abs(Nzadan-Nvyxid)/Nzadan)*100
disp(['n1=',num2str(n1),' n2=',num2str(n2),' n3=',num2str(n3),'
n4=',num2str(n4),' n5=',num2str(n5)]);
disp(['N1zadan=',num2str(N1zadan),' N2zadan=',num2str(N2zadan),'
N3zadan=',num2str(N3zadan),' N4zadan=',num2str(N4zadan),'
N5zadan=',num2str(N5zadan),' SUMA=',num2str(SUMA)]);
disp(['dzeta=',num2str(dzeta)]);
% disp(['k1=',num2str(k1),' k2=',num2str(k2),' n3=',num2str(k3),'
k4=',num2str(k4),' k5=',num2str(k5)]);
disp(['Nzadan=',num2str(Nzadan),' Nvyxid=',num2str(Nvyxid),'
poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);
disp(['Uk1=',num2str(Uk1),' Uk2=',num2str(Uk2),' Uk3=',num2str(Uk3),'
Uk4=',num2str(Uk4),' Uk5=',num2str(Uk5)]);
disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(deltau1),' min ochikuvana
poxybka=',num2str(deltau2)]);
disp(['poxU1=',num2str(poxU1),' poxU2=',num2str(poxU2),'
poxU3=',num2str(poxU3),' poxU4=',num2str(poxU4),' poxU5=',num2str(poxU5)]);
xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга,
B','FontSize',11)

clear,clc;
U0=10;
n=0;
n1=0;n2=0;n3=0;n4=0;n5=0;
Uvx1=9.5
Uvx2=7.5
Uvx3=6
Uvx4=2.444
Uvx5=0.99
Uvxmin=Uvx5;
delta=0.025;
dzeta=1/(1+delta/100);
Upoch=U0;
Uk=Upoch;

```

```

k1=0;k2=0;k3=0;k4=0;k5=0;
SUMA=0;
Nvyxid=0;
Nzadan=0;
Uvxmax=9.99;
Umin=0.001;
Nnominal=(log(Umin/Uvxmax)/log(dzeta));
N1zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx1/U0))
N2zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx2/U0))
N3zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx3/U0))
N4zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx4/U0))
N5zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx5/U0))
SUMA=abs(N1zadan+N2zadan+N3zadan+N4zadan+N5zadan)
    while (Uk>=Uvxmin)
        Uk=Upoch*dzeta^n; disp(['n=',num2str(n),' Uk=',num2str(Uk)]);
        plot(n,Uk,'--b');grid;grid; xlabel('ik, число
дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга, В','FontSize',11);hold on;
        hold on;
        if
            (Uk<=Uvx1)&&(Uk>Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
                k1=k1+1;
                if(k1==1) n1=n
                    Uk1=Uk;
                    plot(n,Uk1,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n1=',num2str(n1),' Uk1=',num2str(Uk1)]);
                end
            elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<=Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
                k2=k2+1;
                if(k2==1) n2=n
                    Uk2=Uk;
                    plot(n,Uk2,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n2=',num2str(n2),' Uk2=',num2str(Uk2)]);
                end
            elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<=Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
                k3=k3+1;
                if (k3==1) n3=n
                    Uk3=Uk;
                    plot(n,Uk3,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n3=',num2str(n3),' Uk3=',num2str(Uk3)]);
                end
            elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<=Uvx4)&&(Uk>Uvx5)
                k4=k4+1;
                if(k4==1) n4=n
                    Uk4=Uk;
                    plot(n,Uk4,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n4=',num2str(n4),' Uk4=',num2str(Uk4)]);
                end
            elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<Uvx4)&&(Uk<=Uvx5)
                k5=k5+1;
                if(k5==1) n5=n
                    Uk5=Uk;
                    plot(n,Uk5,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n5=',num2str(n5),' Uk5=',num2str(Uk5)]);
                end
            end
        end
        n=n+1;
        poxU1=(Uvx1-Uk1)/10*100;
        poxU2=(Uvx2-Uk2)/10*100;
        poxU3=(Uvx3-Uk3)/10*100;
        poxU4=(Uvx4-Uk4)/10*100;
        poxU5=(Uvx5-Uk5)/10*100;
    for i1=0:1:n1
        deltaul=(abs(dzeta^(i1-1)*(dzeta-1)*U0))*10
        % plot(i1,deltaul,'-*b'); hold on;
    end
    disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(deltaul)]);

```

```

for i2=0:1:n5
    delta2=(abs(dzeta^(i2-1)*(dzeta-1)*U0))*10
    % plot(i2,delta2,'-ob'); hold on;
end
disp(['min ochikuvana poxybka=',num2str(delta2)]);
    Nvyxid=abs(n1+n2+n3+n4+n5)

Nzadan=abs((1/log(dzeta))*(log(Uvx1/U0)+log(Uvx2/U0)+log(Uvx3/U0)+log(Uvx4/U0)+log(Uvx
5/U0)))
    poxNvyxid=(abs(Nzadan-Nvyxid)/Nnominal)*100
    disp(['n1=',num2str(n1), ' n2=',num2str(n2), ' n3=',num2str(n3), '
n4=',num2str(n4), ' n5=',num2str(n5)]);
    disp(['N1zadan=',num2str(N1zadan), ' N2zadan=',num2str(N2zadan), '
N3zadan=',num2str(N3zadan), ' N4zadan=',num2str(N4zadan), '
N5zadan=',num2str(N5zadan), ' SUMA=',num2str(SUMA)]);
    disp(['dzeta=',num2str(dzeta), ' Nnominal=',num2str(Nnominal) ]);
    % disp(['k1=',num2str(k1), ' k2=',num2str(k2), ' n3=',num2str(k3), '
k4=',num2str(k4), ' k5=',num2str(k5)]);
    disp(['Nzadan=',num2str(Nzadan), ' Nvyxid=',num2str(Nvyxid), '
poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);
    disp(['Uk1=',num2str(Uk1), ' Uk2=',num2str(Uk2), ' Uk3=',num2str(Uk3), '
Uk4=',num2str(Uk4), ' Uk5=',num2str(Uk5)]);
    disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(delta1), ' min ochikuvana
poxybka=',num2str(delta2)]);
    disp(['poxU1=',num2str(poxU1), ' poxU2=',num2str(poxU2), '
poxU3=',num2str(poxU3), ' poxU4=',num2str(poxU4), ' poxU5=',num2str(poxU5)]);
xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel('Uк,компенсуюча напруга,
В','FontSize',11)

```

Моделювання багатofункціонального АЦФП з 10ма входними величинами

```

clear,clc;
U0=10;
n=0;
n1=0;n2=0;n3=0;n4=0;n5=0;n6=0;n7=0;n8=0;n9=0;n10=0;
N1=0;N2=0;N3=0;N4=0;N5=0;
N6=0;N7=0;N8=0;N9=0;N10=0;
Uvx1=9.5;
Uvx2=9.45;
Uvx3=9.4;
Uvx4=9.35;
Uvx5=9.3;
Uvx6=1.2;
Uvx7=1.15;
Uvx8=1.1;
Uvx9=1.05;
Uvx10=1;
Uvxmin=Uvx10;
delta=0.025;
dzeta=1/(1+delta/100);
Upoch=U0;
Uk=Upoch;
k1=0;k2=0;k3=0;k4=0;k5=0;k6=0;k7=0;k8=0;k9=0;k10=0;
SUMA=0;
Nvyxid=0;
Nzadan=0;
Uvxmax=9.99;
Umin=0.001;
Nnominal=(log(Umin/Uvxmax)/log(dzeta));
N1zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx1/U0))
N2zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx2/U0))
N3zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx3/U0))
N4zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx4/U0))
N5zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx5/U0))
N6zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx6/U0))
N7zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx7/U0))
N8zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx8/U0))
N9zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx9/U0))
N10zadan=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx10/U0))

```



```

SUMA=abs(N1zadan+N2zadan+N3zadan+N4zadan+N5zadan+N6zadan+N7zadan-N8zadan-N9zadan-
N10zadan)
    while (Uk>=Uvxmin)
        Uk=Upoch*dzeta^n; disp(['n=',num2str(n),' Uk=',num2str(Uk)]);
        plot(n,Uk,'--b');grid; xlabel('ik, число
дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга, В','FontSize',11);hold on;
        hold on;
        if
            (Uk<=Uvx1)&&(Uk>Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)&&(Uk>Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k1=k1+1;
                if(k1==1) n1=n
                    Uk1=Uk;
                    plot(n,Uk1,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n1=',num2str(n1),' Uk1=',num2str(Uk1)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<=Uvx2)&&(Uk>Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)&&(Uk>Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k2=k2+1;
                if(k2==1) n2=n
                    Uk2=Uk;
                    plot(n,Uk2,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n2=',num2str(n2),' Uk2=',num2str(Uk2)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<=Uvx3)&&(Uk>Uvx4)&&(Uk>Uvx5)&&(Uk>Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k3=k3+1;
                if(k3==1) n3=n
                    Uk3=Uk;
                    plot(n,Uk3,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n3=',num2str(n3),' Uk3=',num2str(Uk3)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<=Uvx4)&&(Uk>Uvx5)&&(Uk>Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k4=k4+1;
                if(k4==1) n4=n
                    Uk4=Uk;
                    plot(n,Uk4,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n4=',num2str(n4),' Uk4=',num2str(Uk4)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<Uvx4)&&(Uk<=Uvx5)&&(Uk>Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k5=k5+1;
                if(k5==1) n5=n
                    Uk5=Uk;
                    plot(n,Uk5,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n5=',num2str(n5),' Uk5=',num2str(Uk5)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<Uvx4)&&(Uk<Uvx5)&&(Uk<=Uvx6)&&(Uk>Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k6=k6+1;
                if(k6==1) n6=n
                    Uk6=Uk;
                    plot(n,Uk6,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n6=',num2str(n6),' Uk6=',num2str(Uk6)]);
                    end
                elseif
            (Uk<Uvx1)&&(Uk<Uvx2)&&(Uk<Uvx3)&&(Uk<Uvx4)&&(Uk<Uvx5)&&(Uk<Uvx6)&&(Uk<=Uvx7)&&(Uk>Uvx8
)&&(Uk>Uvx9)&&(Uk>Uvx10)
                k7=k7+1;
                if(k7==1) n7=n
                    Uk7=Uk;
                    plot(n,Uk7,'O-r');grid;hold on;
                    disp(['n7=',num2str(n5),' Uk7=',num2str(Uk7)]);
                    end

```

```

elseif
(Uk<Uvx1) && (Uk<Uvx2) && (Uk<Uvx3) && (Uk<Uvx4) && (Uk<Uvx5) && (Uk<Uvx6) && (Uk<Uvx7) && (Uk<=Uvx8)
&& (Uk>Uvx9) && (Uk>Uvx10)
    k8=k8+1;
    if(k8==1) n8=n
    Uk8=Uk;
    plot(n,Uk8,'O-r');grid;hold on;
    disp(['n8=',num2str(n5),' Uk8=',num2str(Uk8)]);
    end
elseif
(Uk<Uvx1) && (Uk<Uvx2) && (Uk<Uvx3) && (Uk<Uvx4) && (Uk<Uvx5) && (Uk<Uvx6) && (Uk<Uvx7) && (Uk<Uvx8)
&& (Uk<=Uvx9) && (Uk>Uvx10)
    k9=k9+1;
    if(k9==1) n9=n
    Uk9=Uk;
    plot(n,Uk9,'O-r');grid;hold on;
    disp(['n9=',num2str(n9),' Uk5=',num2str(Uk9)]);
    end
elseif
(Uk<Uvx1) && (Uk<Uvx2) && (Uk<Uvx3) && (Uk<Uvx4) && (Uk<Uvx5) && (Uk<Uvx6) && (Uk<Uvx7) && (Uk<Uvx8)
&& (Uk<Uvx9) && (Uk<=Uvx10)
    k10=k10+1;
    if(k10==1) n10=n
    Uk10=Uk;
    plot(n,Uk10,'O-r');grid;hold on;
    disp(['n10=',num2str(n5),'
Uk10=',num2str(Uk10)]);
    end
end
n=n+1;
end
poxU1=(Uvx1-Uk1)/10*100;
poxU2=(Uvx2-Uk2)/10*100;
poxU3=(Uvx3-Uk3)/10*100;
poxU4=(Uvx4-Uk4)/10*100;
poxU5=(Uvx5-Uk5)/10*100;
poxU6=(Uvx6-Uk6)/10*100;
poxU7=(Uvx7-Uk7)/10*100;
poxU8=(Uvx8-Uk8)/10*100;
poxU9=(Uvx9-Uk9)/10*100;
poxU10=(Uvx10-Uk10)/10*100;
for i1=0:1:n1
    deltau1=(abs(dzeta^(i1-1)*(dzeta-1)*U0))*10;
    % plot(i1,deltau1,'-b'); hold on;
end
disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(deltau1)]);
for i2=0:1:n10
    deltau2=(abs(dzeta^(i2-1)*(dzeta-1)*U0))*10;
    % plot(i2,deltau2,'-ob'); hold on;
end
disp(['min ochikuvana poxybka=',num2str(deltau2)]);
Nvyxid=abs(n1+n2+n3+n4+n5+n6+n7-n8-n9-n10)
Nzadan=abs((1/log(dzeta))*(log(Uvx1/U0)+log(Uvx2/U0)+log(Uvx3/U0)+log(Uvx4/U0)+log(Uvx
5/U0)+log(Uvx6/U0)+log(Uvx7/U0)-log(Uvx8/U0)-log(Uvx9/U0)-log(Uvx10/U0)))
poxNvyxid=(abs(Nzadan-Nvyxid)/Nnominal)*100
disp(['n1=',num2str(n1),' n2=',num2str(n2),' n3=',num2str(n3),'
n4=',num2str(n4),' n5=',num2str(n5)]);
disp(['n6=',num2str(n6),' n7=',num2str(n7),' n8=',num2str(n8),'
n9=',num2str(n9),' n10=',num2str(n10)]);
disp(['N1zadan=',num2str(N1zadan),' N2zadan=',num2str(N2zadan),'
N3zadan=',num2str(N3zadan),' N4zadan=',num2str(N4zadan),'
N5zadan=',num2str(N5zadan),]);
disp(['N6zadan=',num2str(N6zadan),' N7zadan=',num2str(N7zadan),'
N8zadan=',num2str(N8zadan),' N9zadan=',num2str(N9zadan),'
N10zadan=',num2str(N10zadan),' SUMA=',num2str(SUMA)]);
disp(['dzeta=',num2str(dzeta),' Nnominal=',num2str(Nnominal)]);
% disp(['k1=',num2str(k1),' k2=',num2str(k2),' n3=',num2str(k3),'
k4=',num2str(k4),' k5=',num2str(k5)]);
disp(['Nzadan=',num2str(Nzadan),' Nvyxid=',num2str(Nvyxid),'
poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);

```

```

disp(['Uk1=',num2str(Uk1),' Uk2=',num2str(Uk2),' Uk3=',num2str(Uk3),'
Uk4=',num2str(Uk4),' Uk5=',num2str(Uk5)]);
disp(['Uk6=',num2str(Uk6),' Uk7=',num2str(Uk7),' Uk8=',num2str(Uk8),'
Uk9=',num2str(Uk9),' Uk10=',num2str(Uk10)]);
disp(['max ochikuvana poxybka=',num2str(deltaul),' min ochikuvana
poxybka=',num2str(deltau2)]);
disp(['poxU1=',num2str(poxU1),' poxU2=',num2str(poxU2),'
poxU3=',num2str(poxU3),' poxU4=',num2str(poxU4),' poxU5=',num2str(poxU5)]);
disp(['poxU6=',num2str(poxU6),' poxU7=',num2str(poxU7),'
poxU8=',num2str(poxU8),' poxU9=',num2str(poxU9),' poxU10=',num2str(poxU10)]);
xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга,
B','FontSize',11)

```

Моделювання АЦФП логарифмування різниці двох напруг

```

clear,clc;
Cn=0.00000399;Cd=1e-9;
U0=10;
n1=1;
n2=1;
Uvx1=7;
Uvx2=3;
dzeta=Cn/(Cd+Cn);
K=Cd/(Cd+Cn);
Ukpoch1=U0;
Uk1=Ukpoch1;
Ukpoch2=Uvx1;
Uk2=0;
Uk1rez=0;
Uk2rez=0;
N1rez=0;
N2rez=0;
Uvxmin=0.001;
Uvxmax=9.99;
Nnominal=(log(Uvxmin/Uvxmax)/log(dzeta));
Nvyxzadan1=abs((1/log(dzeta))*log(Uvx1/U0)+(1/log(dzeta))*log(1-Uvx2/U0));
Nvyxzadan=abs((1/log(dzeta))*log((Uvx1-Uvx2)/U0));
while(Uk1>=Uvx1)&&(Uk2<=Uvx2)
    Uk1=Ukpoch1*dzeta^n1; disp(['n1=',num2str(n1),' Uk1=',num2str(Uk1)]);
    Uk2=Ukpoch2*(1-(1-K)^n2); disp(['n2=',num2str(n2),'
Uk2=',num2str(Uk2)]);
    n1=n1+1;n2=n2+1;
    plot(n1,Uk1,'*-b');grid;
    hold on;
    plot(n2,Uk2,'x-r');grid;
    hold on;
end
while (Uk1>=Uvx1)&&(Uk2>=Uvx2)
    n1=n1+1;
    Uk1=Ukpoch1*dzeta^n1; disp(['n1=',num2str(n1),'
Uk1=',num2str(Uk1)]);
    Uk2rez=Uk2;
    N2rez=n2;
    plot(n1,Uk1,'*-b');grid;
    hold on;%plot(n2,Uk2,'x-r');grid;
    hold on;
end
while (Uk1<=Uvx1)&&(Uk2<=Uvx2)
    n2=n2+1;
    Uk2=Ukpoch2*(1-(1-K)^n2); disp(['n2=',num2str(n2),'
Uk2=',num2str(Uk2)]);
    Uk1rez=Uk1;
    N1rez=n1;
    plot(n1,Uk1,'*-b');grid;
    hold on; %plot(n2,Uk2,'x-r');grid;
    hold on;
end
if (Uk1<=Uvx1)&&(Uk2>=Uvx2)
    Uk2rez=Uk2;
    N2rez=n2;

```

```

        Uklrez=Uk1;
        Nlrez=n1;

        end
        Nvyxid=abs(n1+n2)
        %poxNvyxid1=(abs(Nvyxzadan1-Nvyxid)/Nnominal)*100
        poxNvyxid=(abs(Nvyxzadan-Nvyxid)/Nnominal)*100
        rlobch=Uvx1-Uvx2;
        rlmod=Uk1-Uk2;
        rizobch=log(rlobch); riznmod=log(rlmod);
        poxybka=abs(rizobch-riznmod)
for ii1=0:1:n1
    deltau1=abs(dzeta^(ii1-1)*(dzeta-1));
    %plot(ii1,delta1,'*-b'); hold on;
    %grid;
    %xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('\delta, зведена похибка,
%', 'FontSize',11);hold on;
    end
for ii2=0:1:n2
    deltau2=abs(K*Uvx1*dzeta^(ii2-1));
    %plot(ii2,delta2,'-or'); hold on;
    %grid;
    %xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('\delta, зведена похибка,
%', 'FontSize',11);hold on;
end
disp(['ochikuvana poxybka=',num2str((deltau1+deltau2)/U0*100), ' zvedena poxybka
riznyci=',num2str(poxybka*10)]);

        disp(['n1=',num2str(n1), ' n2=',num2str(n2-1), ' Uk1=',num2str(Uk1), '
Uk2=',num2str(Uk2), ' dzeta=',num2str(dzeta), ' K=',num2str(K)]);
        disp(['Nvyxzadan=',num2str(Nvyxzadan), ' Nvyxid=',num2str(Nvyxid), '
Nnominal=',num2str(Nnominal), ' poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);
        %disp(['Nvyxzadan1=',num2str(Nvyxzadan1), ' Nnominal=',num2str(Nnominal),
' poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);
        grid;
        xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('U, вхідні напруги,
B', 'FontSize',11)

```

Моделювання вдосконаленого рекурентного АЦФП

```

Nnom=256;
delta=0.05;
dzeta=1/(1+delta/100)
U0=10;
n0=0;
plot(n0,U0,'*-b');hold on;
Uvx=2.444;
K1=dzeta^(Nnom/2)
K12=dzeta^(Nnom/(2^2))
K13=dzeta^(Nnom/(2^3))
K14=dzeta^(Nnom/(2^4))
K15=dzeta^(Nnom/(2^5))
K16=dzeta^(Nnom/(2^6))
K17=dzeta^(Nnom/(2^7))
K18=dzeta^(Nnom/(2^8))
%K19=dzeta^(Nnom/(2^9))
MaxPox=(1-K18)*100
A1=0;
A2=0;
A3=0;
A4=0;
A5=0;
A6=0;
A7=0;
A8=0;
%A9=0;
%A10=0;
n=0
Upoch=0;
Uk=U0*K1

```

```

poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
while (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A1=A1+1
    n=n+1
    Uk=Uk.*K1
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    plot (n,Uk,'*-b');hold on;
end
%if (poxybka>delta)
Uk=Uk./K1
Upoch=Uk;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K12
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A2=1
else
    A2=0
    Uk=Uk/K12;
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    n=n+1
    plot (n,Uk,'*-b');hold on;
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K13;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A3=1
else
    A3=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
    Uk=Uk/K13
    n=n+1
    plot (n,Uk,'*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K14
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A4=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A4=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
    Uk=Uk/K14
    n=n+1
    plot (n,Uk,'*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K15
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A5=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A5=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)

```



```

grid; hold on;
xlabel ('ik, число дозувань', 'FontSize', 11); ylabel ('Uк, компенсуюча напруга, B', 'FontSize', 11)
disp(['A1=', num2str(A1), ' A2=', num2str(A2), ' A3=', num2str(A3), ' A4=', num2str(A4), ' A5=', num2str(A5), ' A6=', num2str(A6), ' A7=', num2str(A7), ' A8=', num2str(A8), ]);
disp(['K1=', num2str(K1), ' K12=', num2str(K12), ' K13=', num2str(K13), ' K14=', num2str(K14), ' K15=', num2str(K15), ' K16=', num2str(K16), ' K17=', num2str(K17), ' K18=', num2str(K18)]);
disp(['n=', num2str(n), ' dzeta=', num2str(dzeta), ' Uk=', num2str(Uk), ' poxybkaNAPRUGY=', num2str(poxybka)]);
disp([' Maksymalna Poxybka=', num2str(MaxPox)]);
disp([' Nnominal=', num2str(Nnominal), ' Nvyxzadan=', num2str(Nvyxzadan), ' Nvyxid=', num2str(Nvyxid), ' poxNvyxid=', num2str(poxNvyxid), ' Nvyxid1=', num2str(Nvyxid1), ' poxNvyxid1=', num2str(poxNvyxid1)]);

Nnom=1024;
delta=0.0015625;
dzeta=1/(1+delta/100)
U0=10;
n0=0;
plot(n0,U0, '*-b');hold on;
Uvx=2.444;
K1=dzeta^(Nnom/2)
K12=dzeta^(Nnom/(2^2))
K13=dzeta^(Nnom/(2^3))
K14=dzeta^(Nnom/(2^4))
K15=dzeta^(Nnom/(2^5))
K16=dzeta^(Nnom/(2^6))
K17=dzeta^(Nnom/(2^7))
K18=dzeta^(Nnom/(2^8))
K19=dzeta^(Nnom/(2^9))
K110=dzeta^(Nnom/(2^10))
% K111=dzeta^(Nnom/(2^11))
% K112=dzeta^(Nnom/(2^12))
MaxPox=(1-K110)*100
A1=0;
A2=0;
A3=0;
A4=0;
A5=0;
A6=0;
A7=0;
A8=0;
A9=0;
A10=0;
%A11=0;
%A12=0;
n=0
Upoch=0;
Uk=U0*K1
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
while (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A1=A1+1
    n=n+1
    Uk=Uk.*K1
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
end
%if (poxybka>delta)
Uk=Uk./K1
Upoch=Uk;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K12
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1

```

```

plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A2=1
else
    A2=0
    Uk=Uk/K12;
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    n=n+1
    plot (n,Uk,'*-b');hold on;
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K13;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A3=1
else
    A3=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
        Uk=Uk/K13
        n=n+1
        plot (n,Uk,'*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K14
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A4=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A4=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
        Uk=Uk/K14
        n=n+1
        plot (n,Uk,'*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K15
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A5=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A5=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
        Uk=Uk/K15
        n=n+1
        plot (n,Uk,'*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K16
n=n+1
plot (n,Uk,'*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A6=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A6=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
        Uk=Uk/K16
        n=n+1

```



```

        plot (n,Uk, '*-b');hold on;
    end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K17
n=n+1
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A7=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
else
    A7=0
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    if (poxybka>delta)
        Uk=Uk/K17
        n=n+1
        plot (n,Uk, '*-b');hold on;
    end
end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K18;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A8=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    else
        A8=0
        poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
        if (poxybka>delta)
            Uk=Uk/K18
            n=n+1
            plot (n,Uk, '*-b');hold on;
        end
end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K19;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A9=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    else
        A9=0
        poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
        if (poxybka>delta)
            Uk=Uk/K19
            n=n+1
            plot (n,Uk, '*-b');hold on;
        end
end
end
if (poxybka>delta)
Uk=Uk.*K110;
poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
n=n+1
plot (n,Uk, '*-b');hold on;
if (Uk>Uvx)&&(poxybka>delta)
    A10=1
    poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
    else
        A10=0
        poxybka=(abs(Uk-Uvx)/Uvx)*100
        if (poxybka>delta)
            Uk=Uk/K110
            n=n+1
            plot (n,Uk, '*-b');hold on;
        end
end
end
end
end

```

```

end
end
end
end
end
end
end
Uvxmax=10;
Umin=0.001;
Nnominal=log(Umin/Uvxmax)*(1/log(dzeta))
Nvyxid1=(Nnom/2)*(A1+(A2*(1/2^(2-1))+A3*(1/2^(3-1))+A4*(1/2^(4-1))+A5*(1/2^(5-1))+A6*(1/2^(6-1))+A7*(1/2^(7-1))+A8*(1/2^(8-1))+A9*(1/2^(9-1))+A10*(1/2^(10-1)))));
Nvyxid=((1/log(dzeta))*log(Uk/U0));
Nvyxzadan=((1/log(dzeta))*log(Uvx/U0));
poxNvyxid=((abs(Nvyxzadan-Nvyxid))/Nnominal)*100;
poxNvyxid1=((abs(Nvyxzadan-Nvyxid1))/Nnominal)*100;
dzeta=1/(1+delta/100)
grid; hold on;
xlabel ('ik, число дозувань', 'FontSize', 11); ylabel ('Uк, компенсуюча напруга, В', 'FontSize', 11)

disp(['A1=', num2str(A1), ' A2=', num2str(A2), ' A3=', num2str(A3), '
A4=', num2str(A4), ' A5=', num2str(A5), ' A6=', num2str(A6), ' A7=', num2str(A7), '
A8=', num2str(A8), ' A9=', num2str(A9), ' A10=', num2str(A10)]);
disp(['K1=', num2str(K1), ' K12=', num2str(K12), ' K13=', num2str(K13), '
K14=', num2str(K14), ' K15=', num2str(K15), ' K16=', num2str(K16), '
K17=', num2str(K17), ' K18=', num2str(K18), ' K19=', num2str(K19), '
K110=', num2str(K110)]);
disp(['n=', num2str(n), ' dzeta=', num2str(dzeta), ' Uk=', num2str(Uk), '
poxybkaNAPRUGY=', num2str(poxybka)]);
disp([' Maksymalna Poxybka=', num2str(MaxPox)]);
disp([' Nnominal=', num2str(Nnominal), ' Nvyxzadan=', num2str(Nvyxzadan), '
Nvyxid=', num2str(Nvyxid), ' poxNvyxid=', num2str(poxNvyxid), '
Nvyxid1=', num2str(Nvyxid1), ' poxNvyxid1=', num2str(poxNvyxid1)]);

```

Моделювання роботи АЦФП із змінною основою логарифма

Спадна розгортка

```

clear, clc;
Cn=0.000001; Cd=7e-9; U0=10; m=4;
Uvx=2.444;
Uvxmin=0.001; Uvxmax=10;
a=10;
nk=10
Uepoch=U0;
Dz=(Uvx/U0)^(1/nk)
Uk=Uepoch
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k)
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk>Uvx)
            Uk=Uepoch*Dz^ik; disp(['ik=', num2str(ik), ' Uk=', num2str(Uk)]);
            if (k==1) plot(ik, Uk, '*'); grid; pause; hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik, Uk, '*'); grid; pause; hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik, Uk, '*'); pause; hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik, Uk, '*'); grid; pause; hold on;
            hold on
        end
    else
        Uvxmin=Uk ;
        Uepoch=Uk/(Dz); %plot(nk+1, Uepoch, '*-g');
        Uk=Uepoch;
        if (k==1)&& (Uepoch>Uvx) plot(nk+1, Uepoch, '*-r'); grid; pause; hold on;
        elseif (k==2)&& (Uepoch>Uvx) plot(nk+nk+1, Uepoch, '*-r'); grid; pause; hold on;
        hold on
    end
end

```

```

elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+nk+nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold on;
hold on
elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+nk+nk+nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold
on;
hold on
end
%plot ((nk+2).*k,Upoch,'o');
Uvxmax=Upoch;
Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
disp(['k=',num2str(k), 'Uk=',num2str(Uk), 'vk=',num2str(vk),
'nk=',num2str(nk), 'Dz=',num2str(Dz)]);
end
end
end
grid; xlabel ('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('Uk,компенсуюча напруга,
В','FontSize',11)

```

Наростаюча розгортка

```

clear,clc;
Cn=0.000001;Cd=7e-9;
U0=0.001;
m=4;
Uvx=2.444;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx/U0)^(1/nk);
Uk=Upoch;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk<Uvx)
            Uk=Upoch*Dz^ik; disp(['ik=',num2str(ik), ' Uk=',num2str(Uk)]);

            if (k==1) plot(ik,Uk,'*');grid;pause;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik,Uk,'*');grid;pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,Uk,'*');grid;pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,Uk,'*');grid;pause;hold on;
            hold on
            end
        else
            Uvxmax=Uk ;
            Upoch=Uk/(Dz); %plot(nk+1,Upoch,'*-g');
            Uk=Upoch;
            if (k==1)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold on;
            elseif (k==2)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==3)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+nk+nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==4)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+nk+nk+nk+1,Upoch,'*-r');grid;pause;hold
on;
            hold on
            end
            Uvxmin=Upoch;
            Dz=(Uvxmax/Upoch)^(1/nk);
            disp(['k=',num2str(k), 'Uk=',num2str(Uk), 'vk=',num2str(vk),
'nk=',num2str(nk), 'Dz=',num2str(Dz)]);
            end
            end
            end
grid; xlabel ('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('Uk,компенсуюча напруга,
В','FontSize',11)

```

Двостороння розгортка

```
clear,clc;
```

```

Cn=0.000001;Cd=7e-9;U0=10;m=4;Uvx=2.444;Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10
Upoch=U0;
Dz=(Uvx/U0)^(1/nk);
Uk=Upoch;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k)
        if (Upoch>Uvx)
            ik=0;
            while(Uk>=Uvx)
                Uk=Upoch*Dz^ik; disp(['ik=',num2str(ik),' Uk=',num2str(Uk)]);
                ik=ik+1;
                if (k==1) plot(ik,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
                elseif (k==2) plot(nk+ik+1,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
                hold on
                elseif (k==3) plot(nk+nk+ik+2,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
                hold on
                elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik+3,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
                hold on
            end
        end
        Uvxmin=Uk ;
        Uvxmax=Uk/(Dz) ;
        Upoch=Uvxmin ;
        if (k==1)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+2,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        elseif (k==2)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+ik+2,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
        elseif (k==3)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+nk+ik+3,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
        elseif (k==4)&& (Upoch<Uvx) plot(nk+nk+nk+ik+4,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
    end
    Dz=(Uvxmax/Upoch)^(1/nk);
    disp(['k=',num2str(k), 'Uk=',num2str(Uk), 'vk=',num2str(vk),
'nk=',num2str(nk), 'Dz=',num2str(Dz)]);
    else
        ik=0;
        while (Uk<=Uvx)
            Uk=Upoch*Dz^ik; disp(['ik=',num2str(ik),'
Uk=',num2str(Uk)]);
            ik=ik+1;
            if (k==1) plot(ik+1,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik+2,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik+3,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik+4,Uk,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
            hold on
        end
    end
    Uvxmin=Uk/(Dz);
    Uvxmax=Uk;
    Upoch=Uvxmax;

```

```

    if (k==1)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+2,Upoch,'*-r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha napruga');pause;hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+ik+2,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
    elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+nk+ik+3,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
    elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+nk+nk+ik+4,Upoch,'*-
r');grid;xlabel('ik,dozuvannya na pid diapazoni');ylabel('Uk,kompensuyucha
napruga');pause;hold on;
        hold on
    end
    Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
    disp(['k=',num2str(k), 'Uk=',num2str(Uk), 'vk=',num2str(vk),
'nk=',num2str(nk), 'Dz=',num2str(Dz)]);
    end
end
end

```

Зведена похибка АЦФП з змінною основою логарифму (для 10 різних значень вхідної напруги)

```

clear,clc;
Cn=0.000001;Cd=7e-9;U0=10;m=4;
Uvx1=9.525;Uvx2=8.242;Uvx3=7.413;Uvx4=6.13;Uvx5=5;Uvx6=4.378;Uvx7=3;Uvx8=2.232;Uvx9=1;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx1/U0)^(1/nk);
Uk1=Upoch;
delta1=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk1>Uvx1)
            Uk1=Upoch*Dz^ik;
            delta1=abs(Uk1-Uvx1);
            vidnosna1=delta1/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik),' vidnosna1=',num2str(vidnosna1)]);
            if (k==1) plot(ik,vidnosna1,'*');
                grid;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna1,'*');
                grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna1,'*');grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna1,'*');grid;hold on;
            hold on
        end
    end
else
    Uvxmin=Uk1 ;
    Upoch=Uk1/(Dz);
    Uk1=Upoch;
    deltagran1=abs(Upoch-Uvx1);
    vidnosnagran1=delta1/U0*100;
    if (k==1)&& (Upoch>Uvx1) plot(nk+1,vidnosnagran1,'*');
        grid;hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx1) plot(nk+nk+1,vidnosnagran1,'*');
        grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx1) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran1,'*');grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx1) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran1,'*');grid;hold
on;
        hold on
    end
end

```

```

        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran1=',num2str(vidnosnagran1)] );
    end
end
end
hold on;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx2/U0)^(1/nk);
Uk2=Upoch;
delta=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk2>Uvx2)
            Uk2=Upoch*Dz^ik;
            delta2=abs(Uk2-Uvx2);
            vidnosna2=delta2/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik), ' vidnosna2=',num2str(vidnosna2)]);
            if (k==1) plot(ik,vidnosna2,'*r');
                grid;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna2,'*r');
                grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna2,'*r');grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna2,'*r');grid;hold on;
            hold on
        end
    else
        Uvxmin=Uk2 ;
        Upoch=Uk2/(Dz);
        Uk2=Upoch;
        deltagran2=abs(Upoch-Uvx2);
        vidnosnagran2=delta2/U0*100;
        if (k==1)&& (Upoch>Uvx2) plot(nk+1,vidnosnagran2,'*r');
            grid;hold on;
        elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx2) plot(nk+nk+1,vidnosnagran2,'*r');
            grid;hold on;
            hold on
        elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx2) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran2,'*r');grid;hold on;
            hold on
        elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx2) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran2,'*r');grid;hold
on;
            hold on
        end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran2=',num2str(vidnosnagran2)] );
    end
end
end
hold on;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx3/U0)^(1/nk);
Uk3=Upoch;
delta=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk3>Uvx3)
            Uk3=Upoch*Dz^ik;
            delta3=abs(Uk3-Uvx3);
            vidnosna3=delta3/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik), ' vidnosna3=',num2str(vidnosna3)]);

```

```

    if (k==1) plot(ik,vidnosna3,'*g');
        grid;hold on;
    elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna3,'*g');
        grid;hold on;
    hold on
    elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna3,'*g');grid;hold on;
    hold on
    elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna3,'*g');grid;hold on;
    hold on
    end
else
    Uvxmin=Uk3 ;
    Upoch=Uk3/(Dz);
    Uk3=Upoch;
    deltagran3=abs(Upoch-Uvx3);
    vidnosnagran3=delta3/U0*100;
    if (k==1)&& (Upoch>Uvx3) plot(nk+1,vidnosnagran3,'*g');
        grid;hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx3) plot(nk+nk+1,vidnosnagran3,'*g');
        grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx3) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran3,'*g');grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx3) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran3,'*g');grid;hold
on;
        hold on
        end
            Uvxmax=Upoch;
            Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
            disp(['k=',num2str(k), ' vidnosnagran3=',num2str(vidnosnagran3)] );
        end
    end
    end
hold on;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx4/U0)^(1/nk);
Uk4=Upoch;
delta4=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
    if (Uk4>Uvx4)
        Uk4=Upoch*Dz^ik;
        delta4=abs(Uk4-Uvx4);
        vidnosna4=delta4/U0*100;
        disp(['ik=',num2str(ik), ' vidnosna4=',num2str(vidnosna4)]);
        if (k==1) plot(ik,vidnosna4,'*-y');
            grid;hold on;
        elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna4,'*-y');
            grid;hold on;
        hold on
        elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna4,'*-y');grid;hold on;
        hold on
        elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna4,'*-y');grid;hold on;
        hold on
        end
    else
        Uvxmin=Uk4 ;
        Upoch=Uk4/(Dz);
        Uk4=Upoch;
        deltagran4=abs(Upoch-Uvx4);
        vidnosnagran4=delta4/U0*100;
        if (k==1)&& (Upoch>Uvx4) plot(nk+1,vidnosnagran4,'*-y');
            grid;hold on;
        elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx4) plot(nk+nk+1,vidnosnagran4,'*-y');
            grid;hold on;
            hold on
        elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx4) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran4,'*-y');grid;hold
on;
    end
end

```

```

        hold on
elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx4) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran4,'*-y');grid;hold
on;
        hold on
        end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran4=',num2str(vidnosnagran4)] );
    end
end
end
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx5/U0)^(1/nk);
Uk5=Upoch;
delta5=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk5>Uvx5)
            Uk5=Upoch*Dz^ik;
            delta5=abs(Uk5-Uvx5);
            vidnosna5=delta5/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik), ' vidnosna5=',num2str(vidnosna5)]);
            if (k==1) plot(ik,vidnosna5,'o');
                grid;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna5,'o');
                grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna5,'o');grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna5,'o');grid;hold on;
            hold on
            end
        else
            Uvxmin=Uk5 ;
            Upoch=Uk5/(Dz);
            Uk5=Upoch;
            deltagran5=abs(Upoch-Uvx5);
            vidnosnagran5=delta5/U0*100;
            if (k==1)&& (Upoch>Uvx5) plot(nk+1,vidnosnagran5,'o');
                grid;hold on;
            elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx5) plot(nk+nk+1,vidnosnagran5,'o');
                grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx5) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran5,'o');grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx5) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran5,'o');grid;hold
on;
            hold on
            end
            Uvxmax=Upoch;
            Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
            disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran5=',num2str(vidnosnagran5)] );
        end
    end
end
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx6/U0)^(1/nk);
Uk6=Upoch;
delta6=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk6>Uvx6)
            Uk6=Upoch*Dz^ik;
            delta6=abs(Uk6-Uvx6);
            vidnosna6=delta6/U0*100;

```



```

        disp(['ik=', num2str(ik), ' vidnosna6=', num2str(vidnosna6)]);
    if (k==1) plot(ik, vidnosna6, 'o-r');
        grid; hold on;
        elseif (k==2) plot(nk+ik, vidnosna6, 'o-r');
            grid; hold on;
    hold on
        elseif (k==3) plot(nk+nk+ik, vidnosna6, 'o-r'); grid; hold on;
    hold on
        elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik, vidnosna6, 'o-r'); grid; hold on;
    hold on
    end
else
    Uvxmin=Uk6 ;
    Upoch=Uk6/(Dz);
    Uk6=Upoch;
    deltagran6=abs(Upoch-Uvx6);
    vidnosnagran6=delta6/U0*100;
    if (k==1)&& (Upoch>Uvx6) plot(nk+1, vidnosnagran6, 'o-r');
        grid; hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx6) plot(nk+nk+1, vidnosnagran6, 'o-r');
        grid; hold on;
        hold on
    elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx6) plot(nk+nk+nk+1, vidnosnagran6, 'o-r'); grid; hold
on;

        hold on
    elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx6) plot(nk+nk+nk+nk+1, vidnosnagran6, 'o-r'); grid; hold
on;

        hold on
    end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
    disp(['k=', num2str(k), ' vidnosnagran6=', num2str(vidnosnagran6)] );
    end
end
end
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx7/U0)^(1/nk);
Uk7=Upoch;
delta7=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
    if (Uk7>Uvx7)
        Uk7=Upoch*Dz^ik;
        delta7=abs(Uk7-Uvx7);
        vidnosna7=delta7/U0*100;
        disp(['ik=', num2str(ik), ' vidnosna7=', num2str(vidnosna7)]);
        if (k==1) plot(ik, vidnosna7, 'o-g');
            grid; hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik, vidnosna7, 'o-g');
                grid; hold on;
        hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik, vidnosna7, 'o-g'); grid; hold on;
        hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik, vidnosna7, 'o-g'); grid; hold on;
        hold on
    end
end
else
    Uvxmin=Uk7 ;
    Upoch=Uk7/(Dz);
    Uk7=Upoch;
    deltagran7=abs(Upoch-Uvx7);
    vidnosnagran7=delta7/U0*100;
    if (k==1)&& (Upoch>Uvx7) plot(nk+1, vidnosnagran7, 'o-g');
        grid; hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx7) plot(nk+nk+1, vidnosnagran7, 'o-g');
        grid; hold on;
        hold on
    end
end
end

```

```

elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx7) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran7,'o-g');grid;hold
on;
    hold on
elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx7) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran7,'o-g');grid;hold
on;
    hold on
    end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran7=',num2str(vidnosnagran7)] );
    end
end
end
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx8/U0)^(1/nk);
Uk8=Upoch;
delta8=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk8>Uvx8)
            Uk8=Upoch*Dz^ik;
            delta8=abs(Uk8-Uvx8);
            vidnosna8=delta8/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik), ' vidnosna8=',num2str(vidnosna8)]);
            if (k==1) plot(ik,vidnosna8,'o-y');
                grid;hold on;
            elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna8,'o-y');
                grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna8,'o-y');grid;hold on;
            hold on
            elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna8,'o-y');grid;hold on;
            hold on
        end
    else
        Uvxmin=Uk8 ;
        Upoch=Uk8/(Dz);
        Uk8=Upoch;
        deltagran8=abs(Upoch-Uvx8);
        vidnosnagran8=delta8/U0*100;
        if (k==1)&& (Upoch>Uvx8) plot(nk+1,vidnosnagran8,'o-y');
            grid;hold on;
        elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx8) plot(nk+nk+1,vidnosnagran8,'o-y');
            grid;hold on;
            hold on
        elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx8) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran8,'o-y');grid;
            hold on
        elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx8) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran8,'o-y');grid;hold
on;
            hold on
        end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k), 'vidnosnagran8=',num2str(vidnosnagran8)] );
    end
end
end
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx9/U0)^(1/nk);
Uk9=Upoch;
delta9=0;
vidnosna9=0;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk9>Uvx9)

```

```

        Uk9=Upoch*Dz^ik;
        delta9=abs(Uk9-Uvx9);
        vidnosna9=delta9/U0*100;
        disp(['ik=',num2str(ik),' vidnosna9=',num2str(vidnosna9)]);
    if (k==1) plot(ik,vidnosna9,'x');
        grid;hold on;
        elseif (k==2) plot(nk+ik,vidnosna9,'x');
            grid;hold on;
    hold on
        elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,vidnosna9,'x');grid;hold on;
    hold on
        elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,vidnosna9,'x');grid;hold on;
    hold on
    end
else
    Uvxmin=Uk9 ;
    Upoch=Uk9/(Dz);
    Uk9=Upoch;
    deltagran9=abs(Upoch-Uvx9);
    vidnosnagran9=deltagran9/U0*100;
    if (k==1)&& (Upoch>Uvx9) plot(nk+1,vidnosnagran9,'x');
        grid;hold on;
    elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx9) plot(nk+nk+1,vidnosnagran9,'x');
        grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx9) plot(nk+nk+nk+1,vidnosnagran9,'x');grid;hold on;
        hold on
    elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx9) plot(nk+nk+nk+nk+1,vidnosnagran9,'x');grid;hold
on;
        hold on
    end
        Uvxmax=Upoch;
        Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
        disp(['k=',num2str(k),' vidnosnagran9=',num2str(vidnosnagran9)] );
    end
end
xlabel ('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('\delta, зведена похибка,
%', 'FontSize',11)

```

Зведена похибка АЦФП з змінною основою логарифму і зведена похибка вихідного коду

```

clear,clc;
Cn=0.000001;Cd=7e-9;U0=10;m=4;Uvx=2.444;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
a=10;
nk=10;
Upoch=U0;
Dz=(Uvx/U0)^(1/nk);
Dz1=Dz
Uk=Upoch;
delta=0;
vidnosna=0;
Nnominal=10000;
for k=1:1:m
    vk=a^(m-k);
    for ik=1:1:nk+1
        if (Uk>Uvx)
            Uk=Upoch*Dz^ik;
            delta=abs(Uk-Uvx);
            zvpox=delta/U0*100;
            disp(['ik=',num2str(ik),' zvedena poxybka=',num2str(zvpox)]);
            if (k==1) plot(ik,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprugy, %');hold on;
                elseif (k==2) plot(nk+ik,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprugy, %');hold on;
                    hold on
                elseif (k==3) plot(nk+nk+ik,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprugy, %');hold on;
                    hold on
            end
        end
    end
end

```

```

elseif (k==4) plot(nk+nk+nk+ik,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprudy,%');hold on;
hold on
end
else
Uvxmin=Uk ;
Upoch=Uk/(Dz);
Uk=Upoch;
deltagran=abs(Upoch-Uvx);
zvpox=deltagran/U0*100;
if (k==1)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+1,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprudy,%');hold on;
elseif (k==2)&& (Upoch>Uvx) plot(nk+nk+1,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya
na pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprudy,%');hold on;
hold on
elseif (k==3)&& (Upoch>Uvx)
plot(nk+nk+nk+1,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprudy,%');hold on;
hold on
elseif (k==4)&& (Upoch>Uvx)
plot(nk+nk+nk+nk+1,zvpox,'*');grid;xlabel('ik,dozuvannya na
pid diapazoni');ylabel('vidnosnagran,vidnosna poxybka naprudy,%');hold on;
hold on
end
end
Uvxmax=Upoch;
Dz=(Uvxmin/Upoch)^(1/nk);
if (k==1)i1=ik-1
elseif (k==2) i2=ik-1
elseif (k==3)i3=ik-1
elseif (k==4)i4=ik-1
end
if (k==1)Dz2=Dz
elseif (k==2) Dz3=Dz
elseif (k==3)Dz4=Dz
elseif (k==4)Dz5=Dz
end
disp(['ik=',num2str(ik), ' zvedena poxybka=',num2str(zvpox)] );
disp(['k=',num2str(k), ' Uk=',num2str(Uk), ' vk=',num2str(vk), '
nk=',num2str(nk), ' Dz=',num2str(Dz)]);
end
end
end
Nzadan=(1/log(Dz4))*log(Uvx/U0)
Nvyx=(1/log(Dz4))*log(Uk/U0)
poxKOD=(abs(Nzadan-Nvyx)/Nnominal)*100
disp(['ik=',num2str(i1+i2+i3+i4),' i1=',num2str(i1),' i2=',num2str(i2),'
i3=',num2str(i3),' i4=',num2str(i4)] );
disp(['Dz1=',num2str(Dz1),' Dz2=',num2str(Dz2),' Dz3=',num2str(Dz3),'
Dz4=',num2str(Dz4),' Dz5=',num2str(Dz5)] );

```

Моделювання вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму (4 піддіапазони)

```

clear,clc;
Cn=0.000001;Cd=7e-9;
U0=10;
m=4;
Uvx=2.444;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
delta=0.1;
a=10;
nk=10
Upoch=U0;
Dz1=0.398107;
Dz2=0.912011;
Dz3=0.990832;
Dz4=0.999079;
i1=0;

```

```

i2=0;
i3=0;
i4=0;
Uk=Uepoch*(Dz1^i1);
k=1;
while (Uk>Uvx)
    i1=i1+1;
    Uk=Uepoch*(Dz1^i1);
    vk1=a^(m-k);
    plot(i1,Uk,'*');grid;hold on;
    delta1=abs(Uk-Uvx)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk1=',num2str(vk1),' i1=',num2str(i1),'
Dz1=',num2str(Dz1),' Uk=',num2str(Uk),' Uvx=',num2str(Uvx),'
Uepoch=',num2str(Uepoch),' delta1=',num2str(delta1)]);
end
Uepoch=Uvx;
plot(i1+1,Uepoch,'o-r');grid;hold on;
U01=Uk;
Uk=Uepoch*(Dz2^i2);
k=2;
while (Uk>U01)
    i2=i2+1;
    Uk=Uepoch*(Dz2^i2);
    vk2=a^(m-k);
    plot(i1+i2,Uk,'*');grid;hold on;
    delta2=abs(Uk-U01)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk2=',num2str(vk2),' i2=',num2str(i2),'
Dz2=',num2str(Dz2),' Uk=',num2str(Uk),' U01=',num2str(U01),'
Uepoch=',num2str(Uepoch),' delta2=',num2str(delta2)]);
end
Uepoch=U01;
plot(i1+i2+1,Uepoch,'o-r');grid;hold on;
U02=Uk;
Uk=Uepoch*(Dz3^i3);
k=3;
while (Uk>U02)
    i3=i3+1;
    Uk=Uepoch*(Dz3^i3);
    vk3=a^(m-k);
    plot(i1+i2+i3,Uk,'*');grid;hold on;
    delta3=abs(Uk-U02)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk3=',num2str(vk3),' i3=',num2str(i3),'
Dz3=',num2str(Dz3),' Uk=',num2str(Uk),' U02=',num2str(U02),'
Uepoch=',num2str(Uepoch),' delta3=',num2str(delta3)]);
end
Uepoch=U02;
plot(i1+i2+i3+1,Uepoch,'o-r');grid;hold on;
U03=Uk;
Uk=Uepoch*(Dz4^i4);
k=4;
while (Uk>U03)
    i4=i4+1;
    Uk=Uepoch*(Dz4^i4);
    vk4=a^(m-k);
    plot(i1+i2+i3+i4,Uk,'*');grid; hold on;
    delta4=abs(Uk-U03)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk4=',num2str(vk4),' i4=',num2str(i4),'
Dz4=',num2str(Dz4),' Uk=',num2str(Uk),' U03=',num2str(U03),'
Uepoch=',num2str(Uepoch),' delta4=',num2str(delta4)]);
end
Nzadan=abs((log(Uvx/U0)/log(Dz4)))
Nvyx=abs(vk1*i1-vk2*i2+vk3*i3-vk4*i4)
Nnominal=abs((log(Uvxmin/Uvxmax)/log(Dz4)))
poxKOD=abs(Nzadan-Nvyx)/Nnominal*100
progpox=abs(Dz4^(i4-1)*(Dz4-1)*U03)/10*100
grid; xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга,
B','FontSize',11)
disp([' vk1=',num2str(vk1),' vk2=',num2str(vk2),' vk3=',num2str(vk3),'
vk4=',num2str(vk4)]);
disp([' i1=',num2str(i1),' i2=',num2str(i2),' i3=',num2str(i3),'
i4=',num2str(i4)]);

```

```

%disp([' ii1=',num2str(i1),' ii2=',num2str(i2),' ii3=',num2str(i3),'
ii4=',num2str(i4)]);
disp([' Uvx=',num2str(Uvx),' U01=',num2str(U01),' U02=',num2str(U02),'
U03=',num2str(U03)]);
disp([' Dz1=',num2str(Dz1),' Dz2=',num2str(Dz2),' Dz3=',num2str(Dz3),'
Dz4=',num2str(Dz4)]);
disp([' a=',num2str(a),' delta1=',num2str(delta1),' delta2=',num2str(delta2),'
delta3=',num2str(delta3),' delta4=',num2str(delta4)]);
disp([' Nvyx=',num2str(Nvyx),' Nzadan=',num2str(Nzadan),'
Nnominal=',num2str(Nnominal),' poxKOD=',num2str(poxKOD),'
progpox=',num2str(progpox),' poxNAPR=',num2str(delta4),'
tryval=',num2str(i1+i2+i3+i4)])

```

Моделювання вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифму (5 піддіапазонів)

```

clear,clc;
Cn=0.000001;Cd=7e-9;
U0=10;
m=5;
Uvx=8.5;
Uvxmin=0.001;Uvxmax=10;
delta=5.5;
a=10;
nk=10
Upoch=U0;
Dz1=0.398107170553497;% Dz1(5)=exp((10000/100000)*log(0.001/10))=0.398107170553497
Dz2=0.912010839355910;%exp((1000/100000)*log(0.001/10))=0.912010839355910
Dz3=0.990831944892768;%exp((100/100000)*log(0.001/10))=0.990831944892768
Dz4=0.999079389984462;% exp((10/100000)*log(0.001/10))=0.999079389984462
Dz5=0.999907900837669;%exp((1/100000)*log(0.001/10))=0.999907900837669
i1=0;
i2=0;
i3=0;
i4=0;
i5=0;
Uk=Upoch*(Dz1^i1);
k=1;
while (Uk>Uvx)
    i1=i1+1;
    Uk=Upoch*(Dz1^i1);
    vk1=a^(m-k);
    plot(i1,Uk,'*');grid;hold on;
    delta1=abs(Uk-Uvx)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk1=',num2str(vk1),' i1=',num2str(i1),'
Dz1=',num2str(Dz1),' Uk=',num2str(Uk),' Uvx=',num2str(Uvx),'
Upoch=',num2str(Upoch),' delta1=',num2str(delta1)]);
end
Upoch=Uvx;
plot(i1+1,Upoch,'o-r');grid;hold on;
U01=Uk;
Uk=Upoch*(Dz2^i2);
k=2;
while (Uk>U01)
    i2=i2+1;
    Uk=Upoch*(Dz2^i2);
    vk2=a^(m-k);
    plot(i1+i2,Uk,'*');grid;hold on;
    delta2=abs(Uk-U01)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk2=',num2str(vk2),' i2=',num2str(i2),'
Dz2=',num2str(Dz2),' Uk=',num2str(Uk),' U01=',num2str(U01),'
Upoch=',num2str(Upoch),' delta2=',num2str(delta2)]);
end
Upoch=U01;
plot(i1+i2+1,Upoch,'o-r');grid;hold on;
U02=Uk;
Uk=Upoch*(Dz3^i3);
k=3;
while (Uk>U02)
    i3=i3+1;

```

```

    Uk=Upoch*(Dz3^i3);
    vk3=a^(m-k);
    plot(i1+i2+i3,Uk,'*');grid;hold on;
    delta3=abs(Uk-U02)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk3=',num2str(vk3),' i3=',num2str(i3),'
Dz3=',num2str(Dz3),' Uk=',num2str(Uk),' U02=',num2str(U02),'
Upoch=',num2str(Upoch),' delta3=',num2str(delta3)]);
end
Upoch=U02;
plot(i1+i2+i3+1,Upoch,'o-r');grid;hold on;
U03=Uk;
Uk=Upoch*(Dz4^i4);
k=4;
while (Uk>U03)
    i4=i4+1;
    Uk=Upoch*(Dz4^i4);
    vk4=a^(m-k);
    plot(i1+i2+i3+i4,Uk,'*');grid; hold on;
    delta4=abs(Uk-U03)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk4=',num2str(vk4),' i4=',num2str(i4),'
Dz4=',num2str(Dz4),' Uk=',num2str(Uk),' U03=',num2str(U03),'
Upoch=',num2str(Upoch),' delta4=',num2str(delta4)]);
end
Upoch=U03;
plot(i1+i2+i3+i4+1,Upoch,'o-r');grid;hold on;
U04=Uk;
Uk=Upoch*(Dz5^i5);
k=5;
while (Uk>U04)
    i5=i5+1;
    Uk=Upoch*(Dz5^i5);
    vk5=a^(m-k);
    plot(i1+i2+i3+i4+i5,Uk,'*');grid; hold on;
    delta5=abs(Uk-U04)*10;
    disp(['k=',num2str(k),' vk5=',num2str(vk5),' i5=',num2str(i5),'
Dz5=',num2str(Dz5),' Uk=',num2str(Uk),' U04=',num2str(U04),'
Upoch=',num2str(Upoch),' delta5=',num2str(delta5)]);
end
Nzadan=abs((log(Uvx/U0)/log(Dz5)))
Nvyx=abs(vk1*i1-vk2*i2+vk3*i3-vk4*i4+vk5*i5)
Nnominal=abs((log(Uvxmin/Uvxmax)/log(Dz5)))*(1/log(0.999907900837669))*(log(0.001/10))
poxKOD=abs(Nzadan-Nvyx)/Nnominal*100
progpox=abs(Dz5^(i5-1)*(Dz5-1)*U03)/10*100
grid; xlabel('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel('Uk,компенсуюча напруга,
B','FontSize',11)
disp([' vk1=',num2str(vk1),' vk2=',num2str(vk2),' vk3=',num2str(vk3),'
vk4=',num2str(vk4),' vk5=',num2str(vk5)]);
disp([' i1=',num2str(i1),' i2=',num2str(i2),' i3=',num2str(i3),'
i4=',num2str(i4),' i5=',num2str(i5)]);
%disp([' ii1=',num2str(i1),' ii2=',num2str(i2),' ii3=',num2str(i3),'
ii4=',num2str(i4)]);
disp([' Uvx=',num2str(Uvx),' U01=',num2str(U01),' U02=',num2str(U02),'
U03=',num2str(U03),' U04=',num2str(U04)]);
disp([' Dz1=',num2str(Dz1),' Dz2=',num2str(Dz2),' Dz3=',num2str(Dz3),'
Dz4=',num2str(Dz4),' Dz5=',num2str(Dz5)]);
disp([' a=',num2str(a),' delta1=',num2str(delta1),' delta2=',num2str(delta2),'
delta3=',num2str(delta3),' delta4=',num2str(delta4),' delta5=',num2str(delta5)]);
disp(['Nvyx=',num2str(Nvyx),' Nzadan=',num2str(Nzadan),'
Nnominal=',num2str(Nnominal),' poxKOD=',num2str(poxKOD),'
progpox=',num2str(progpox),' poxNAPR=',num2str(delta5),'
tryval=',num2str(i1+i2+i3+i4+i5)])

```

Моделювання інтерполюючого АЦФП

```

clear,clc;
%Cn=0.000001;Cd=7e-9;
U0=10;
n=1;

```

```

m=1;
Uvx=0.001;
delta1=10;
delta2=0.1;
dzeta=1/(1+delta1/100);
alfa=1/(1-delta2/100);
v=delta1/delta2
Uvxmin=0.001;
Uvxmax=9.99;
Nnominal=abs((log(Uvxmin/Uvxmax)/log(alfa)));
Upoch=U0;
Uk=Upoch;

    while(Uk>=Uvx)
        Uk=Upoch*dzeta^n; disp(['n=',num2str(n),' Uk=',num2str(Uk)]);
        n=n+1;
        plot(n,Uk,'*-b');grid;hold on;
    end
    U1=Uk;
    Upoch1=U1
    m=1;
    Uk=Upoch1;
        while (Uk<=Uvx)
            Uk=alfa^m*Upoch1; disp(['m=',num2str(m),'
Uk=',num2str(Uk)]);
            m=m+1;
            plot(n+m-1,Uk,'x-r');grid;hold on;
        end
    deltau1=(dzeta^(n-1)*(dzeta-1)*U0)*10
    deltau2=(alfa^(m-1)*(alfa-1)*U0)*10
    poxybka=abs(Uvx-Uk)/10*100;
    Nvyxzadan=abs((v/log(dzeta))*log(Uvx/U0)-(1/log(alfa))*log(Uvx/Upoch1))
    Nvyxid=abs((v/log(dzeta))*log(Uk/U0)-(1/log(alfa))*log(Uk/Upoch1))
    poxNvyxid=abs(Nvyxzadan-Nvyxid)/Nnominal*100
    disp(['n=',num2str(n),' m=',num2str(m),' Uk=',num2str(Uk),'
dzeta=',num2str(dzeta),' alfa=',num2str(alfa),' U1=',num2str(U1),'
poxybka=',num2str(poxybka)]);
    disp([' Nnominal=',num2str(Nnominal),' Nvyxzadan=',num2str(Nvyxzadan),'
Nvyxid=',num2str(Nvyxid),' poxNvyxid=',num2str(poxNvyxid)]);
    disp(['maksymalna ochikuvana deltau1=',num2str(deltau1),' maksymalna ochikuvana
deltau2=',num2str(deltau2)]);
    xlabel ('ik, число дозувань','FontSize',11); ylabel ('Uk,компенсуюча напруга,
B','FontSize',11)

```


Моделювання багатофункціонального АЦФП

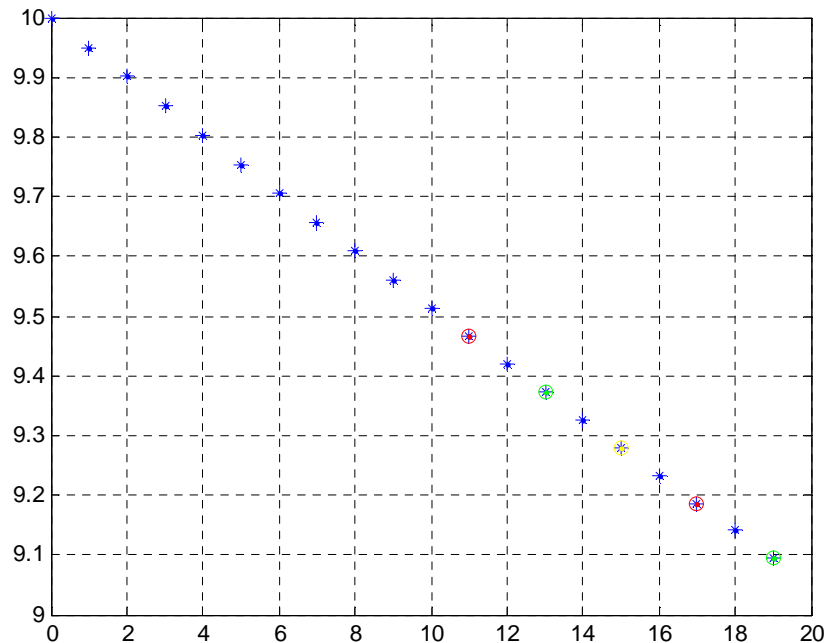


Рис. 1. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.4$ В; $U_{vx3}=9.3$ В; $U_{vx4}=9.2$ В; $U_{vx5}=9.1$ В при заданій похибці 0.5 %

Зведена похибка при цьому не перевищує 0.3 %, а знаходиться в межах 0.05% – 0.3 %. Крок між вхідними напругами становить 0.1 В.

Змодельуємо перетворення п'яти довільних вхідних напруг. Наприклад, $U_{vx1}=9$ В; $U_{vx2}=8$ В; $U_{vx3}=5$ В; $U_{vx4}=4$ В; $U_{vx5}=3$ В (рис.2) (таблиця значень, отриманих компенсуючих напруг та кодів наведена нижче).

Для заданої похибки 0.1% основа логарифму визначається за (3.1) і рівна $\zeta=0.999$. Максимальна похибка обчислена згідно (3.8) рівна 0.089947 %, тобто менша від 0.09%. Номінальне значення коду розраховується за (3.7) і рівне $N_{ном}=9214$. Моделюванням встановлено, що перетворення відбулося коректно, а значення зведених похибок для кожної з вхідних напруг становлять відповідно: $\delta_1=0.053$ %, $\delta_2=0.06$ %, $\delta_3=0.025$ %, $\delta_4=0.010$ %, $\delta_5=0.013$ %. Тобто не перевищують максимально допустимих значень зведеної похибки.

При перемноженні: $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5)=3143.4855$

$N_{zadan}=3143.4855$ $N_{vyxid}=3146$ $poхN_{vyxid}=0.02729$

При множенні і діленні: $VYRAZ(N1+N2+N3-N4-N5)=1099.1615$

$N_{zadan}=1099.1615$ $N_{vyxid}=1098$ $poхN_{vyxid}=0.012606$

Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП
(відповідає рис.2)

Значення U_{vx}	3	4	5	8	9
U_k	2.9987	3.999	4.9975	7.994	8.9947
n	1205	917	694	224	106
Максимальна похибка	0.089947				
Зведена похибка δU	0.01275	0.010042	0.025296	0.05954	0.052771
Розрах. значення окремого коду N_i	1204.5747	916.7488	693.4937	223.2551	105.4132
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N=0.02729$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=0.012606$				

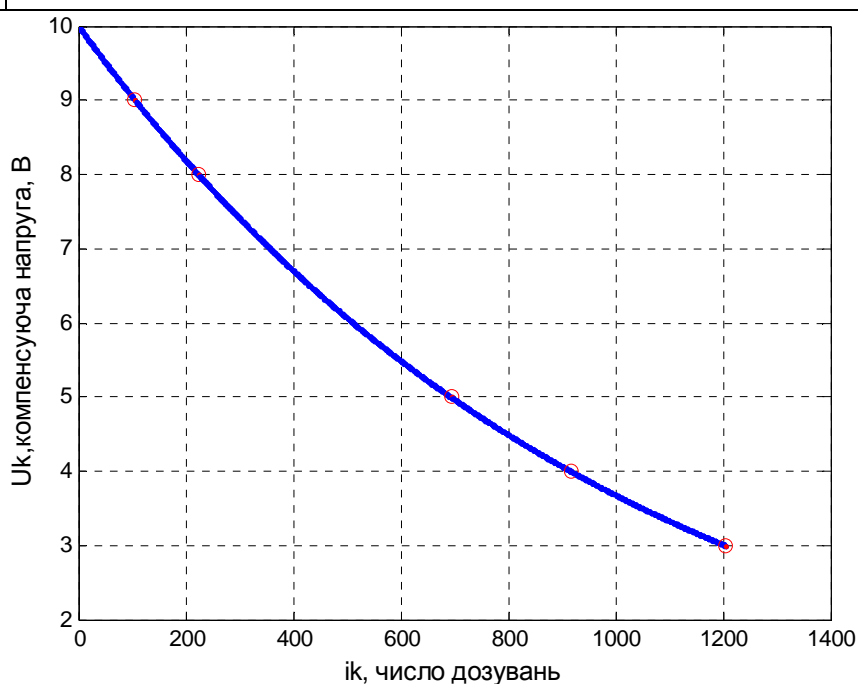


Рис. 2. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9$ В; $U_{vx2}=8$ В; $U_{vx3}=5$ В; $U_{vx4}=4$ В; $U_{vx5}=3$ В при заданій похибці 0.1 %

Тривалість перетворення усього виразу відповідає 1200 тактів або 3 мс.

Для вхідних напруг $U_{vx1}=7$ В; $U_{vx2}=5.5$ В; $U_{vx3}=3.75$ В; $U_{vx4}=2.11$ В; $U_{vx5}=1$ В перетворення також успішне (рис.3) з похибками $\delta_1=0.01$ %, $\delta_2=0.05$ %, $\delta_3=0.025$ %, $\delta_4=0.007$ %, $\delta_5=0.003$ % (таблиця наведена нижче).

Ці значення не перевищують прогнозованого рівню максимальної похибки 0.07% . Максимальна похибка обчислена згідно (3.10) рівна 0.06999 %. Номінальне значення коду розраховується за (3.7) і рівне $N_{ном}=9214$.

Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП

(відповідає рис.3)

Значення U_{vx}	1	2.11	3.75	5.5	7
U_k	0.99974	2.1093	3.7475	5.4953	6.999
n	2304	1557	982	599	357
Максимальна похибка	0.06999				
Зведена похибка δU	0.0026364	0.0068537	0.025494	0.047483	0.010266
Розрах.значення коду N	2303.7362	1556.675	981.3196	598.1359	356.8533
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N=0.024747$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=0.011965$				

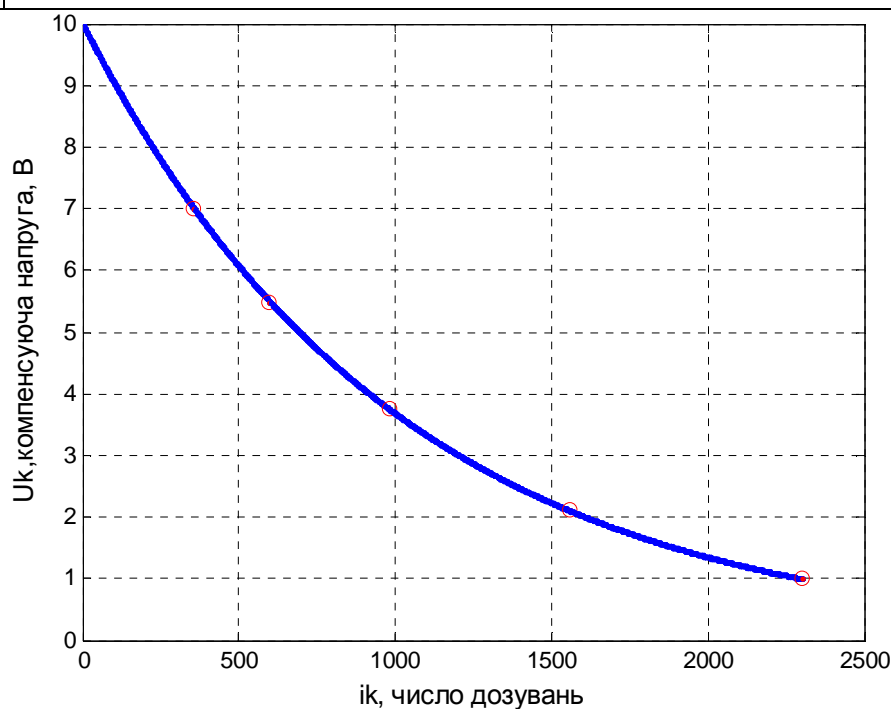


Рис. 3. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=7$ В; $U_{vx2}=5.5$ В; $U_{vx3}=3.75$ В; $U_{vx4}=2.11$ В; $U_{vx5}=1$ В при заданій похибці 0.1 %

При перемноженні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3+N_4+N_5)=5796.7199$

$N_{zadan}=5796.7199$ $N_{vyxid}=5799$ $poxN_{vyxid}=0.024747$

При множенні і діленні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3-N_4-N_5)=1924.1025$

$N_{zadan}=1924.1025$ $N_{vyxid}=1923$ $poxN_{vyxid}=0.011965$

Тривалість перетворення становить 2304 дозування або 5.76 мс.

Для вхідних напруг $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.444$ В; $U_{vx5}=0.99$ В (відповідає рис.3.2 розділу 3) результати моделювання вказують наступне. Для заданої

похибки 0.1% основа логарифму визначається за (3.1) і рівна $\zeta=0.999$. Максимальна похибка обчислена згідно (3.10) рівна 0.094935%. Номінальне значення коду розраховується за (3.7) і рівне $N_{\text{ном}}=9214$

**Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП
(відповідає рис.3.2 розділу 3)**

Значення U_{vx}	0.99	2.444	6	7.5	9.5
U_k	0.98979	2.4432	5.9945	7.4987	9.4935
n	2314	1410	512	288	52
Очікувана похибка	0.094935				
Зведена похибка δU	0.0020624	0.008465	0.055088	0.013051	0.064647
Розраховане значення коду N	2313.7916	1409.6534	511.081	287.8259	51.3189
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5$ $\delta N=0.025279$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3/U4/U5$ $\delta N=0.013231$				

При перемноженні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5)=4573.6708$

$N_{\text{zadan}}=4573.6708$ $N_{\text{vyxid}}=4576$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.025279$

При множенні і діленні $VYRAZ(N1+N2+N3-N4-N5)=2873.2191$

$N_{\text{zadan}}=2873.2191$ $N_{\text{vyxid}}=2872$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.013231$

Тривалість перетворення становить 2314 дозування або 5.78 мс.

**Таблиця значень похибок напруги та кількості тактів перетворення
багатофункціонального АЦФП (10 розрядів) з 5ма вхідними напругами 10розрядів**

U_{vx}	0.9	1	2.1	2.4	3	3.7	4	5	5.5	6	7	7.5	8	9	9.3	9.3	9.4	9.4	9.5
δU	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	02	02	06	08	12	25	10	25	47	55	10	13	59	52	36	70	08	37	64
	06	63	85	46	75	49	04	29	48	08	26	05	54	77	52	77	79	90	64
	24	64	37	5		4	2	6	3	8	6	1		1	6	8	96	3	7
ik	23	23	15	14	12	98	91	69	59	51	35	28	22	10	73	68	62	57	52
	14	04	57	10	05	2	7	4	9	2	7	8	4	6					

Змоделюємо перетворення ряду вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В (відповідає рис.3.3 розділу 3) .

Для заданої похибки 0.1% основа логарифму визначається за (3.1) і рівна $\zeta=0.999$. Максимальна похибка обчислена згідно (3.10) рівна 0.09%. Номінальне значення коду розраховується за (3.7) і рівне $N_{\text{ном}}=9214$.

При перемноженні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5)= 309.6732$

$N_{\text{zadan}}=309.6732$ $N_{\text{vyxid}}=312$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.025253$

При множенні і діленні $VYRAZ(N1+N2+N3-N4-N5)= 29.9746$

$Nzadan=29.9746$ $Nvyxid=30$ $poхNvyxid=0.00027584$

Тривалість перетворення становить 73 дозування або 182 мкс.

**Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП
(відповідає рис.3.3 розділу 3)**

Значення U_{vx}	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	9.2963	9.3429	9.3991	9.4462	9.4935
n	73	68	62	57	52
Очікувана похибка	0.094935				
Зведена похибка δU	0.036526	0.070778	0.0087996	0.037903	0.064647
Розраховане значення коду N	72.607	67.2423	61.9063	56.5986	51.3189
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5$ $\delta N=0.025253$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3/U4/U5$ $\delta N=0.00027584$				

Якщо збільшити проектовану розрядність багатофункціонального АЦФП до 12ти розрядів, задавши бажану похибку перетворення 0.025% і основу логарифмування $\zeta=0.99975$, можна отримати подальше зменшення похибок перетворення до значень, які відповідають значно вищим розрядностям перетворення. Основі логарифмування $\zeta=0.99975$ відповідають ємності дозуючого та накопичуючого конденсаторів відповідно рівні $C_d=1нФ$ і $C_H=3.9$ мкФ.

На рис. 4 наведено графік роботи АЦФП з 5 вхідними напругами $U_{vx1}=9$ В; $U_{vx2}=8$ В; $U_{vx3}=5$ В; $U_{vx4}=4$ В; $U_{vx5}=3$ В при заданій похибці 0.025%. Максимальна похибка для цього випадку згідно (3.8) становить 0.022%. А номінальний вихідний код за (3.7) рівний $N_{ном}=36841.964$.

Моделюванням отримали такі зведені похибки. Для кожної з вхідних напруг: $\delta_1=0.01$ %, $\delta_2=0.006$ %, $\delta_3=0.0008$ %, $\delta_4=0.004$ %, $\delta_5=0.004$ % (таблиця результатів моделювання наведена нижче).

При перемноженні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5)= 12569.23$

$Nzadan=12569.23$ $Nvyxid=12571$ $poхNvyxid=0.0048042$

При множенні і діленні $VYRAZ(N1+N2+N3-N4-N5)= 4394.9984$

$Nzadan=4394.9984$ $Nvyxid=4395$ $poхNvyxid=4.2399e-06$

Тривалість перетворення становить 4817 дозувань або 12 мс.

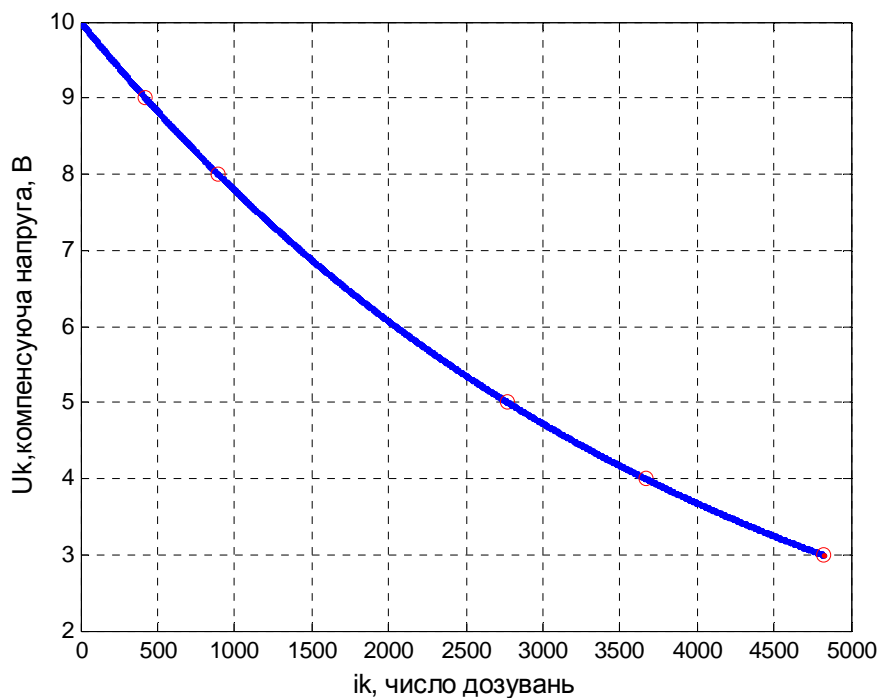


Рис. 4. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9$ В; $U_{vx2}=8$ В; $U_{vx3}=5$ В; $U_{vx4}=4$ В; $U_{vx5}=3$ В при заданій похибці 0.025 %.

**Таблиця даних моделювання багатofункціонального АЦФП
проектовані 12 розрядів (рис.4)**

Значення U_{vx}	3	4	5	8	9
U_k	2.9996	3.9996	4.9999	7.9994	8.9989
n	4817	3666	2773	893	422
Очікувана похибка	0.022497				
Зведена похибка δU	0.0038004	0.0037888	0.00080887	0.0062835	0.011366
Розраховане значення коду N	4816.4932	3665.6211	2772.9353	892.6858	421.4947
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N=0.0048042$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=4.2399e-06$				

На рис. 5 наведено графік роботи АЦФП з 5 вхідними напругами $U_{vx1}=7.5$ В; $U_{vx2}=5.5$ В; $U_{vx3}=3.75$ В; $U_{vx4}=2.11$ В; $U_{vx5}=1$ В при заданій похибці 0.025%. Максимальна похибка для цього випадку згідно (3.8) становить 0.017499 % тобто менше 0.02%. А номінальний вихідний код за (3.7) рівний $N_{ном}=36841.964$.

При перемноженні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3+N_4+N_5)= 23178.1905$

$N_{zadan}=23178.1905$ $N_{vyxid}=23180$ $poхN_{vyxid}=0.0049114$

При множенні і діленні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3-N_4-N_5)= 7693.5257$

Nzadan=7693.5257 Nvyxid=7694 poxNvyxid=0.0012874

Тривалість перетворення становить 9212 дозувань або 23 мс.

**Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП
проектовані 12 розрядів (рис.5)**

Значення U_{vx}	1	2.11	3.75	5.5	7.5
U_k	0.99987	2.1097	3.7498	5.4995	6.9998
n	9212	6225	3924	2392	1427
Максимальна похибка	0.017499				
Зведена похибка δU	0.0012707	0.003341	0.0018053	0.0048542	0.0021328
Розраховане значення коду N	9211.4916	6224.3665	3923.8074	2391.6469	1426.8781
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N= 0.0049114$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=0.0012874$				

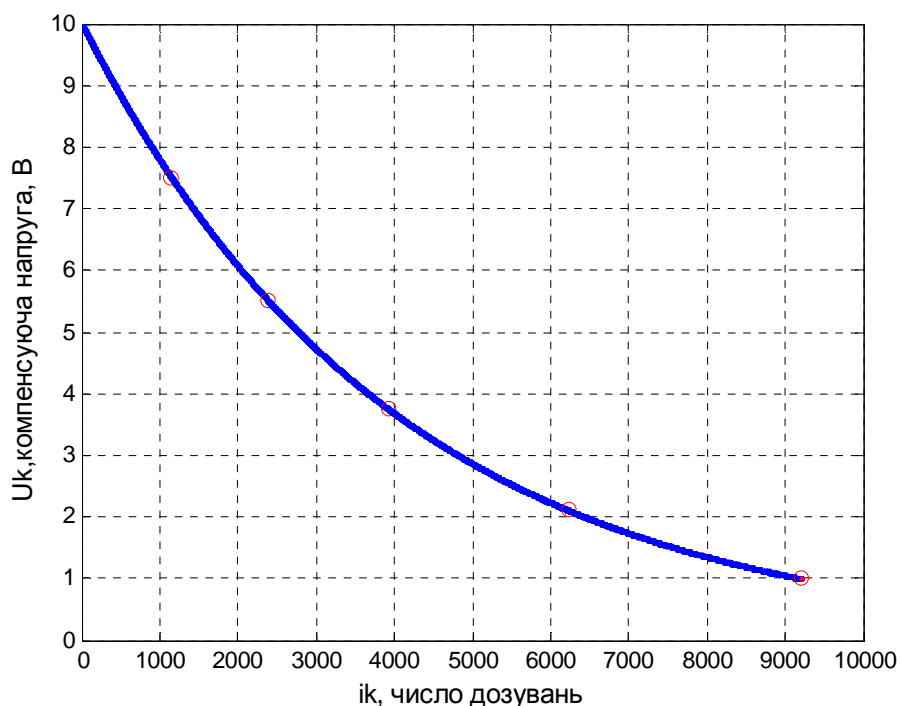


Рис. 5. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=7.5$ В; $U_{vx2}=5.5$ В; $U_{vx3}=3.75$ В; $U_{vx4}=2.11$ В; $U_{vx5}=1$ В при заданій похибці 0.025 %.

Для АЦФП з 5 вхідними напругами $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=7.5$ В; $U_{vx3}=6$ В; $U_{vx4}=2.444$ В; $U_{vx5}=0.99$ В при заданій похибці 0.025 % (відповідає рис.3.4 розділу 3). Прогнозована максимальна похибка для цього випадку становить 0.023745% тобто менша від 0.025%. А номінальний вихідний код за (3.7) рівний $N_{ном}=36841.964$.

Моделюванням отримали такі зведені похибки. Для кожної з вхідних напруг: $\delta_1=0.02\%$, $\delta_2=0.002\%$, $\delta_3=0.007\%$, $\delta_4=0.003\%$, $\delta_5=0.0007\%$ (таблиця результатів моделювання наведена у нижче).

Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП проєктовані 12 розрядів (відповідає рис.3.4 розділу 3)

Значення U_{vx}	0.99	2.444	6	7.5	9.5
U_k	0.98993	2.4437	5.9993	7.4998	9.4981
n	9252	5637	2044	1151	206
Очікувана похибка	0.023745				
Зведена похибка δU	0.00074737	0.0030504	0.0066303	0.0023973	0.019024
Розраховане значення коду N	9251.698	5636.5007	2043.5579	1150.8721	205.1988
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N=0.0058969$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=0.0015466$				

При перемноженні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3+N_4+N_5)=18287.8275$

$N_{zadan}=18287.8275$ $N_{vyxid}=18290$ $poхN_{vyxid}=0.0058969$

При множенні і діленні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3-N_4-N_5)=11488.5698$

$N_{zadan}=11488.5698$ $N_{vyxid}=11488$ $poхN_{vyxid}=0.0015466$

Тривалість перетворення становить 9252 дозувань або 23.1 мс.

На рис. 6 наведено графік роботи АЦФП з 5 вхідними напругами $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В при заданій похибці 0.025 %. Прогнозована максимальна похибка для цього випадку становить 0.023745% тобто менша від 0.025%. А номінальний вихідний код за (3.7) рівний $N_{ном}=36841.964$.

Моделюванням отримали такі зведені похибки. Для кожної з вхідних напруг: $\delta_1=0.02\%$, $\delta_2=0.02\%$, $\delta_3=0.01\%$, $\delta_4=0.003\%$, $\delta_5=0.02\%$ (таблиця результатів моделювання наведена у нижче).

При перемноженні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3+N_4+N_5)=1238.2287$

$N_{zadan}=1238.2287$ $N_{vyxid}=1241$ $poхN_{vyxid}=0.0075221$

При множенні і діленні $VYRAZ(N_1+N_2+N_3+N_4+N_5)=119.8534$

$N_{zadan}=119.8534$ $N_{vyxid}=121$ $poхN_{vyxid}=0.0031122$

Тривалість перетворення 291 дозування, що відповідає 727 мкс.

**Таблиця даних моделювання багатовходового багатофункціонального АЦФП
проектовані 12 розрядів (рис.6)**

Значення U_{vx}	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	9.2984	9.3497	9.3989	9.4484	9.4981
n	291	269	248	227	206
Очікувана похибка	0.023745				
Зведена похибка δU	0.015829	0.003071	0.010983	0.016305	0.019024
Розраховане значення коду N	290.3191	268.8686	247.5326	226.3097	205.1988
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5$ $\delta N=0.0075221$				
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3/U_4/U_5$ $\delta N=0.0031122$				

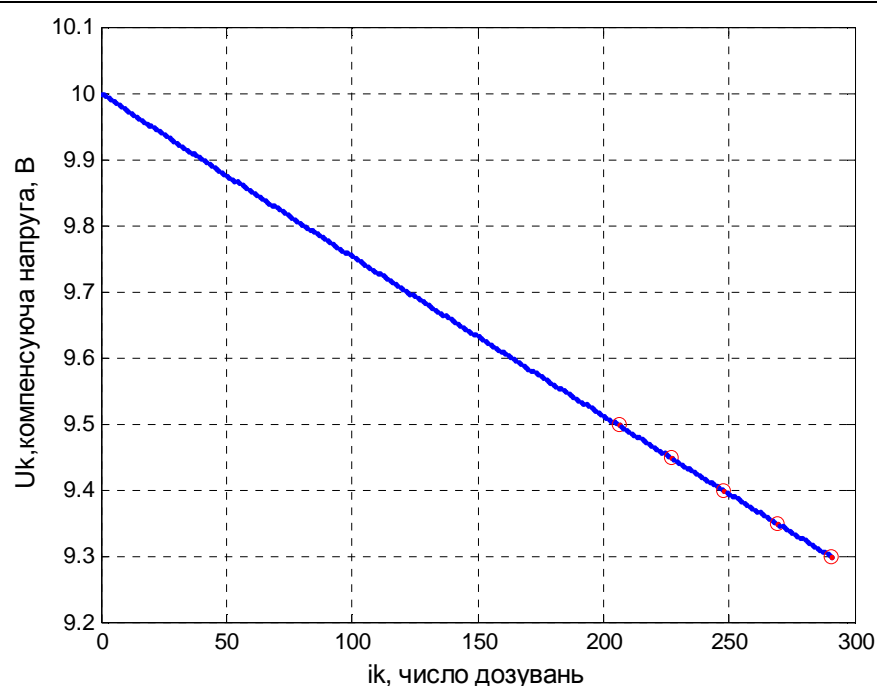


Рис. 6. Графіки роботи багатофункціонального АЦФП для 5 вхідних напруг: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В при заданій похибці 0.025 %.

**Таблиця значень похибок напруги та кількості тактів перетворення
багатофункціонального АЦФП з 5ма вхідними напругами 12 розрядів**

U_v	0.9	1	2.1	2.4	3	3.7	4	5	5.5	6	7	7.5	8	9	9.3	9.3	9.4	9.4	9.5
x	9		1	44		5									5	5	5	5	
δ	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	00	01	03	03	03	01	03	00	04	06	02	02	06	11	15	03	10	16	19
	74	27	34	05	80	80	78	80	85	63	13	39	28	36	82	07	98	30	02
	73	07	1	04	04	53	88	88	42	03	28	73	35	6	9	1	3	5	4
	7							7											
i_k	92	92	62	56	48	39	36	27	23	20	14	11	89	42	29	26	24	22	20
	52	12	25	37	17	24	66	73	92	44	27	51	3	2	1	9	8	7	6

Змоделюємо збільшення кількості вхідних напруг до 10.

Розглянемо перетворення 10ти близьких вхідних напруг у верхній частині діапазону та перетворення 10ти вхідних напруг, коли 5 з них належать до верхньої частини діапазону, а 5 – до нижньої, причому близькими до 1 В.

У першому випадку: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=9.25$ В; $U_{vx7}=9.2$ В; $U_{vx8}=9.15$ В; $U_{vx9}=9.1$ В; $U_{vx10}=9.05$ В і 10ти розрядів (похибка 0.1%), тобто при перетворенні близьких між собою вхідних напруг у верхній частині діапазону, отримаємо високу швидкодію – час перетворення рівний 100 тактів, тобто 250мкс (відповідає рис.3.7 розділу 3). Зведену похибку напруг від 0.01% до 0.09% і зведену похибку вихідного коду 0.05% при перемноженні усіх вхідних величин та 0.03% для множення і ділення. Результати моделювання наведені у таблиці нижче. Зауважимо, що максимальна похибка для цього прикладу 0.09%, а номінальний код 9214.

При перемноженні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7+N8+N9+N10)=754.2007$

$Nzadan=754.2007$ $Nvyxid=759$ $poхNvyxid=0.052087$

При множенні і діленні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7-N8-N9-N10)=187.9933$

$Nzadan=187.9933$ $Nvyxid=191$ $poхNvyxid=0.032632$

**Таблиця даних моделювання 10ти входового багатofункціонального АЦФП
проектовані 10 розрядів (відповідає рис.3.7 розділу 3)**

Значення U_{vx}	9.05	9.1	9.15	9.2	9.25	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	9.0488	9.0942	9.1489	9.1947	9.2408	9.2963	9.3429	9.3991	9.4462	9.4935
n	100	95	89	84	79	73	68	62	57	52
Очікувана похибка	0.094935									
Зведена похибка δU	0.0117 37	0.0583 9	0.0113 74	0.0530 15	0.0923 6	0.0365 26	0.0707 78	0.0087 996	0.0379 03	0.0646 47
Розраховане значення коду N	99.870 2	94.357 8	88.875 6	83.423 3	78.000 5	72.607	67.242 3	61.906 3	56.598 6	51.318 9
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7*U8*U9*U10$						$\delta N=0.052087$			
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7/U8/U9/U10$						$\delta N=0.032632$			

При перетворенні таких же вхідних напруг у верхній частині діапазону, але при проектованій розрядності 12, тобто: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=9.25$ В; $U_{vx7}=9.2$ В; $U_{vx8}=9.15$ В; $U_{vx9}=9.1$ В; $U_{vx10}=9.05$ В і задана похибка 0.025% (відповідає рис.3.8 розділу 3), отримаємо швидкодію меншу у 4 рази. Тривалість перетворення становить від 200 дозувань до 400, що відповідає 500 мкс – 1 мс. Зведена похибка напруги знаходиться в межах від 0.003 % до 0.019 % при максимальній

похибці меншій 0.025 %. Зведена похибка вихідного коду при перемноженні менша 0.015 %, а при множенні та діленні рівна 0.0035 %. Отже, отримали зменшення похибок від 5 до 10 разів порівняно з 10ти розрядним АЦФП при пониженні швидкодії від 2 до 4 разів. Таблиця результатів моделювання наведена нижче.

$$dzeta=0.99975 \quad N_{nominal}=36841.964$$

$$\text{При перемноженні } VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7+N8+N9+N10)=3015.6724$$

$$N_{zadan}=3015.6724 \quad N_{vyxid}=3021 \quad \rho_{ox}N_{vyxid}=0.014461$$

$$\text{При множенні і діленні } VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7-N8-N9-N10)=751.6916$$

$$N_{zadan}=751.6916 \quad N_{vyxid}=753 \quad \rho_{ox}N_{vyxid}=0.0035514$$

**Таблиця даних моделювання 10ти входового багатofункціонального АЦФП
проектовані 12 розрядів (відповідає рис.3.8 розділу 3)**

Значення U_{vx}	9.05	9.1	9.15	9.2	9.25	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	9.0485	9.0984	9.1486	9.199	9.2497	9.2984	9.3497	9.3989	9.4484	9.4981
n	400	378	356	334	312	291	269	248	227	206
Очікувана похибка	0.023745									
Зведена похибка δU	0.0151 27	0.0161 52	0.0144 25	0.0099 314	0.0026 557	0.0158 29	0.0030 71	0.0109 83	0.0163 05	0.0190 24
Розраховане значення коду N	399.33 12	377.28 99	355.36 93	333.56 81	311.88 51	290.31 91	268.86 86	247.53 26	226.30 97	205.19 88
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7*U8*U9*U10$ $\delta N=0.014461$									
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7/U8/U9/U10$ $\delta N=0.0035514$									

У випадку перетворення 10 вхідних напруг, рознесених по 5 по краях робочого діапазону, а саме: $U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=1.2$ В; $U_{vx7}=1.15$ В; $U_{vx8}=1.1$ В; $U_{vx9}=1.05$ В; $U_{vx10}=1$ В і 10ти розрядів (похибка 0.1%), отримали час перетворення рівний 23004 такти, тобто 5.76 мс (рис.7). Зведену похибку напруг від 0.001 % до 0.07 % і зведену похибку вихідного коду меншу 0.05 % при перемноженні усіх вхідних величин та меншу від 0.025 % для множення і ділення. Результати моделювання наведені у таблиці нижче. Зауважимо, що максимальна похибка для цього прикладу 0.095 %, а номінальний код 9214.

$$\text{При перемноженні } VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7+N8+N9+N10)= 11361.9373$$

$$N_{zadan}=11361.9373 \quad N_{vyxid}=11366 \quad \rho_{ox}N_{vyxid}=0.044093$$

$$\text{При множенні і діленні } VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7-N8-N9-N10)= 2172.1351$$

$$N_{zadan}=2172.1351 \quad N_{vyxid}=2170 \quad \rho_{ox}N_{vyxid}=0.023172$$

Тривалість перетворення до 5.8 мс.

**Таблиця даних моделювання 10ти входового багатofункціонального АЦФП
проектовані 10 розрядів (рис. 7)**

Значення U_{vx}	1	1.05	1.1	1.15	1.2	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	0.9997 4	1.0499	1.0993	1.1499	1.1992	9.2963	9.3429	9.3991	9.4462	9.4935
n	2304	2255	2209	2164	2122	73	68	62	57	52
Очікувана похибка	0.094935									
Зведена похибка δU	0.0026 364	0.0008 2235	0.0068 324	0.0010 99	0.0081 113	0.0365 26	0.0707 78	0.0087 996	0.0379 03	0.0646 47
Розраховане значення коду N	2303.7 362	2254.9 216	2208.3 784	2163.9 044	2121.3 235	72.607	67.242 3	61.906 3	56.598 6	51.318 9
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5*U_6*U_7*U_8*U_9*U_{10}$ $\delta N=0.044093$									
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U_1*U_2*U_3*U_4*U_5*U_6*U_7/U_8/U_9/U_{10}$ $\delta N=0.023172$									

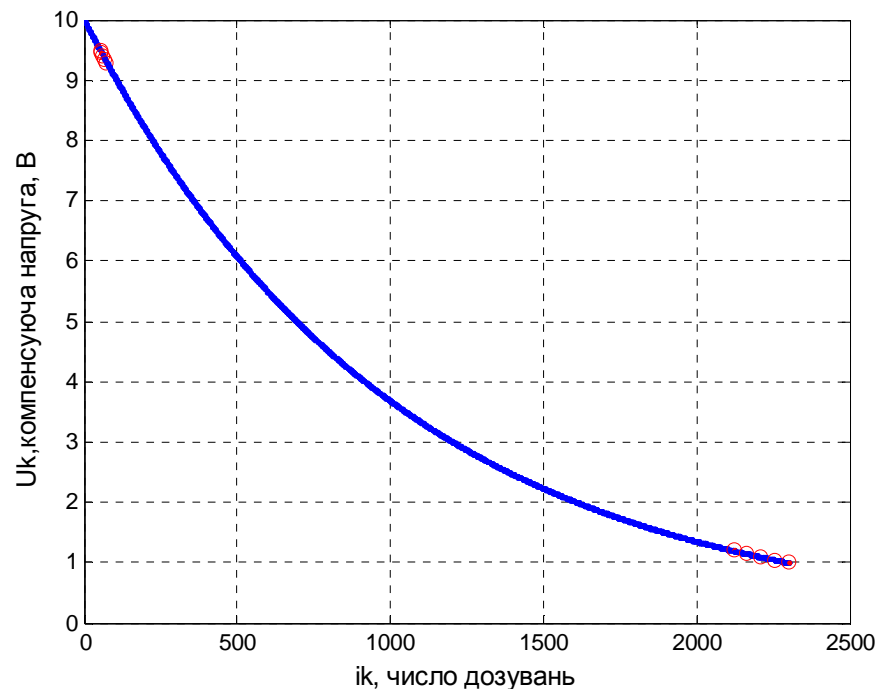


Рис. 7. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг: $U_{vx_1}=9.5$ В; $U_{vx_2}=9.45$ В; $U_{vx_3}=9.4$ В; $U_{vx_4}=9.35$ В; $U_{vx_5}=9.3$ В; $U_{vx_6}=1.2$ В; $U_{vx_7}=1.15$ В; $U_{vx_8}=1.1$ В; $U_{vx_9}=1.05$ В; $U_{vx_{10}}=1$ В при заданій похибці 0.1 %

Для аналогічного перетворення, але із проектованою розрядністю 12, тобто $U_{vx_1}=9.5$ В; $U_{vx_2}=9.45$ В; $U_{vx_3}=9.4$ В; $U_{vx_4}=9.35$ В; $U_{vx_5}=9.3$ В; $U_{vx_6}=1.2$ В; $U_{vx_7}=1.15$ В; $U_{vx_8}=1.1$ В; $U_{vx_9}=1.05$ В; $U_{vx_{10}}=1$ В і задана похибка 0.025 % (рис.8), отримали наступні результати моделювання. Тривалість перетворення становить 23 мс або 9212 тактів. Максимальна похибка згідно (3.8) менша 0.025 %. Зведені похибки напруг знаходяться в межах від 0.001 % до 0.019 %. Зведена похибка вихідного коду при перемноженні 0.017 %, а при множенні та діленні 0.006 %.

$dzeta=0.99975$ $N_{nominal}=36841.964$

При перемноженні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7+N8+N9+N10)=45430.7183$

$N_{zadan}=45430.7183$ $N_{vyxid}=45437$ $poхN_{vyxid}=0.01705$

При множенні і діленні $VYRAZ(N1+N2+N3+N4+N5+N6+N7-N8-N9-N10)=8685.2845$

$N_{zadan}=8685.2845$ $N_{vyxid}=8683$ $poхN_{vyxid}=0.0062008$

**Таблиця даних моделювання 10ти входового багатofункціонального АЦФП
проектовані 12 розрядів (рис.8)**

Значення U_{vx}	1	1.05	1.1	1.15	1.2	9.3	9.35	9.4	9.45	9.5
U_k	0.999 87	1.0498	1.0998	1.1498	1.1997	9.2984	9.3497	9.3989	9.4484	9.4981
n	9212	9017	8831	8653	8483	291	269	248	227	206
Очікувана похибка	0.023745									
Зведена похибка δU	0.001 2707	0.0018 199	0.0021 906	0.0017 995	0.0026 567	0.0158 29	0.0030 71	0.0109 83	0.0163 05	0.0190 24
Розраховане значення коду N	9211. 4916	9016.3 066	8830.2 032	8652.3 74	8482.1 142	290.31 91	268.86 86	247.53 26	226.30 97	205.19 88
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7*U8*U9*U10$ $\delta N=0.01705$									
Зведена похибка перетворення δN	Вираз $U1*U2*U3*U4*U5*U6*U7/U8/U9/U10$ $\delta N=0.0062008$									

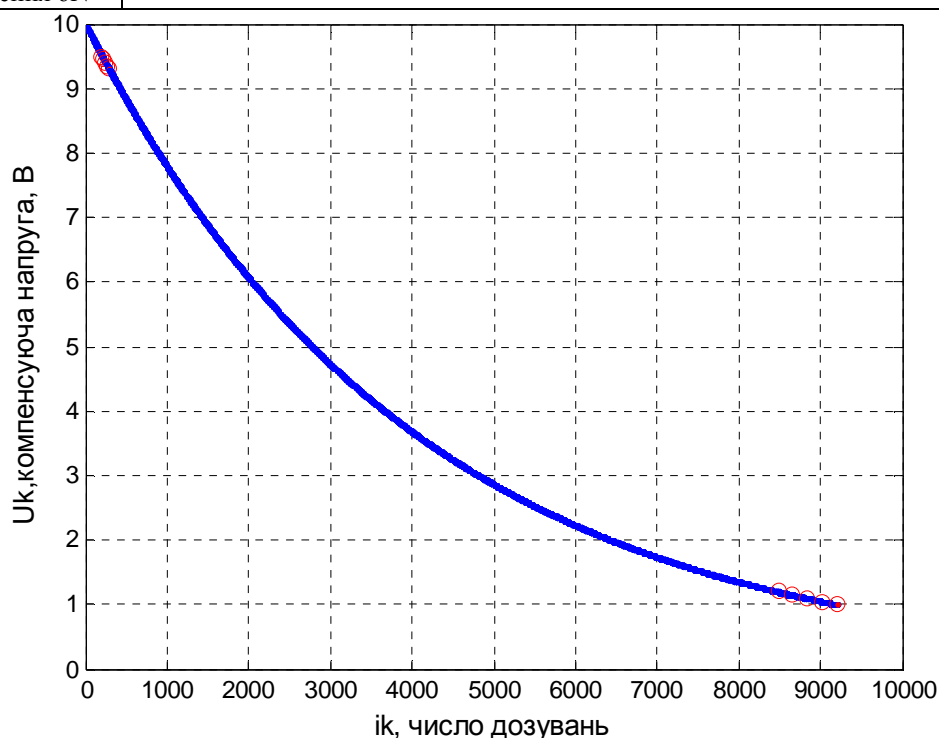


Рис.8. Графіки роботи багатofункціонального АЦФП для 10 вхідних напруг:

$U_{vx1}=9.5$ В; $U_{vx2}=9.45$ В; $U_{vx3}=9.4$ В; $U_{vx4}=9.35$ В; $U_{vx5}=9.3$ В; $U_{vx6}=1.2$ В; $U_{vx7}=1.15$ В;

$U_{vx8}=1.1$ В; $U_{vx9}=1.05$ В; $U_{vx10}=1$ В при заданій похибці 0.025 %

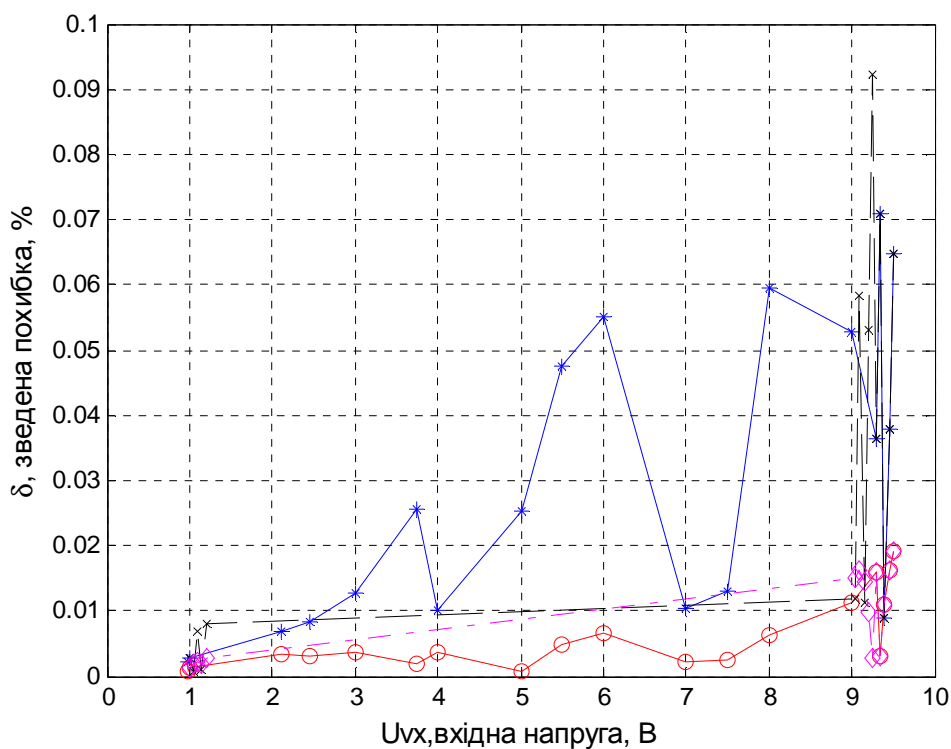


Рис.9. Суміщений зведених похибок напруги багатofункціональних АЦФП (п'ятивходові: «синій *» – 10 розрядів, «червоний о» – 12 розрядів; десятивходові: «чорний - - х» – 10 розрядів, «рожевий - - о» – 12 розрядів)

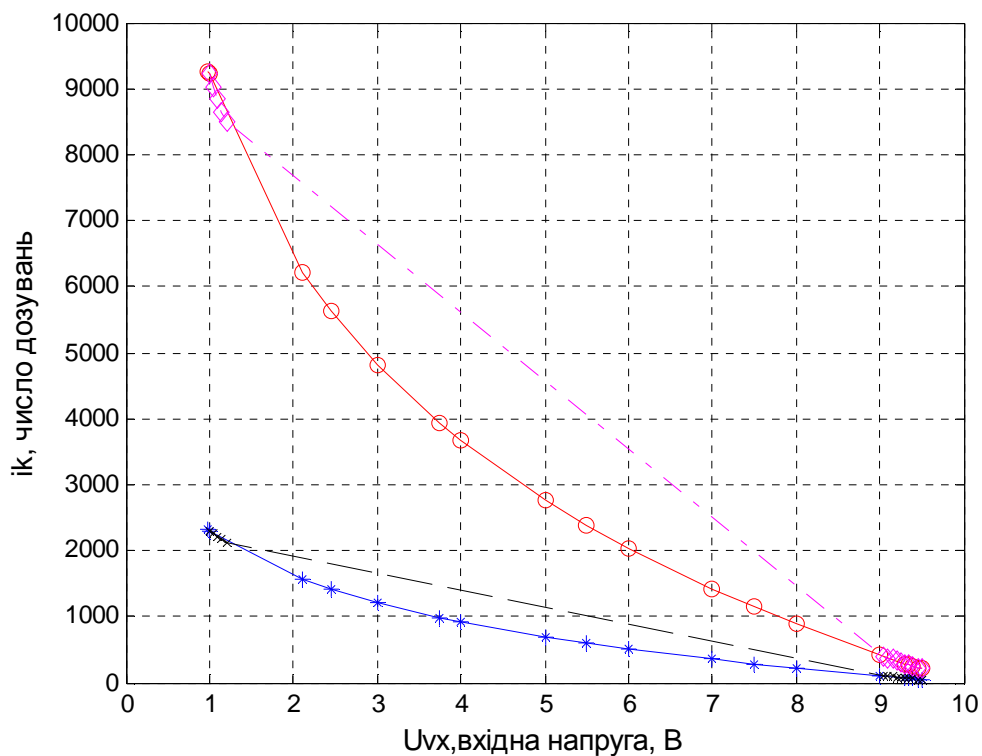


Рис.10. Суміщений графік тривалості перетворення багатofункціональних АЦФП (п'ятивходові: «синій *» – 10 розрядів, «червоний о» – 12 розрядів; десятивходові: «чорний - - х» – 10 розрядів, «рожевий - - о» – 12 розрядів)

Моделювання АЦФП логарифмування різниці двох напруг

Змоделюємо виконання алгоритму для випадків, коли спочатку завершиться перетворення зменшуваного, коли спочатку завершиться перетворення від'ємника і коли обидві величини приблизно однаковий час перетворюються. Відповідні графіки наведено відповідно на рис.1, на рис.2 та рис.3. У цих трьох випадках основа логарифму $\zeta=0.99305$. Вона отримана співвідношенням ємностей дозуючого $C_D = 7$ нФ та накопичуючого $C_N = 1$ мкФ конденсаторів комірки. Основа ζ застосовується для формування спадної розгортки. Для зростаючої застосовуємо $K = 0.0069513$ за виразом (2.11)

Для рис.1 зменшуваним була напруга 5.25 В і від'ємник 1.5 В. Зменшуване перетворюється протягом 93 тактів, а від'ємник протягом 50 тактів. Загальний час перетворення приймаємо за більшим часом перетворення, тобто 93 такти.

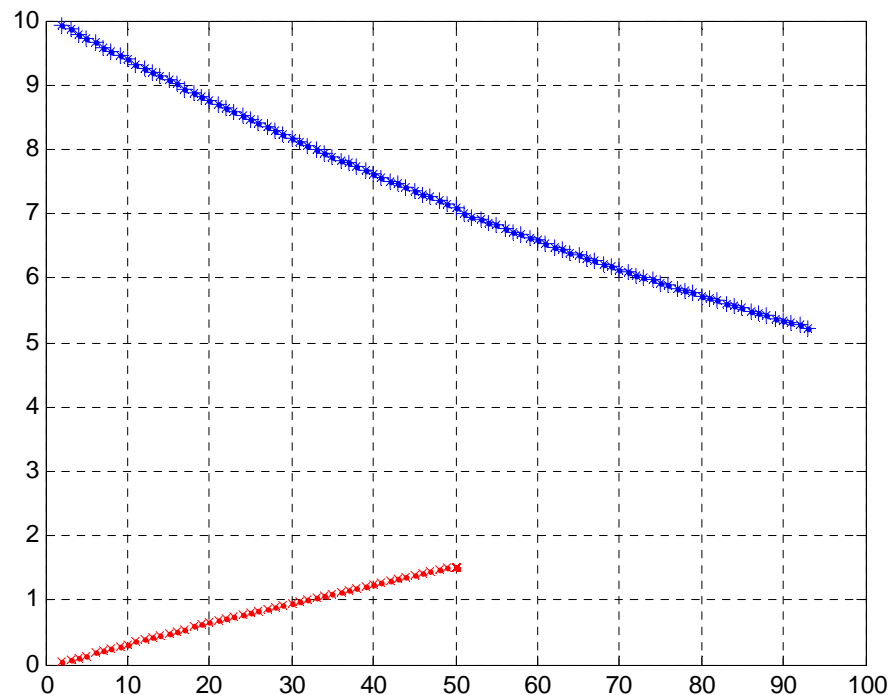


Рис.1. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99305$ і $U_1 = 5.25$ В та $U_2 = 1.5$ В

Для рис.2 зменшуваним була напруга 5.25 В і від'ємник 3.11 В. Для перетворення першої напруги необхідно все ті ж 93 такти, а от друга напруга потребує аж 128 тактів. Загальний час перетворення приймаємо за більшим часом перетворення, тобто 128 тактів.

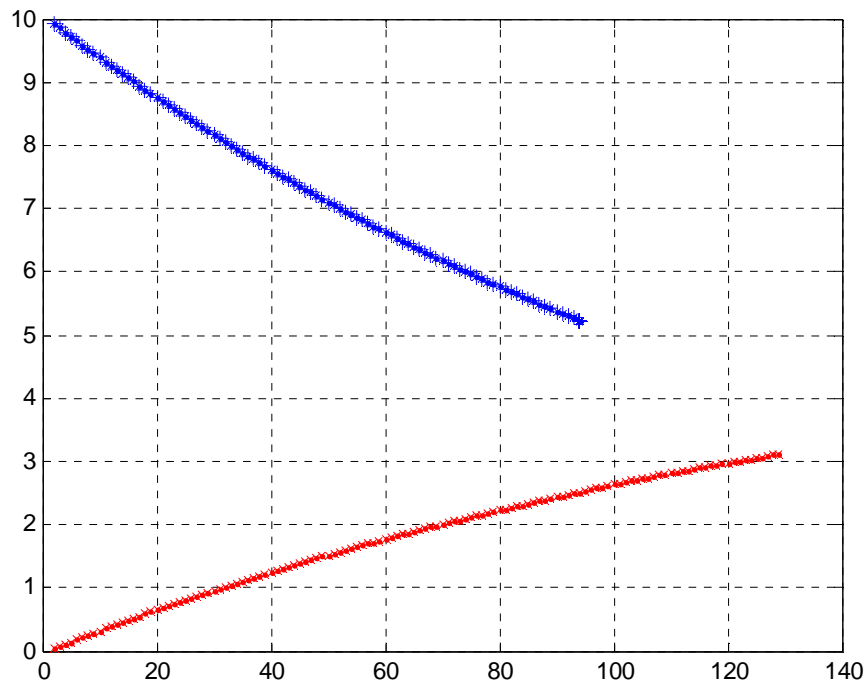


Рис.2. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99305$ і $U_1 = 5.25$ В та $U_2 = 3.11$ В

На рис.3. показано логарифмування різниці напруг 5.25 В і 2.5 В. Час перетворення практично рівний – зменшуване перетворюється спадною розгорткою 93 тактів, а від'ємник наростаючою – 92 такти. Загальний час перетворення приймаємо за більшим часом перетворення, тобто 93 такти.

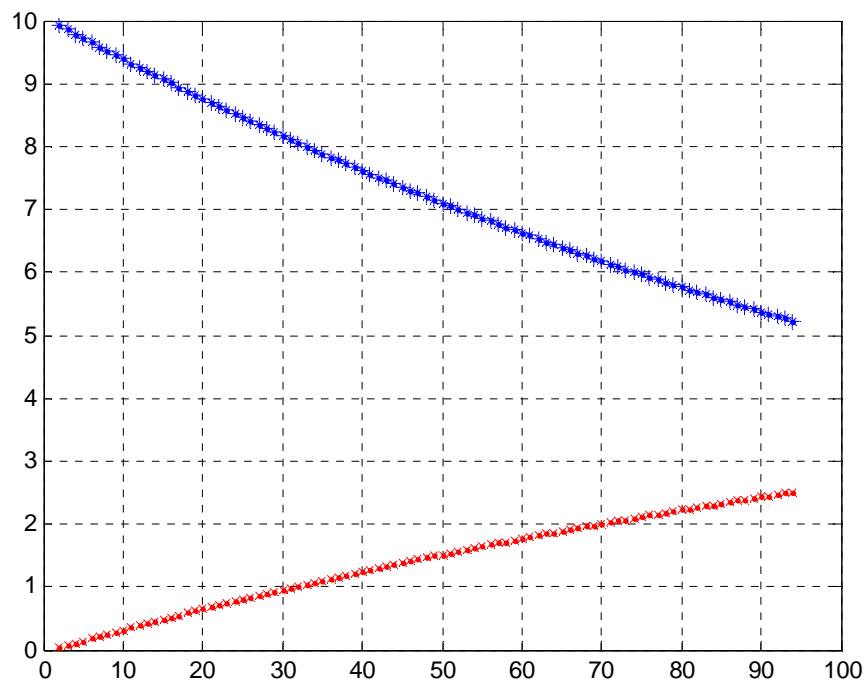


Рис.3. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99305$ і $U_1 = 5.25$ В та $U_2 = 2.5$ В

Для знаходження похибки скористалися отриманими в процесі перетворення значеннями компенсуючих напруг. Їх занесемо до таблиці 1.

Таблиця 1

U _{vx1}	5.25	5.25	5.25
U _{vx2}	3.11	2.5	1.5
U _{k1}	5.2271	5.2271	5.2271
U _{k2}	3.1152	2.5058	1.5199
n ₁	93	93	93
n ₂	128	92	50
Зведена δU	0.132	0.105	0.115

Отже, при вибраній основі логарифму зведена похибка хоч і близька до 0.1 % , але дещо перевищує це значення. Тому для отримання вищої точності перетворення необхідно змінити основу логарифму.

Для визначення «близькі» та «віддалені» напруги знайшли граничні співвідношення напруг U₁/U₂:

Для заданої похибки 0.1% це 10% (у верхній частині діапазону можна зменшити до 7%)

Наприклад:

1) U₁=9.5 U₂=8.9

Відмінність між вхідними напругами становить 7%

ochikuvana poxybka=0.015481 zvedena poxybka riznyci=0.1134

n₁=53 n₂=2763 U_{k1}=9.4935 U_{k2}=8.9003 dzeta=0.999 K=0.000999

Nvyxzadan=2814.8172 Nvyxid=2817 poxNvyxid=0.02369

Nnominal=9213.9438

2) U₁=9.5 U₂=8.8

Відмінність між вхідними напругами становить 8%

ochikuvana poxybka=0.016479 zvedena poxybka riznyci=0.10014

n₁=53 n₂=2609 U_{k1}=9.4935 U_{k2}=8.8005 dzeta=0.999 K=0.000999

Nvyxzadan=2660.5894 Nvyxid=2663 poxNvyxid=0.026162

Nnominal=9213.9438

3) U₁=9.5 U₂=8.55

Відмінність між вхідними напругами становить 10%

ochikuvana poxybka=0.018982 zvedena poxybka riznyci=0.070937

n₁=53 n₂=2303 U_{k1}=9.4935 U_{k2}=8.5503 dzeta=0.999 K=0.000999

Nvyxzadan=2355.0551 Nvyxid=2357 poxNvyxid=0.021108

$N_{\text{nominal}}=9213.9438$

4) $U_1=5.5$ $U_2=5$

Відмінність між вхідними напругами становить 10%

ochikuvana poxybka=0.010485 zvedena poxybka riznyci=0.10456

$n_1=600$ $n_2=2399$ $U_{k1}=5.4953$ $U_{k2}=5.0005$ $\text{dzeta}=0.999$ $K=0.000999$

$N_{\text{vyxzadan}}=2997.2299$ $N_{\text{vyxid}}=3000$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.030064$

$N_{\text{nominal}}=9213.9438$

Для заданої похибки 0.025% це 5% (і 3% у верхній частині діапазону)

Наприклад:

1) $U_1=9.5$ $U_2=9.2$

Відмінність між вхідними напругами становить 3%

ochikuvana poxybka=0.0031319 zvedena poxybka riznyci=0.026882

$n_1=206$ $n_2=13788$ $U_{k1}=9.4993$ $U_{k2}=9.2001$ $\text{dzeta}=0.99975$ $K=0.00025056$

$N_{\text{vyxzadan}}=13992.9192$ $N_{\text{vyxid}}=13995$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.005662$

$N_{\text{nominal}}=36749.8706$

2) $U_1=9.45$ $U_2=9$

Відмінність між вхідними напругами становить 5%

ochikuvana poxybka=0.0034953 zvedena poxybka riznyci=0.015572

$n_1=227$ $n_2=12149$ $U_{k1}=9.4494$ $U_{k2}=9.0001$ $\text{dzeta}=0.99975$ $K=0.00025056$

$N_{\text{vyxzadan}}=12374.9107$ $N_{\text{vyxid}}=12377$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.0056852$

$N_{\text{nominal}}=36749.8706$

3) $U_1=5.25$ $U_2=5$

Відмінність між вхідними напругами становить 5%

ochikuvana poxybka=0.0019417 zvedena poxybka riznyci=0.038646

$n_1=2573$ $n_2=12149$ $U_{k1}=5.2491$ $U_{k2}=5.0001$ $\text{dzeta}=0.99975$ $K=0.00025056$

$N_{\text{vyxzadan}}=14720.4734$ $N_{\text{vyxid}}=14723$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.0068752$

$N_{\text{nominal}}=36749.8706$

4) $U_1=5.3$ $U_2=5$

Відмінність між вхідними напругами становить 6%

ochikuvana poxybka=0.0020796 zvedena poxybka riznyci=0.024382

$n_1=2535$ $n_2=11459$ $U_{k1}=5.2993$ $U_{k2}=5$ $\text{dzeta}=0.99975$ $K=0.00025056$

$N_{\text{vyxzadan}}=13992.9192$ $N_{\text{vyxid}}=13995$ $\text{pox}N_{\text{vyxid}}=0.005662$

$N_{\text{nominal}}=36749.8706$

Графіки логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і наступних пар вхідних напруг :

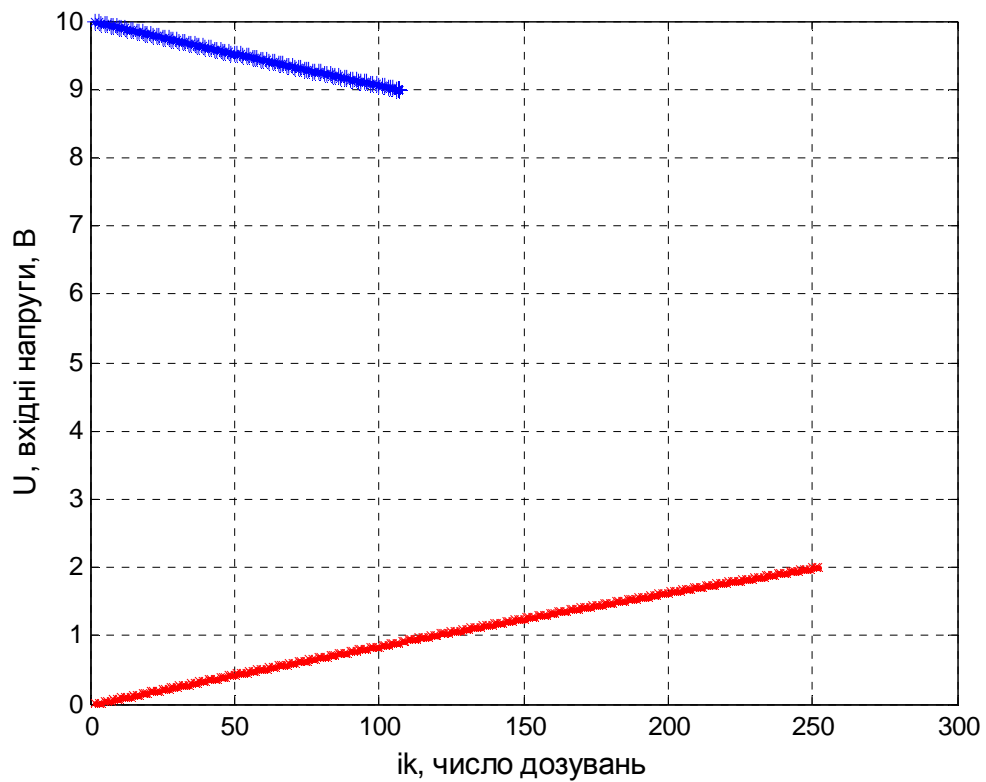


Рис.4. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і $U_1 = 9$ В та $U_2 = 2$ В

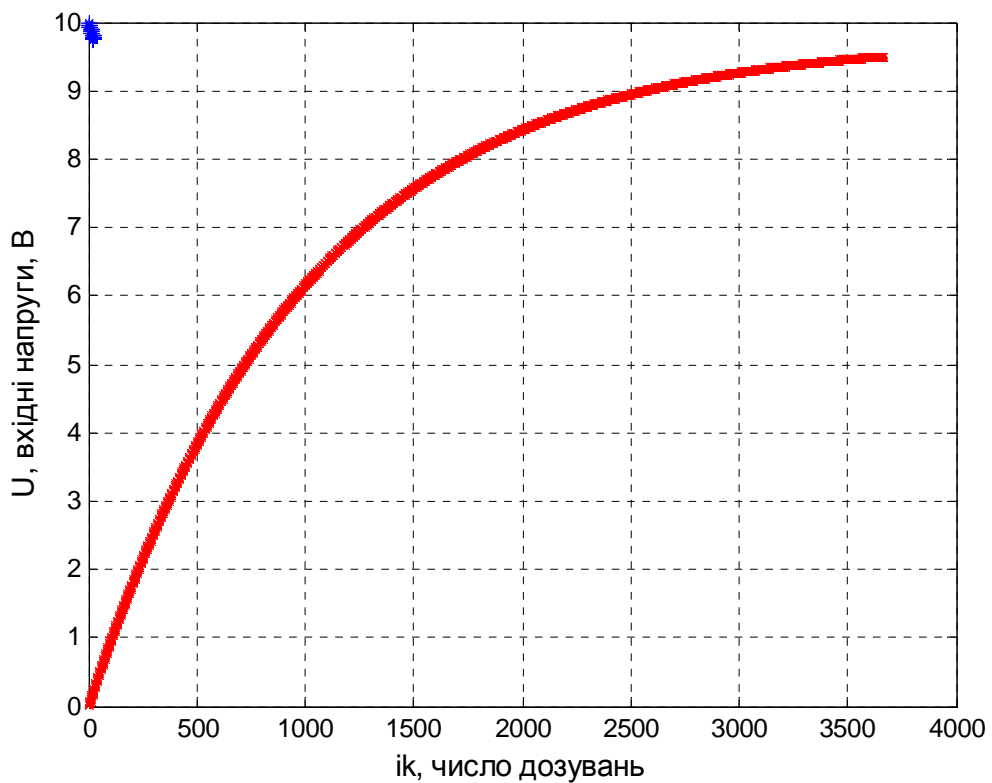


Рис.5. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і $U_1=9.75$ В та $U_2=9.5$ В

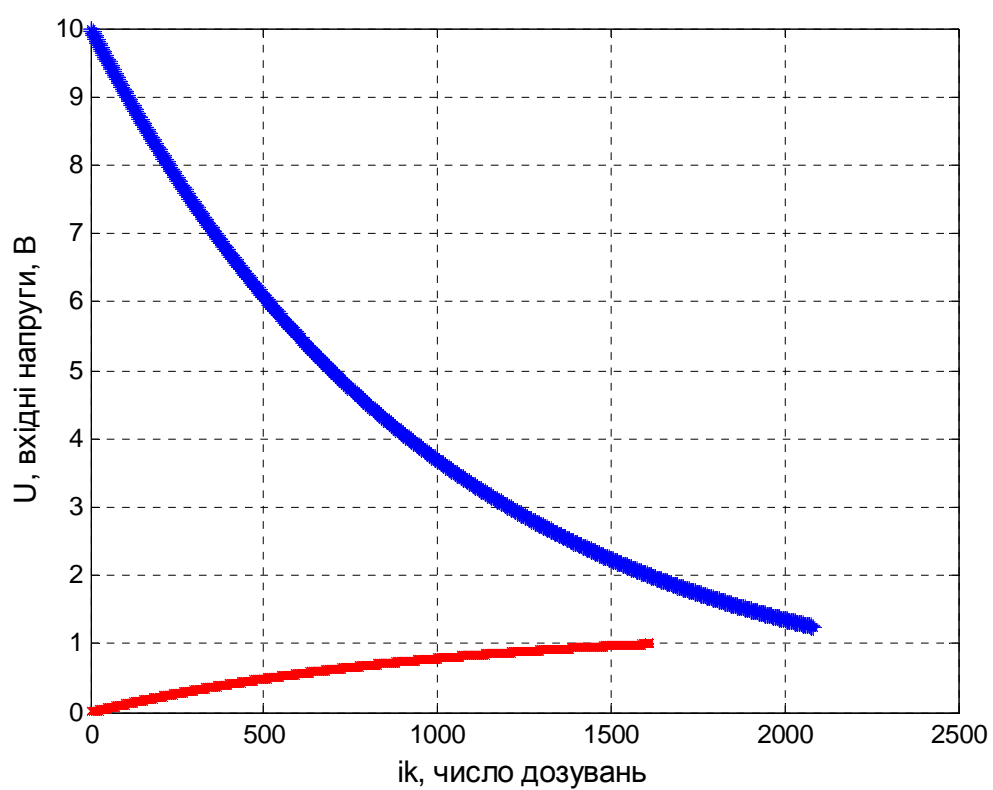


Рис.6. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і $U_1=1.25$ В та $U_2=1$ В

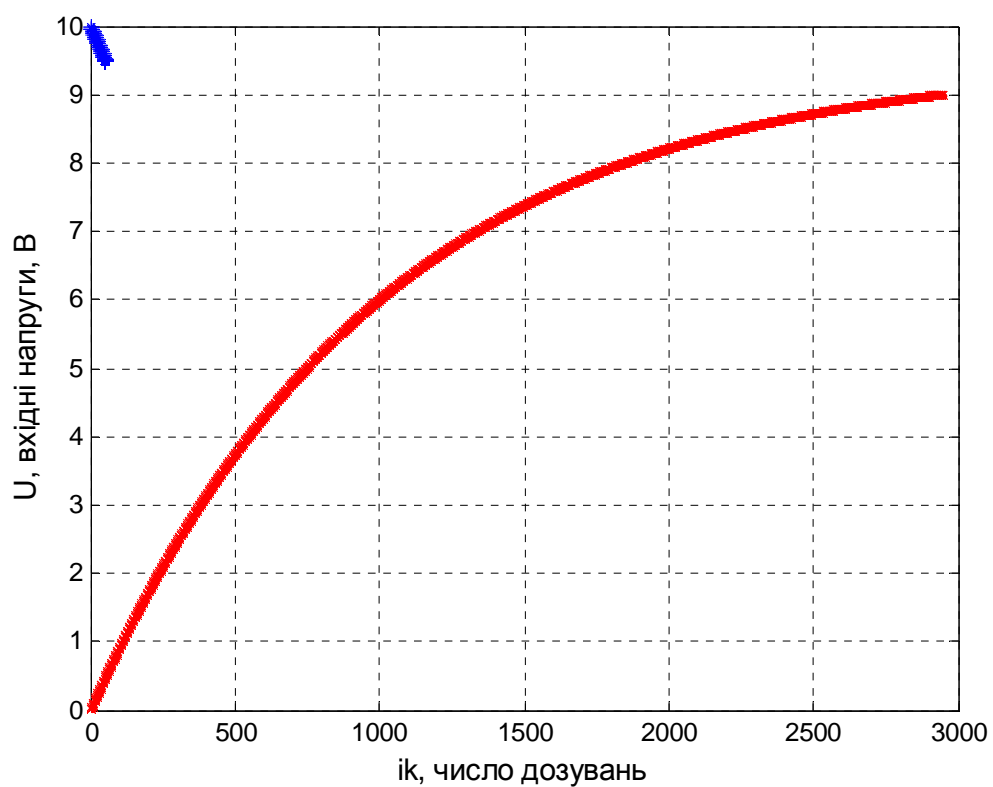


Рис.7. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і $U_1=9.5$ В та $U_2=9$ В

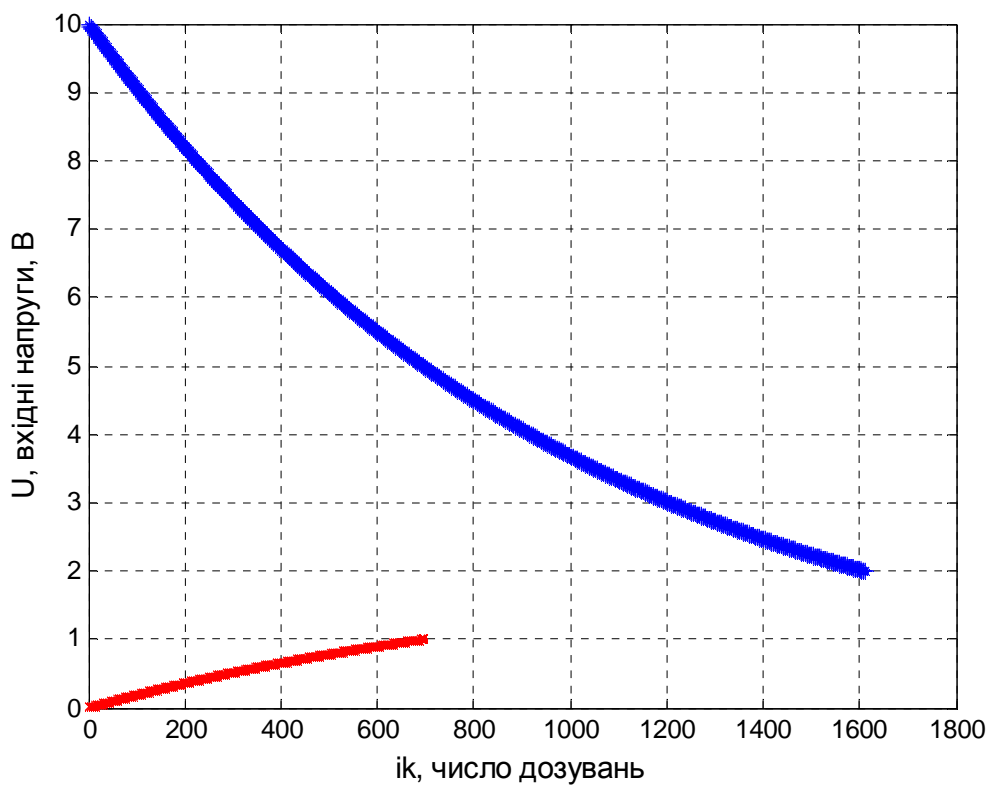


Рис.8. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.999$ і $U_1 = 2\text{ V}$ та $U_2 = 1\text{ V}$

Графіки логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ і наступних пар вхідних напруг :

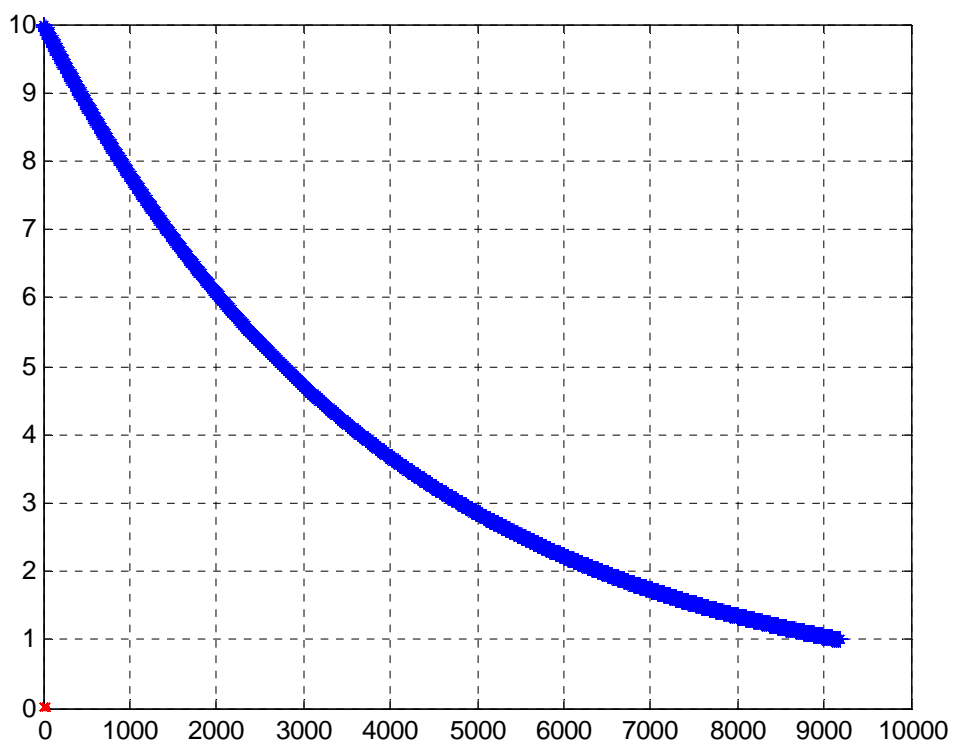


Рис.9. Графік логарифмування різниці двох напруг для $\zeta=0.99975$ та $U_1=1\text{ V}$ і $U_2=0.01\text{ V}$

Моделювання вдосконаленого рекурентного АЦФП

Задана розрядність 8 розрядів ($N_{\text{nom fizych}}=256$) і зведена похибка $\delta=0.25\%$

Отримано:

$\zeta=0.997506234413965$

$N_{\text{nominal}}=3688.739402550351$ $\text{MaxPox}=0.249376558603487$

$K1=0.72644$ $K12=0.85231$ $K13=0.92321$ $K14=0.96084$ $K15=0.98022$ $K16=0.99006$

$K17=0.99502$ $K18=0.99751$

U _{вх}	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4.5	4	3.5	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.1	0.0 1	0.0 01
U _к	9.5 129	8.4 807	7.4 853	7.0 148	6.5 086	5.4 922	4.5 09	4.0 097	3.5 04	2.4 951	2.4 457	1.4 992	1.0 005	0.4 997 4	0.1 000 9	0.0 100 14	0.0 010 018
T	9	11	7	11	9	5	11	10	12	12	12	10	17	14	22	30	34
δU	0.1 356 6	0.2 272 6	0.1 954 1	0.2 120 2	0.1 320 4	0.1 413 2	0.2 004 9	0.2 435 5	0.1 133 1	0.1 969 1	0.0 708 87	0.0 508 84	0.0 461 66	0.0 523 83	0.0 923 53	0.1 385 6	0.1 847 9
A	A1 =0	A1 =0	A1 =0	A1 =1	A1 =1	A1 =1	A1 =2	A1 =2	A1 =3	A1 =4	A1 =4	A1 =5	A1 =7	A1 =9	A1 =14	A1 =21	A1 =28
	A2 =0	A2 =1	A2 =1	A2 =0	A2 =0	A2 =1	A2 =0	A2 =1	A2 =0	A2 =0	A2 =0	A2 =1	A2 =0	A2 =0	A2 =0	A2 =1	A2 =1
	A3 =0	A3 =0	A3 =1	A3 =0	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1
	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =0	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =0	A4 =0	A4 =1	A4 =1	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =0
	A5 =0	A5 =0	A5 =0	A5 =1	A5 =1	A5 =0	A5 =1	A5 =1	A5 =0	A5 =1	A5 =0	A5 =0	A5 =1	A5 =0	A5 =0	A5 =1	A5 =1
	A6 =1	A6 =0	A6 =0	A6 =1	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =1	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =0	A6 =0	A6 =0	A6 =1	A6 =1	A6 =0
	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =1	A7 =0	A7 =0	A7 =1	A7 =1	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =1	A7 =0	A7 =0	A7 =1	A7 =0
	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0
Nz ad an	20. 543	65. 088 8	115 .21 66	142 .84 82	172 .52 85	239 .43 36	319 .80 22	366 .97 42	420 .45 35	555 .21 06	564 .28 38	759 .79 62	922 .18 49	119 9.7 902	184 4.3 697	276 6.5 546	368 8.7 394
Nv yx	20	66	116	142	172	240	319	366	420	556	564	760	922	120 0	184 4	276 6	368 8
δN	0.0 147 19	0.0 247 02	0.0 212 37	0.0 229 95	0.0 143 27	0.0 153 55	0.0 217 46	0.0 264 11	0.0 122 95	0.0 214	0.0 076 937	0.0 055 26	0.0 050 112	0.0 056 889	0.0 100 22	0.0 150 34	0.0 200 45

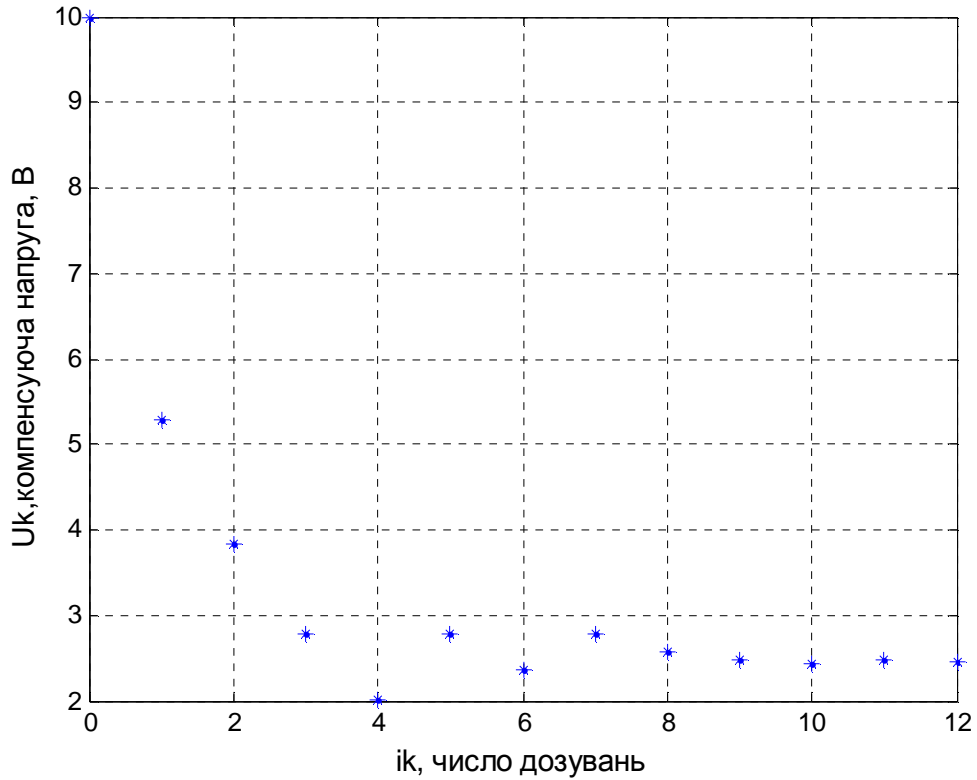


Рис.1. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9975$ і вхідній напрузі $U_{vx}=2.444$ В.

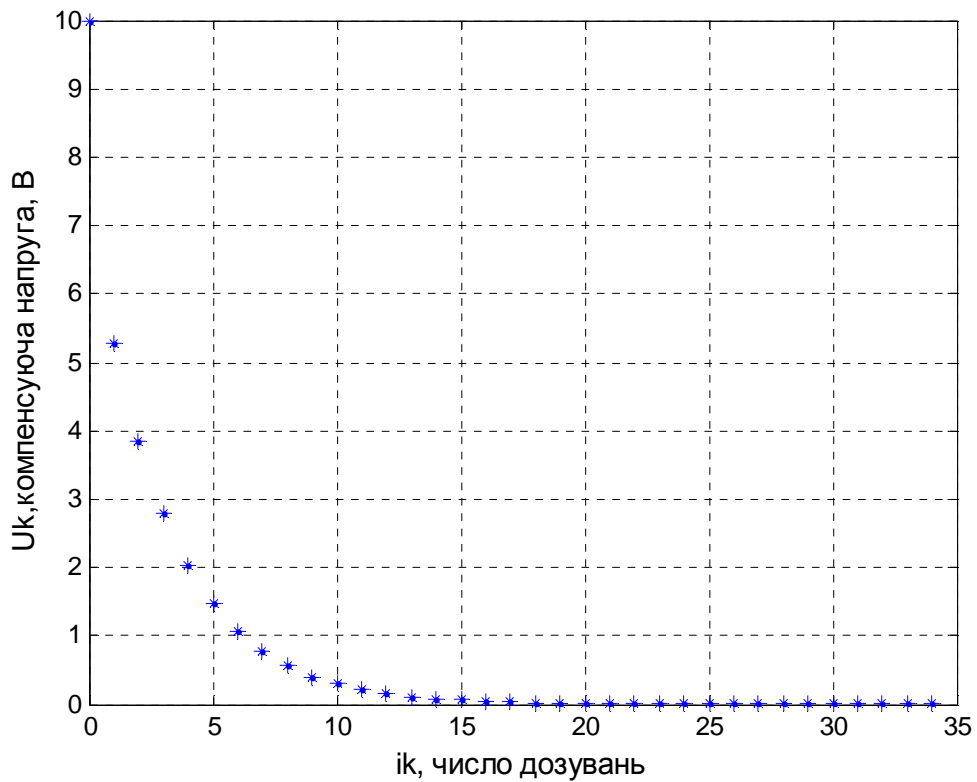


Рис.2. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9975$ і вхідній напрузі $U_{vx}=0.001$ В.

Задана розрядність 8 розрядів ($N_{nom} \text{ fizych}=256$) і зведена похибка $\delta=0.1\%$

Отримано:

$\zeta=0.999000999000999$

$N_{nominal}=9214.944775018665$

$MaxPox=0.099900099900085$

$K1=0.87991$ $K12=0.93803$ $K13=0.96852$ $K14=0.98414$ $K15=0.99204$ $K16=0.99601$

$K17=0.998$ $K18=0.999$

U _B x	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4.5	4	3.5	2.5	2.4	1.5	1	0.5	0.1	0.0	0.0
U k	9.4 935	8.5 051	7.4 987	7.0 06	6.5 06 5	5.5 007	4.5 041	4.0 03	3.5 012	2.5 025	2.4 432	1.50 01	1.0 007	0.4 996 2	0.1 000 5	0.0 100 02	0.0 010 009
T	8	12	6	10	12	13	15	16	18	19	23	23	25	32	43	61	78
δU	0.0 680 49	0.0 600 06	0.0 174 01	0.0 853 19	0.0 99 82 7	0.0 135 81	0.0 906 84	0.0 748 71	0.0 346 83	0.0 987 39	0.0 346 36	0.00 683 55	0.0 736 1	0.0 769 43	0.0 472 26	0.0 208 5	0.0 944 75
A	A1 =0 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =0	A1 =1 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =0 A6 =0 A7 =1 A8 =0	A1 =2 A2 =0 A3 =0 A4 =0 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =0	A1 =2 A2 =1 A3 =1 A4 =0 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0	A1 =3 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =4 A2 =1 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =6 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =7 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0	A1 =8 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0	A1 =10 A2 =1 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0	A1 =11 A2 =0 A3 =0 A4 =0 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =0	A1= 14 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 1 A6= 1 A7= 1 A8= 0	A1 =17 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =23 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0	A1 =35 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =53 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0	A1 =71 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0
Nz ad an	51. 318 9	162 .60 02	287 .82 59	356 .85 33	43 0.9 98 3	598 .13 59	798 .90 69	916 .74 88	105 0.3 469	138 6.9 874	140 9.6 534	189 8.06 84	230 3.7 362	299 7.2 299	460 7.4 724	691 1.2 086	921 4.9 448
N vy x	52	162	288	356	43 0	598	798	916	105 0	138 6	141 0	189 8	230 3	299 8	460 7	691 1	921 4
δN	0.0 073 909	0.0 065 131	0.0 018 894	0.0 092 594	0.0 10 83 3	0.0 014 744	0.0 098 414	0.0 081 259	0.0 037 651	0.0 107 15	0.0 037 612	0.00 074 213	0.0 079 891	0.0 083 572	0.0 051 263	0.0 022 635	0.0 102 53

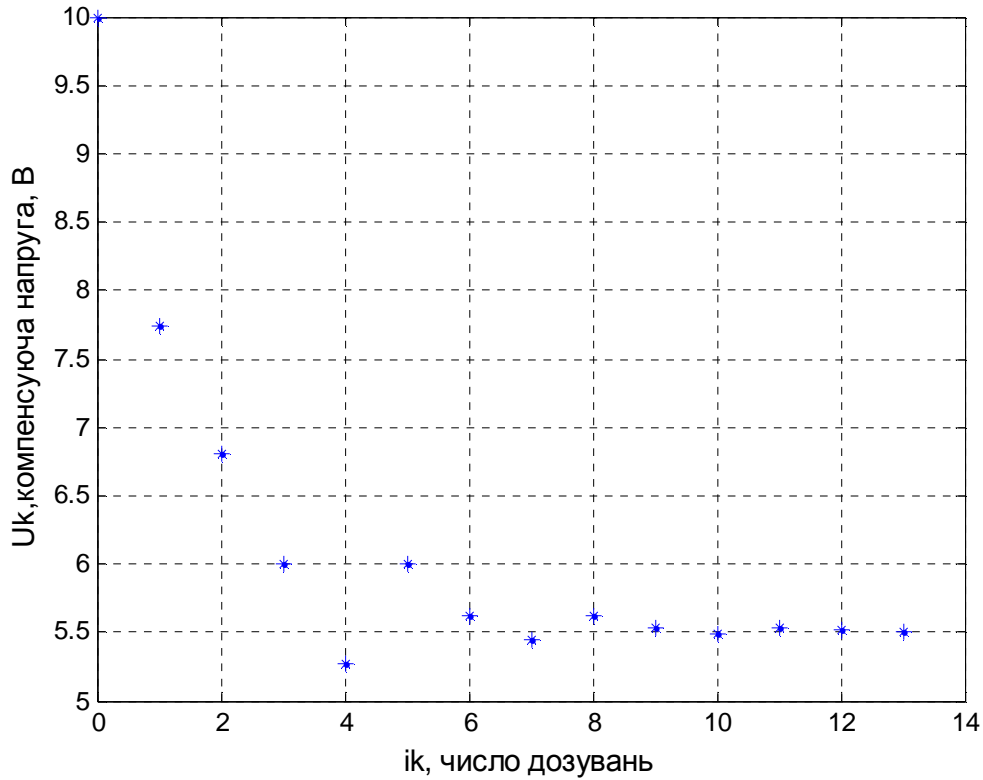


Рис.3. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9990$ і вхідній напрузі $U_{vx}=5.5$ В.

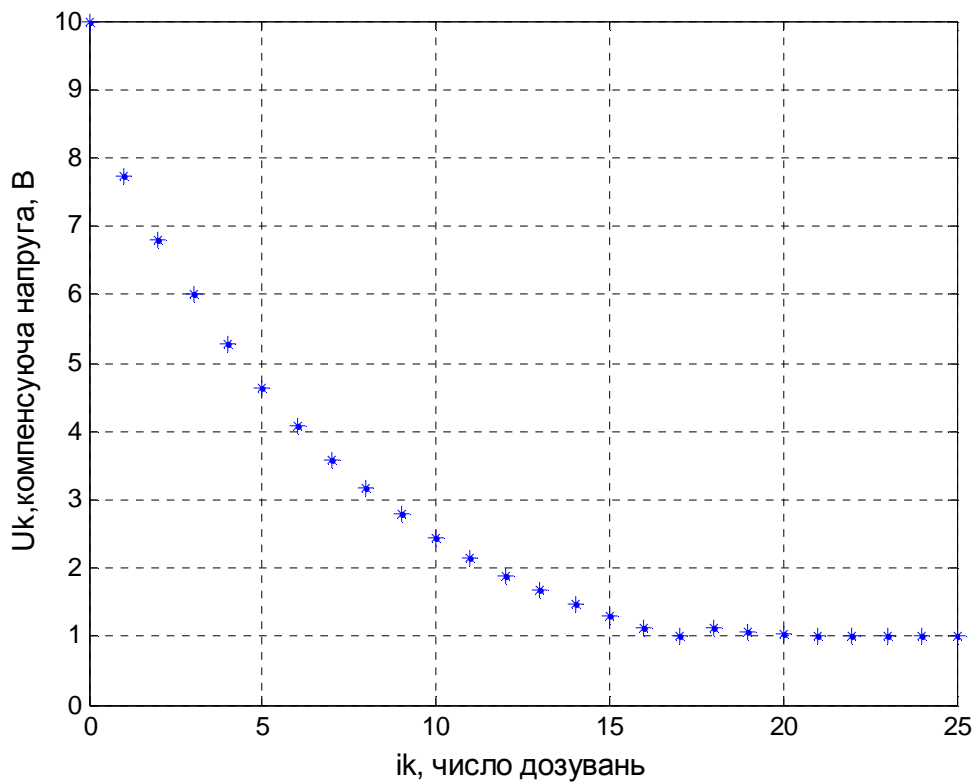


Рис.4. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9990$ і вхідній напрузі $U_{vx}=1$ В.

Задана розрядність 8 розрядів ($N_{nom}=256$) і зведена похибка $\delta=0.05\%$

Отримано:

$\zeta=0.999500249875062$

$N_{nominal}=18425.28553047028$ $MaxP_{ох}=0.049975012493753$

$K1=0.93802$ $K12=0.96851$ $K13=0.98413$ $K14=0.99203$ $K15=0.99601$ $K16=0.998$

$K17=0.999$ $K18=0.9995$

U вх	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4.5	4	3.5	2.5	2.4	1.5	1	0.5	0.1	0.01	0.00
U к	9.5 029	8.4 963	7.5 019	6.9 983	6.4 993	5.4 999	4.4 987	3.9 981	3.50 03	2.4 991	2.4 447	1.4 994	1.0 002	0.5 002 4	0.1 000 3	0.01 000 5	0.00 099 964
T	9	12	13	15	14	17	20	24	24	30	34	37	42	52	77	115	151
δ U	0.0 306 09	0.0 440 24	0.0 253 96	0.0 235 81	0.0 109 36	0.0 013 549	0.0 292 58	0.0 479 98	0.00 845 41	0.0 358 94	0.0 301 23	0.0 405 59	0.0 160 66	0.0 481 14	0.0 321 35	0.04 820 7	0.03 570 8
A	A1 =0	A1 =2	A1 =4	A1 =5	A1 =6	A1 =9	A1 =12	A1 =14	A1 =16	A1 =21	A1 =22	A1 =29	A1 =35	A1 =46	A1 =71	A1 =10	A1 =14
	A2 =1	A2 =1	A2 =0	A2 =1	A2 =1	A2 =0	A2 =0	A2 =0	A2 =0	A2 =1	A2 =0	A2 =1	A2 =1	A2 =1	A2 =1	A2 =1	A2 =1
	A3 =1	A3 =0	A3 =1	A3 =0	A3 =0	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =0	A3 =0	A3 =0	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1	A3 =1
	A4 =0	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =1	A4 =0	A4 =1	A4 =1	A4 =1
	A5 =0	A5 =0	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =0	A5 =0	A5 =0	A5 =0	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =1	A5 =1
	A6 =1	A6 =1	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =1	A6 =0	A6 =0	A6 =1	A6 =0	A6 =1	A6 =1	A6 =1
	A7 =1	A7 =0	A7 =1	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =1	A7 =0	A7 =1	A7 =0	A7 =0	A7 =0	A7 =0
	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0	A8 =0
N за да н	102 .61 22	325 .11 91	575 .50 8	713 .52 82	861 .78 12	119 5.9 729	159 7.4 146	183 3.0 396	210 0.16 91	277 3.2 818	281 8.6 025	379 5.1 885	460 6.3 214	599 2.9 623	921 2.6 428	138 18.9 641	184 25.2 855
N в у х	102	324	574	712	860	119 2	159 6	183 2	210 0	277 2	281 8	379 2	460 6	599 2	921 2	138 18	184 24
δ N	0.0 033 228	0.0 060 738	0.0 081 843	0.0 082 941	0.0 096 672	0.0 215 62	0.0 076 776	0.0 056 421	0.00 091 785	0.0 069 568	0.0 032 701	0.0 173 05	0.0 017 442	0.0 052 227	0.0 034 885	0.00 523 27	0.00 697 7

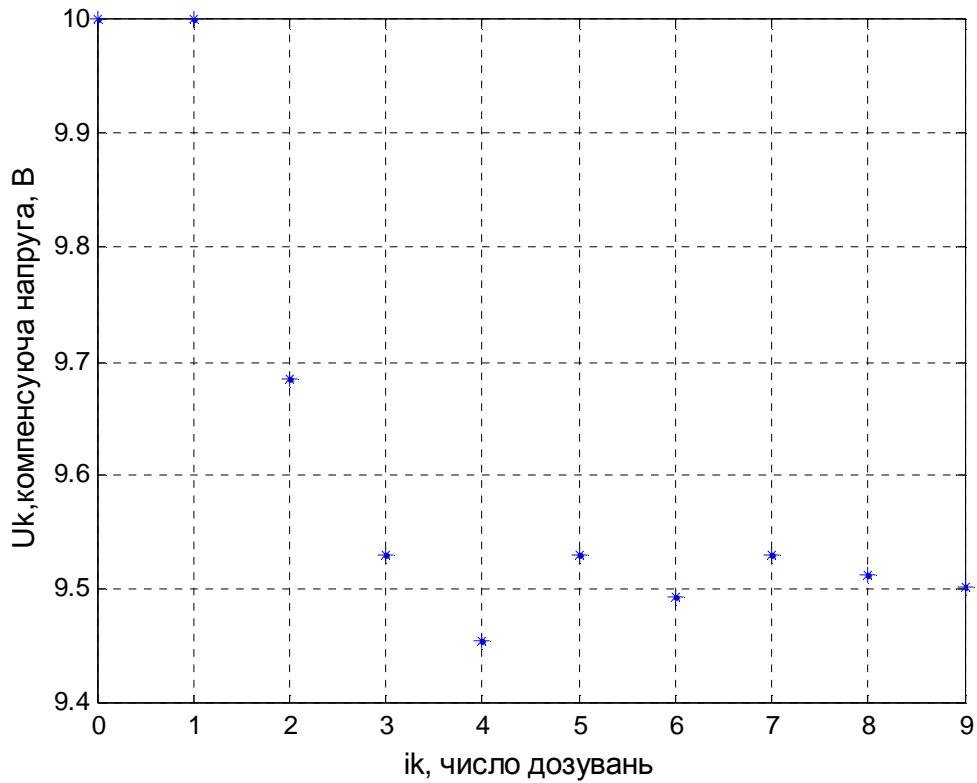


Рис.5. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9995$ і вхідній напрузі $U_{vx}=9.5$ В.

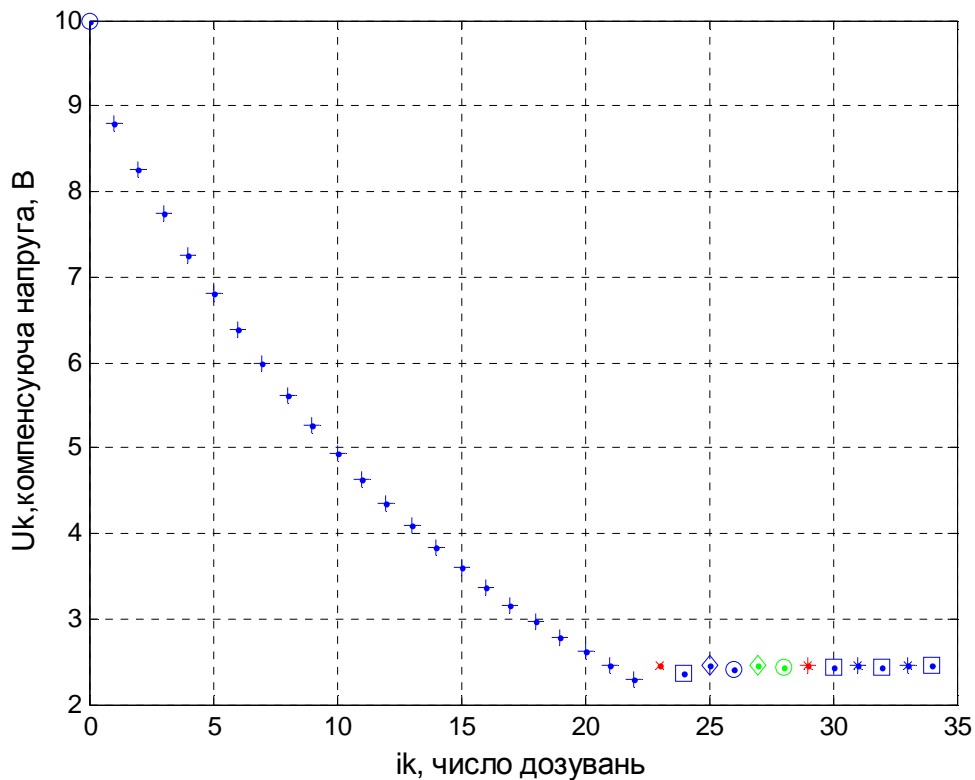


Рис.6. Графік роботи вдосконаленого рекурентного АЦФП при розрядності 8, основі логарифмування $\zeta=0.9995$ і вхідній напрузі $U_{vx}=2.444$ В(по-різному позначені етапи перетворення).

Задана розрядність 10 розрядів ($N_{nom}=1024$) і зведена похибка $\delta = 0.025\%$

Отримано:

$\zeta = 0.999750062484379$

$N_{nominal} = 36845.96646621852$ $MaxPox = 0.024993751562119$

$K1 = 0.87987$ $K12 = 0.93801$ $K13 = 0.96851$ $K14 = 0.98413$ $K15 = 0.99203$ $K16 = 0.99601$

$K17 = 0.998$ $K18 = 0.999$ $K19 = 0.9995$ $K110 = 0.99975$

U _B x	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4	3.5	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.1	0.01	0.00 1
U k	9.4 981	8.50 03	7.5 016	7.0 015	6.4 989	5.49 95	3.9 996	3.49 98	2.49 99	2.4 443	1.4 998	0.9 998 7	0.50 005	0.10 002	0.01 000 1	0.00 099 999
T	12	15	13	15	13	13	21	18	22	25	26	25	31	45	64	81
δU	0.0 200 25	0.00 392 39	0.0 218 03	0.0 219 52	0.0 163 2	0.00 882 58	0.0 094 72	0.00 466 46	0.00 323 55	0.0 125 16	0.0 142 86	0.0 127 07	0.01 067 2	0.02 458 1	0.01 187	0.00 083 824
A	A1 =0 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =0 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1= 1 A2= 0 A3= 1 A4= 0 A5= 0 A6= 0 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1 =2 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =2 A2 =1 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =3 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1= 4 A2= 1 A3= 0 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1 =7 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1= 8 A2= 0 A3= 0 A4= 1 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 10 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1 =11 A2 =0 A3 =0 A4 =0 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =14 A2 =1 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =0 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =17 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =1 A10 =1	A1= 23 A2= 0 A3= 1 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 35 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 1 A7= 0 A8= 1 A9= 0 A10 =0	A1= 53 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 71 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 0 A7= 1 A8= 1 A9= 0 A10 =0
Nz ad an	205 .19 88	650. 157	115 0.8 721	142 6.8 781	172 3.3 47	239 1.64 69	366 5.6 211	419 9.81 34	554 5.87 06	563 6.5 007	758 9.4 285	921 1.4 916	119 84.4 269	184 22.9 832	276 34.4 748	368 45.9 665
N vy x	206	650	115 0	142 6	172 4	239 2	366 5	420 0	554 6	563 6	759 0	921 2	119 84	184 22	276 34	368 46
δN	0.0 021 744	0.00 042 603	0.0 023 669	0.0 023 832	0.0 017 721	0.00 095 829	0.0 010 285	0.00 050 647	0.00 035 129	0.0 013 588	0.0 015 512	0.0 013 798	0.00 115 86	0.00 266 85	0.00 128 87	9.10 11e- 05

Задана розрядність 10 розрядів ($N_{nom}=1024$) і зведена похибка $\delta = 0.01\%$

Отримано:

$\zeta = 0.999900009999000$

$N_{nominal} = 92108.00881318352$ $MaxPox = 0.999900009999000$

$K1 = 0.95009$ $K12 = 0.97473$ $K13 = 0.98728$ $K14 = 0.99362$ $K15 = 0.99681$ $K16 = 0.9984$

$K17 = 0.9992$ $K18 = 0.9996$ $K19 = 0.9998$ $K110 = 0.9999$

U вх	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4	3.5	2.5	2.44 4	1.5	1	0.5	0.1	0.01	0.00 1
U к	9.5 019	8.49 94	7.5 007	7.0 006	6.5	5.50 04	3.99 97	3.50 03	2.49 99	2.44 4	1.5	0.99 99	0.50 004	0.1	0.00 999	Uк= 0.00 1
T	10	16	15	16	19	23	27	35	38	41	49	53	72	100	145	189
δ U	0.0 100 587	0.00 729 38	0.0 096 456	0.0 092 777	0.00 044 547	0.00 668 91	0.00 634 49	0.00 746 14	0.00 363 23	0.00 194 97	0.00 148 39	0.00 997 7	0.00 820 57	4.40 64e- 05	0.00 993 29	8.81 27e- 05
A	A1 =0 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =1 A10 =0	A1= 3 A2= 0 A3= 0 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 5 A2= 1 A3= 0 A4= 0 A5= 1 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1 =6 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1= 8 A2= 1 A3= 0 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 11 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 17 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 0 A6= 0 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 20 A2= 1 A3= 0 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 27 A2= 0 A3= 0 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 27 A2= 1 A3= 0 A4= 0 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 37 A2= 0 A3= 0 A4= 0 A5= 1 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 44 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 0 A6= 1 A7= 0 A8= 1 A9= 0 A10 =0	A1= 58 A2= 1 A3= 0 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 1 A9= 0 A10 =0	A1= 89 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 1 A9= 0 A10 =0	A1= 134 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 179 A2= 1 A3= 1 A4= 1 A5= 0 A6= 1 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0
N za da n	512 .95 86	162 5.27 06	287 6.9 646	356 6.9 278	430 8.04 45	597 8.66 89	916 3.36 55	104 98.7 461	138 63.6 367	140 90.1 95	189 72.1 484	230 27.0 022	299 58.8 206	460 54.0 044	690 81.0 066	921 08.0 088
N vy x	511	162 6	287 6	356 6	430 8	597 8	916 4	104 98	138 64	140 90	189 72	230 28	299 58	460 54	690 82	921 08
δ N	0.0 021 264	0.00 079 195	0.0 010 472	0.0 010 073	4.83 66e- 05	0.00 072 624	0.00 068 891	0.00 081 008	0.00 039 438	0.00 021 169	0.00 016 111	0.00 108 33	0.00 089 089	4.78 42e- 06	0.00 107 85	9.56 83e- 06

Задана розрядність 10 розрядів ($N_{nom}=1024$) і зведена похибка $\delta = 0.00625\%$

Отримано:

$\zeta=0.999937503906006$

$N_{nominal}= 147370.0510736026$ $MaxPox=0.006249609399422$

$K1=0.96851$ $K12=0.98413$ $K13=0.99203$ $K14=0.99601$ $K15=0.998$ $K16=0.999$

$K17=0.9995$ $K18=0.99975$ $K19=0.99988$ $K110=0.99994$

U вх	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4	3.5	2.5	2.44 4	1.5	1	0.5	0.1	0.01	0.00 1
U к	9.50 04	8.50 02	7.49 96	7.00 04	6.50 03	5.49 99	3.99 98	3.49 99	2.49 99	2.44 4	1.50 01	1	0.49 998	0.09 999 4	0.00 999 97	0.00 1
T	12	16	16	25	23	29	41	43	56	54	73	82	104	154	219	299
δ U	0.00 448 97	0.00 240 08	0.00 589 34	0.00 610 9	0.00 463 78	0.00 193 16	0.00 556 31	0.00 200 68	0.00 373 16	0.00 069 189	0.00 542 69	0.00 320 48	0.00 491 08	0.00 609	0.00 288 55	0.00 031 92
A	A1 =1 A2 =1 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =5 A2 =0 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =8 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =11 A2 =0 A3 =0 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =13 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =18 A2 =1 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =28 A2 =1 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =32 A2 =1 A3 =1 A4 =0 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =43 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =0 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =44 A2 =0 A3 =0 A4 =0 A5 =0 A6 =0 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =59 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =71 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1 =93 A2 =1 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =1 A9 =0 A10 =0	A1 =14 A2 =3 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A10 =0	A1= 215 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 0 A6= 0 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 287 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0
N за дан н	820. 718 4	260 0.38 41	460 3.05 7	570 6.97 74	689 2.74 2	956 5.69 09	146 61.1 099	167 97.6 789	221 81.4 029	225 43.8 893	303 54.8 683	368 42.5 128	479 33.2 142	736 85.0 255	110 527. 538 3	147 370. 051 1
N в х	820	260 0	460 4	570 6	689 2	956 6	146 62	167 98	221 82	225 44	303 54	368 42	479 34	736 86	110 528	147 370
δ N	0.00 048 745	0.00 026 066	0.00 063 989	0.00 066 325	0.00 050 353	0.00 020 973	0.00 060 402	0.00 021 789	0.00 040 516	7.51 21e -05	0.00 058 92	0.00 034 795	0.00 053 32	0.00 066 124	0.00 031 329	3.46 57e- 05

Задана розрядність 10 розрядів ($N_{nom}=1024$) і зведена похибка $\delta=0.0015625\%$

Отримано:

$\zeta=0.999984375244137$

$N_{nominal}=589466.3889622885$ $MaxPox=0.001562475586325$

$K1=0.99203$ $K12=0.99601$ $K13=0.998$ $K14=0.999$ $K15=0.9995$ $K16=0.99975$

$K17=0.99988$ $K18=0.99994$ $K19=0.99997$ $K110=0.99998$

U BX	9.5	8.5	7.5	7	6.5	5.5	4	3.5	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.1	0.01	0.0 01
U k	9.5 001	8.4 999	7.5	6.9 999	6.5	5.5	3.9 999	3.5	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.09 999 9	0.01	0.0 01
T	19	34	44	55	65	85	126	143	185	188	248	299	381	587	873	116 4
δ U	0.0 012 445	0.0 011 051	0.0 003 18	0.0 009 769 4	0.0 005 031 5	0.0 002 078 6	0.0 014 609	0.0 013 424	0.0 007 308 4	0.0 008 690 8	0.00 098 061	0.00 093 319	0.00 056 776	0.00 125 86	0.00 032 543	0.0 006 077 5
A	A1 =6 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =20 A2 =0 A3 =1 A4 =0 A5 =1 A6 =0 A7 =0 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =35 A2 =1 A3 =1 A4 =1 A5 =1 A6 =0 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =44 A2 =1 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =53 A2 =1 A3 =0 A4 =0 A5 =1 A6 =1 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A1 0=0	A1 =74 A2 =1 A3 =0 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A1 0=0	A1 =11 A2 =4 A3 =1 A4 =0 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =13 A2 =1 A3 =0 A4 =1 A5 =1 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =17 A2 =3 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1 =17 A2 =6 A3 =0 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =1 A8 =0 A9 =0 A1 0=0	A1= 237 A2= 0 A3= 0 A4= 1 A5= 0 A6= 0 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 287 A2= 1 A3= 1 A4= 0 A5= 1 A6= 0 A7= 0 A8= 1 A9= 0 A10 =0	A1= 374 A2= 0 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 575 A2= 1 A3= 0 A4= 1 A5= 0 A6= 0 A7= 1 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1= 863 A2= 0 A3= 1 A4= 1 A5= 1 A6= 1 A7= 0 A8= 0 A9= 0 A10 =0	A1 =11 51 A2 =0 A3 =1 A4 =1 A5 =0 A6 =1 A7 =0 A8 =1 A9 =0 A1 0=0
N za da n	328 2.7 965	104 01. 292 7	184 11. 796 5	228 27. 374 7	275 70. 322	382 61. 867	586 43. 065	671 89. 140	887 23. 532	901 73. 443	121 416. 627	147 366. 597	191 728. 363	294 733. 194	442 099. 791	589 466 .38 9
N vy x	328 2	104 02	184 12	228 28	275 70	382 62	586 44	671 90	887 24	901 74	121 416	147 366	191 728	294 734	442 100	589 466
δ N	0.0 001 351 2	0.0 001 199 8	3.4 527 e- 05	0.0 001 060 7	5.4 629 e- 05	2.2 569 e- 05	0.0 001 586 2	0.0 001 457 5	7.9 35e -05	9.4 36e -05	0.00 010 647	0.00 010 132	6.16 44e- 05	0.00 013 665	3.53 33e- 05	6.5 985 e- 05

Моделювання АЦФП із змінною основою логарифма

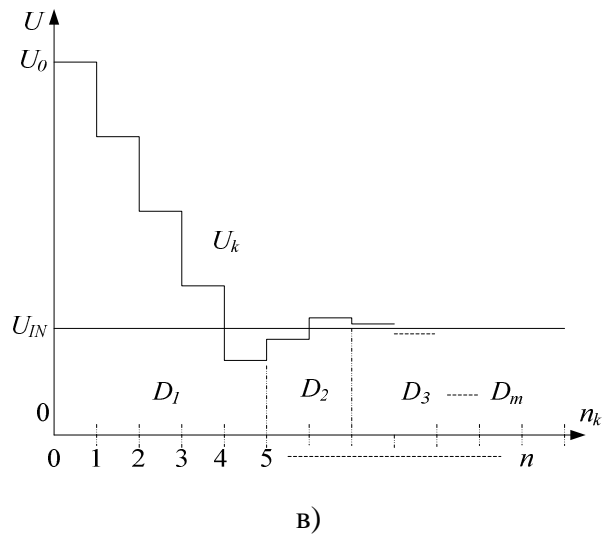
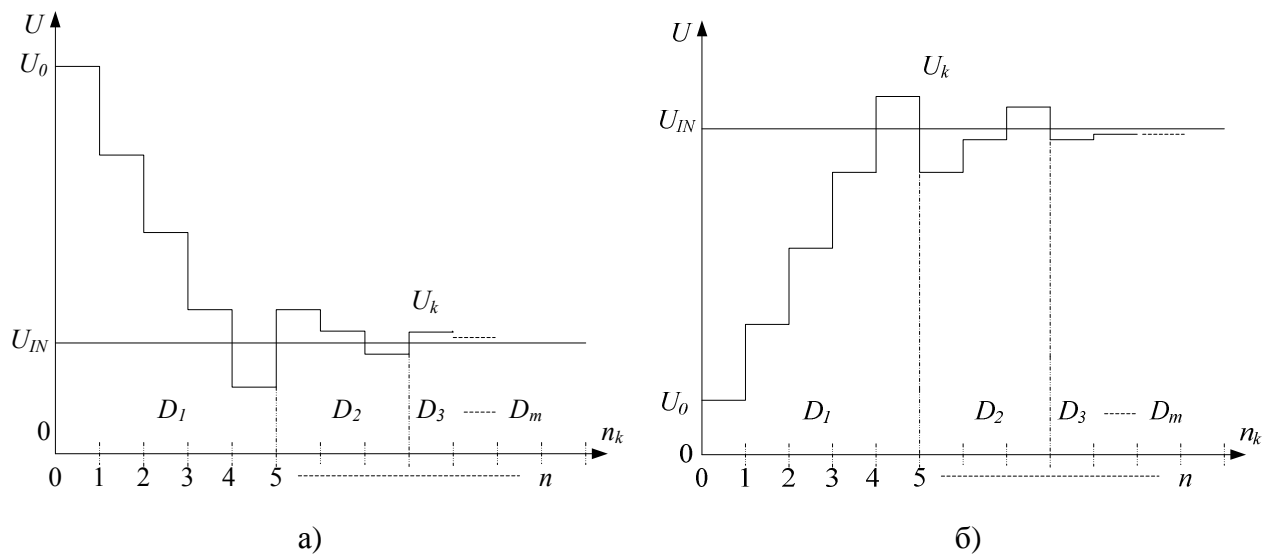
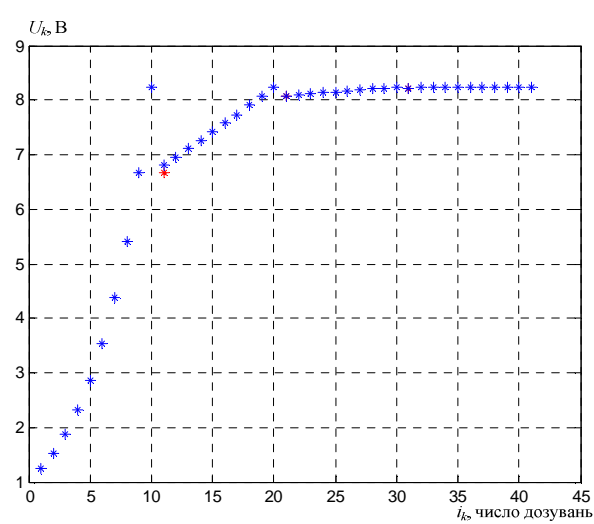
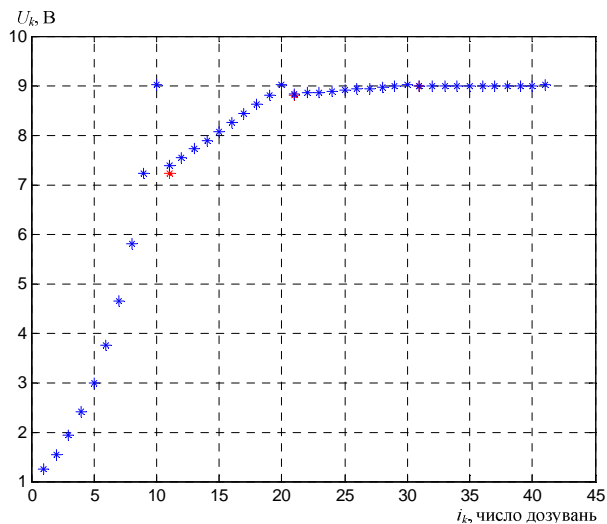
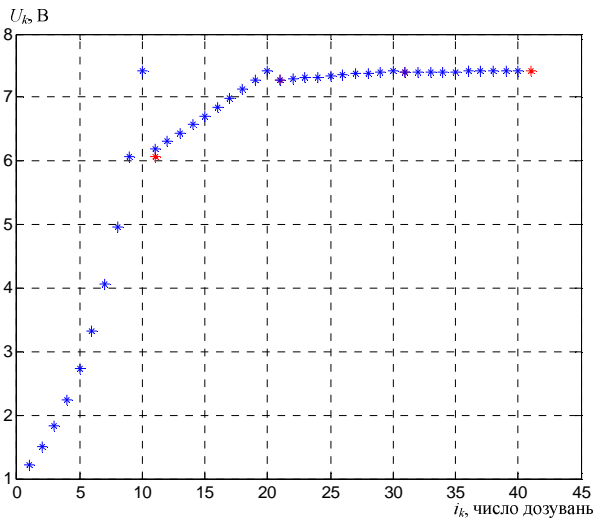


Рис. 1. Епюри напруг АЦФП зі змінною основою логарифму та односторонньою розгорткою: спадною (а), зростаючою (б), двосторонньою (в).

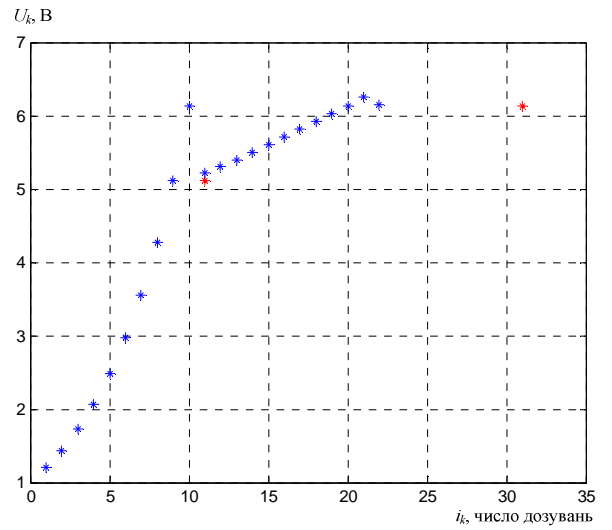


а)

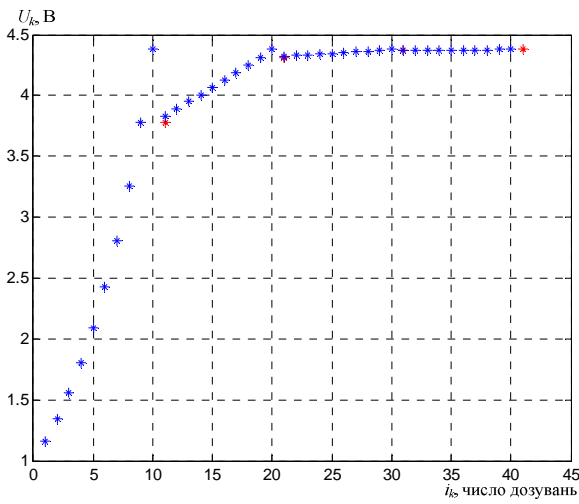
б)



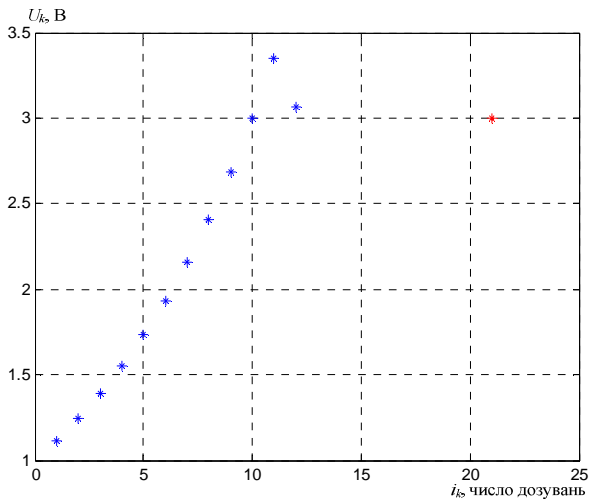
в)



г)

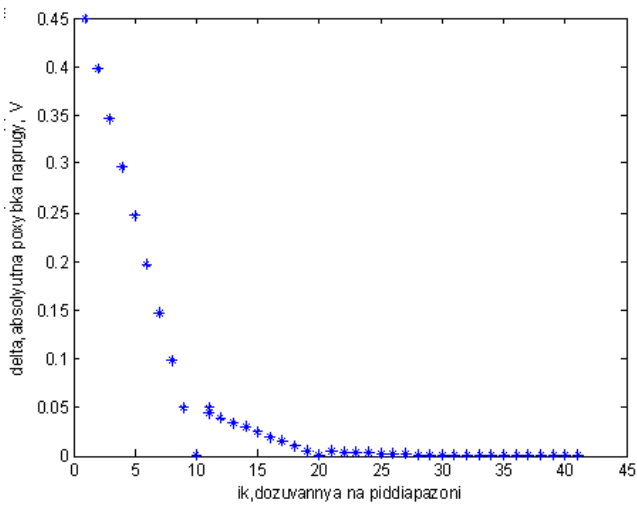


д)

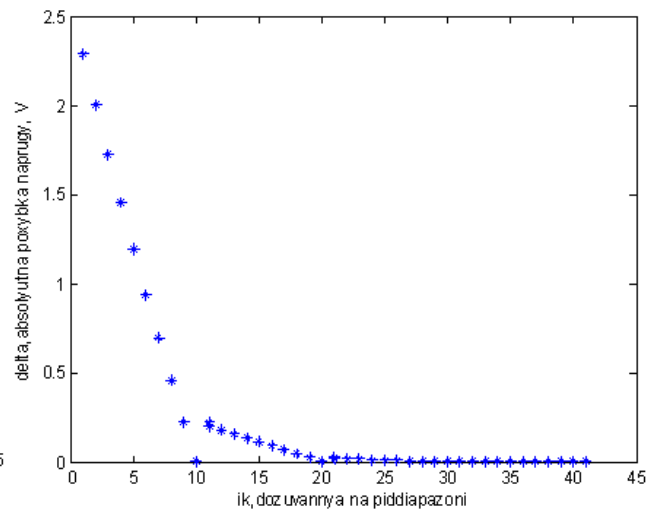


е)

Рис. 2. Графік для односторонньої зростаючої розгортки при зміні основи логарифму співвідношенням ємностей і при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN}=9$ В; б – $U_{IN}=8,242$ В; в – $U_{IN}=7,413$ В; г – $U_{IN}=6,135$ В; д – $U_{IN}=4,378$ В; е – $U_{IN}=3$ В.



а)



б)

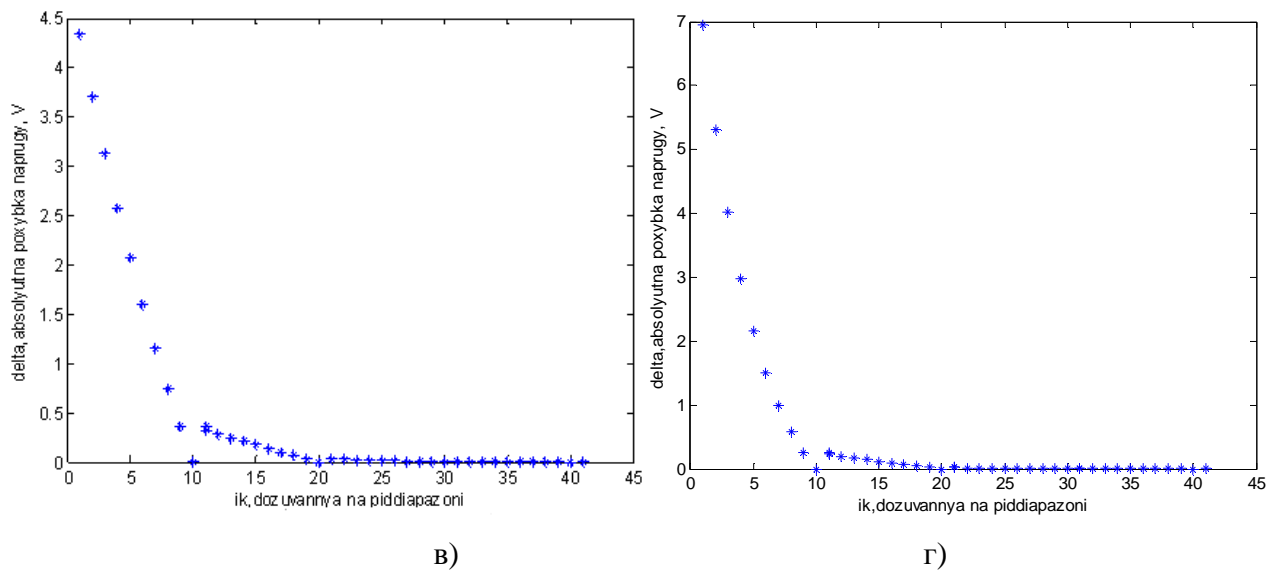


Рис. 3. Графік абсолютної похибки перетворення при зміні основи логарифму співвідношенням емоностей і при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN}=9,5$ В; б – $U_{IN}=7.413$ В; в – $U_{IN}=5$ В; г – $U_{IN}=1$ В.

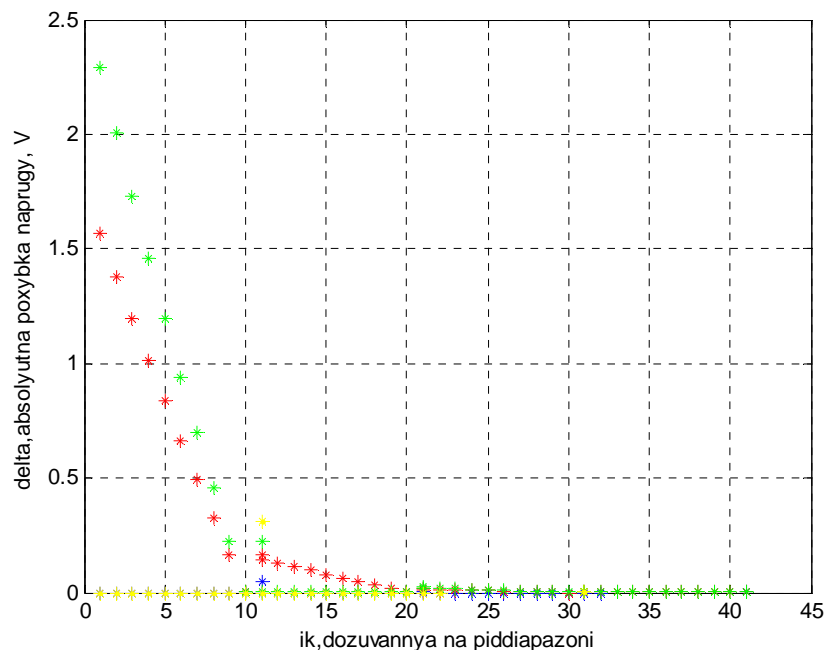


Рис.4. Графік абсолютних похибок при значеннях вхідної напруги: $U_{вх}=9.525$ В (синій), $U_{вх}=8.242$ В (червоний), $U_{вх}=7.413$ В (зелений) та $U_{вх}=6.13$ В (жовтий) в усіх 4 піддіапазонах

На першому піддіпазоні (від 0 до 11 дозувань) значення похибки в десятки разів перевищують значення похибок у наступних під діпазонах. Відкинемо на рисунку значення похибок на першому піддіпазоні. Це відповідає дозуванням з 11 до 40. Отримаємо рис. 5.

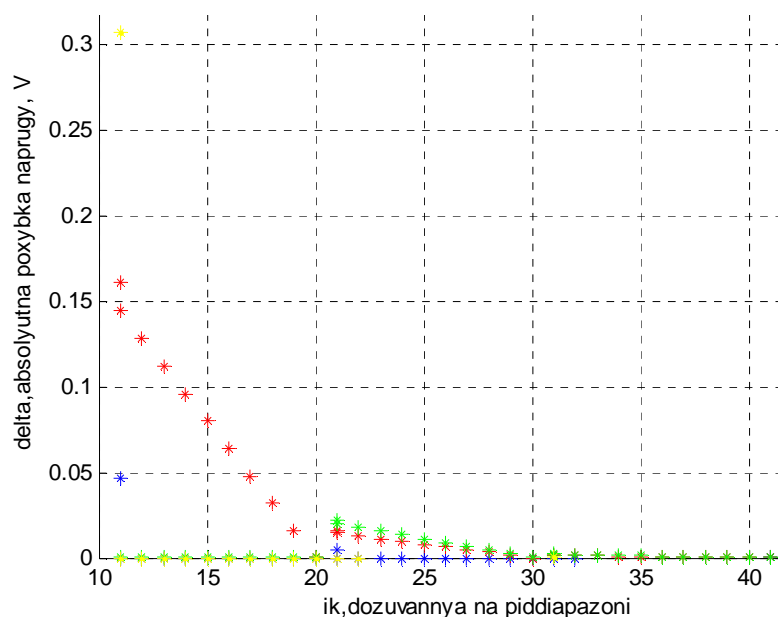


Рис. 5. Графік абсолютних похибок при значеннях вхідної напруги $U_{вх}=9.525$ В (синій), $U_{вх}=8.242$ В (червоний), $U_{вх}=7.413$ В (зелений) та $U_{вх}=6.13$ В (жовтий) на піддіапазонах 2 – 4

На рисунку 6 наведено суміщений графік усіх досліджуваних вхідних напруг (а не лише чотирьох найбільших) для третього та четвертого піддіапазонів перетворення.

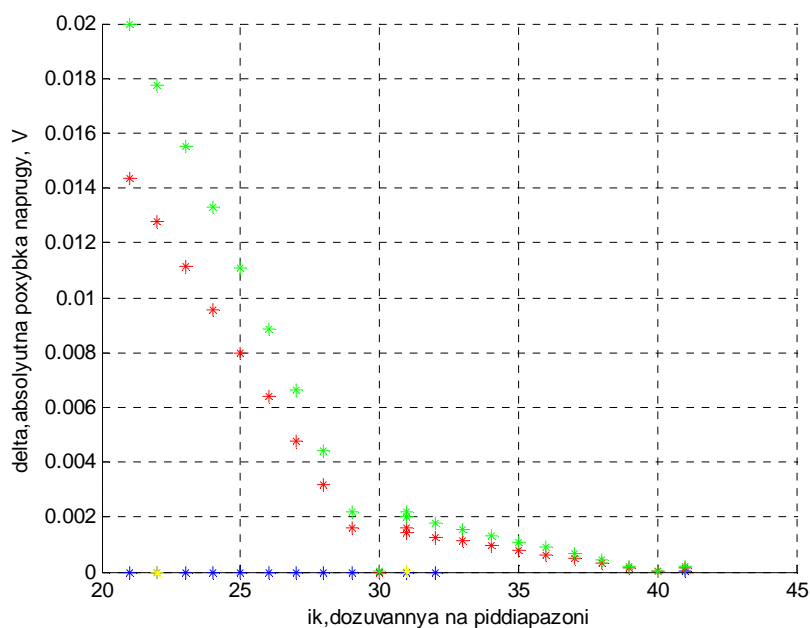


Рис. 6. Графік абсолютних похибок на піддіапазонах 3 – 4 при значеннях вхідної напруги $U_{вх}=9.525$ В (синій), $U_{вх}=8.242$ В (червоний), $U_{вх}=7.413$ В (зелений) та $U_{вх}=6.13$ В (жовтий)

Виділимо та збільшимо фрагменти цього графіка щоб показати максимальні значення на окремих піддіапазонах. Межі піддіапазонів за імпульсами встановлені наступним чином. Кожен 10й імпульс завершує зміну напруги і відповідає переходу через значення вхідної напруги. (10N+1)й імпульс відповідає поверненню на верхню межу сходинки напруги, тобто на попереднє значення напруги, і розпочинає новий піддіапазон.

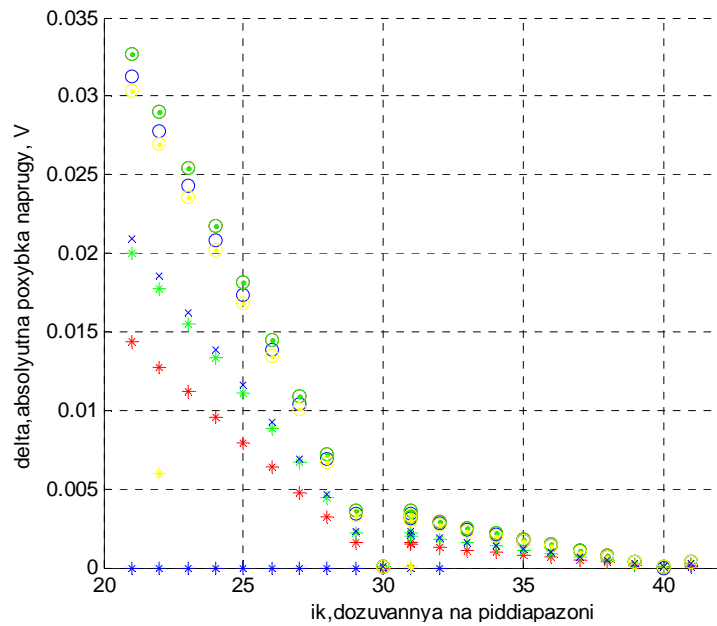


Рис. 7. Графік абсолютної похибки на піддіапазонах 3 – 4 при значеннях вхідної напруги : $U_{xv} = 9.5$ В (синій *), $U_{xv} = 8.242$ В (червоний *), $U_{xv} = 7.413$ В (зелений *), $U_{xv} = 6.13$ В (жовтий *), $U_{xv} = 5$ В (синій о), $U_{xv} = 4.378$ В (червоний о), $U_{xv} = 3$ В (зелений о), $U_{xv} = 2.232$ В (жовтий о), $U_{xv} = 1$ В (синій х)

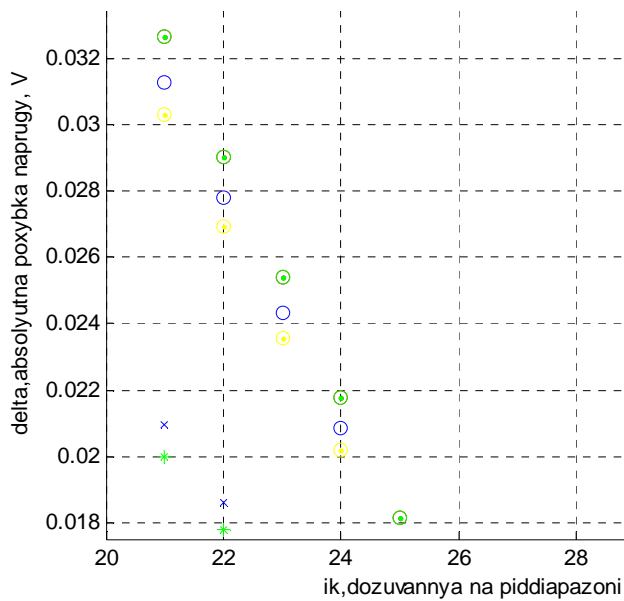


Рис. 8. Значення $ik = 21$ це початок 3ого піддіпазону – тут максимальна похибка на 3 піддіапазоні

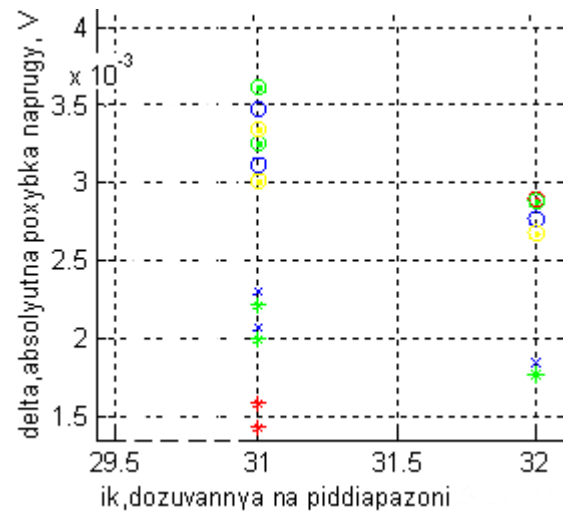


Рис. 9. Значення $ik = 31$ це початок 4ого піддіпазону – тут максимальна похибка на 4ому піддіапазоні

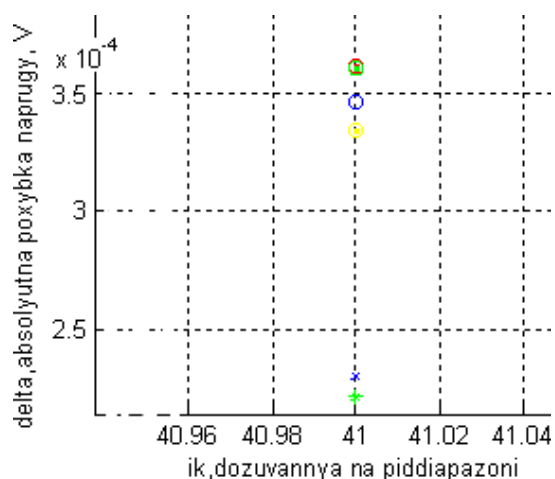


Рис. 10. Значення $ik=41$ це кінець 4ого піддіапазону – тут останнє значення похибки, яке є остаточним для перетворювача.

Покажемо сімейство графіків значень зведеної похибки. Зокрема, на піддіапазонах 2 – 4 (рис. 11) та на піддіапазонах 3 – 4 (рис. 12).

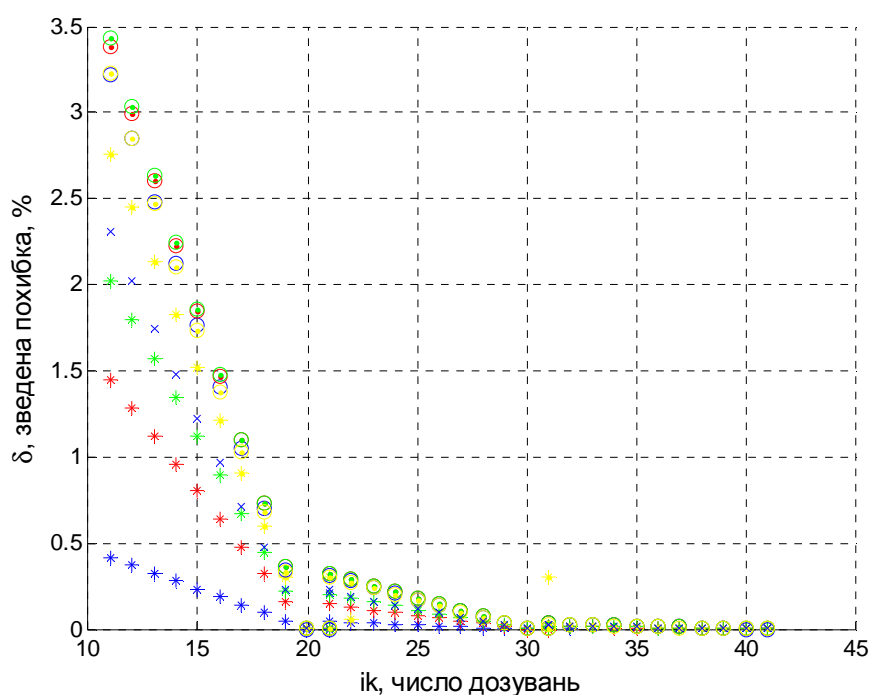


Рис. 11. Сімейство графіків зведеної похибки на піддіапазонах 2 – 4 : синій * – $U_{IN}=9,5$ В; червоний * – $U_{IN}=8,242$ В; зелений * – $U_{IN}=7,413$ В; жовтий * – $U_{IN}=6,13$ В; синій о – $U_{IN}=5$ В; червоний о – $U_{IN}=4,378$ В; зелений о – $U_{IN}=3$ В; жовтий о – $U_{IN}=2,232$ В; синій х – $U_{IN}=1$ В.

Значення зведеної похибки для будь-якої вхідної напруги з діапазону від 0 до 10 В не перевищують: на першому піддіапазоні 70 %, на другому піддіапазоні 3,430 %, на третьому піддіапазоні 0,3268 % та на четвертому піддіапазоні 0,0326 % .

Для кращого відображення значень похибок перші найменш точні піддіапазони D_1 і D_2 не показані на рис. 12.

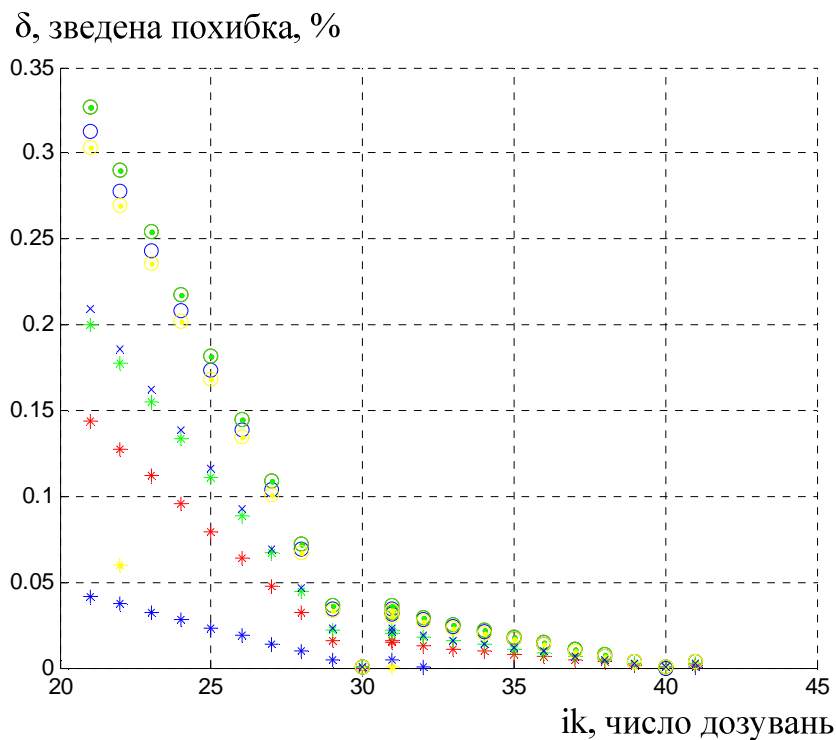


Рис. 12. Графік зведеної похибки на третьому та четвертому піддіапазонах перетворення: синій * – $U_{IN} = 9,5$ В; червоний * – $U_{IN} = 8,242$ В; зелений * – $U_{IN} = 7,413$ В; жовтий * – $U_{IN} = 6,13$ В; синій о – $U_{IN} = 5$ В; червоний о – $U_{IN} = 4,378$ В; зелений о – $U_{IN} = 3$ В; жовтий о – $U_{IN} = 2,232$ В; синій х – $U_{IN} = 1$ В.

Зауважимо, що з кожним кроком на піддіапазоні похибка зменшується. Максимальне значення буде при першій кроці піддіапазону, а мінімальне на останньому. Це зручно показати деталізувавши межі піддіапазонів. Зокрема, збільшені значення границь піддіапазонів на другому, третьому і четвертому піддіапазонах показані відповідно на рис. 13, рис. 14 і рис. 15.

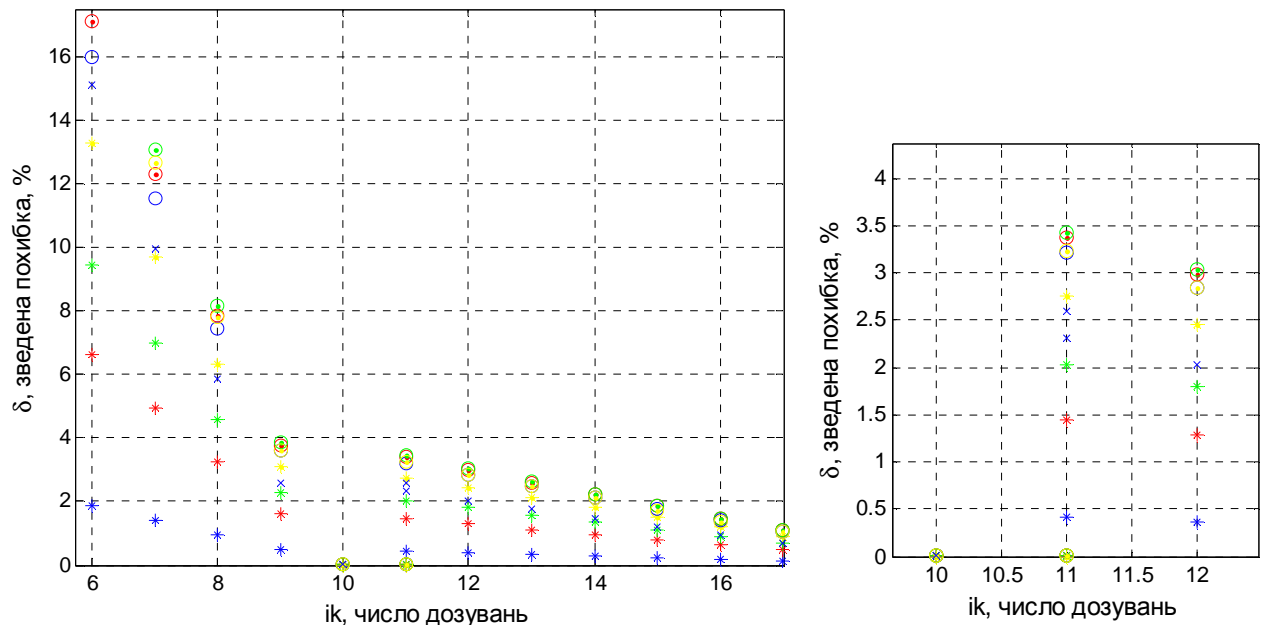


Рис. 13. Графік зведеної похибки. 11й імпульс – це початок 2ого піддіапазону.

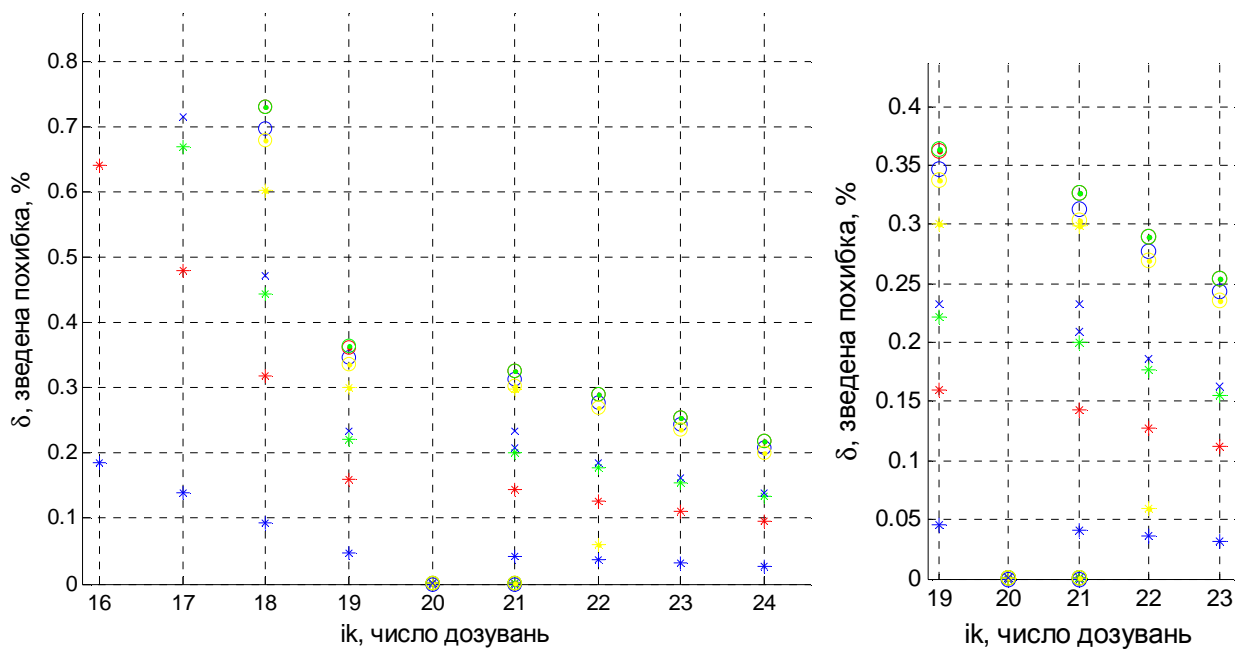


Рис. 14. Графік зведеної похибки. 21й імпульс – це початок 3ого піддіапазону.

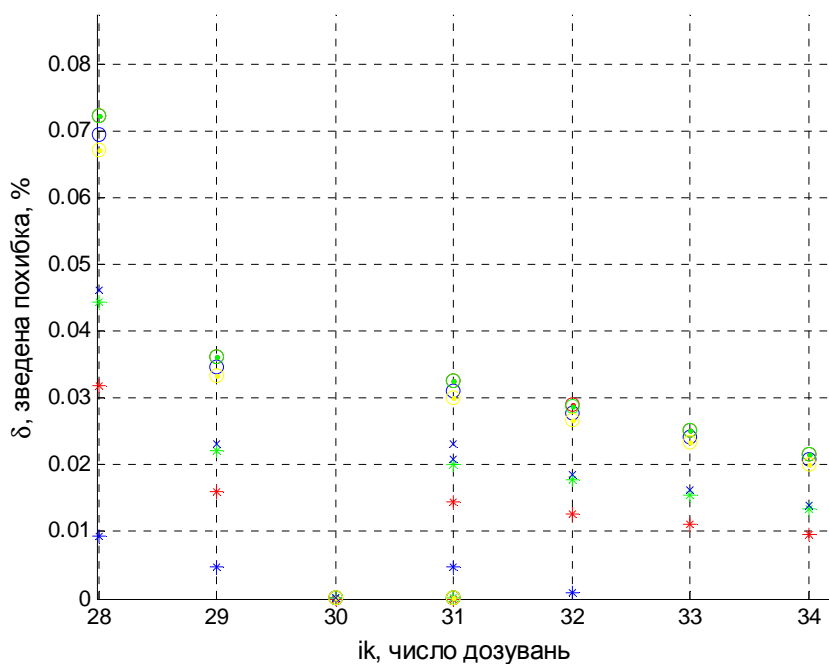


Рис. 15. Графік зведеної похибки. 31й імпульс – це початок 4ого піддіапазону.

Остаточно похибка перетворення АЦФП при 4 піддіапазонах має місце при 41ому імпульсі. Вона наведена на рис. 16.

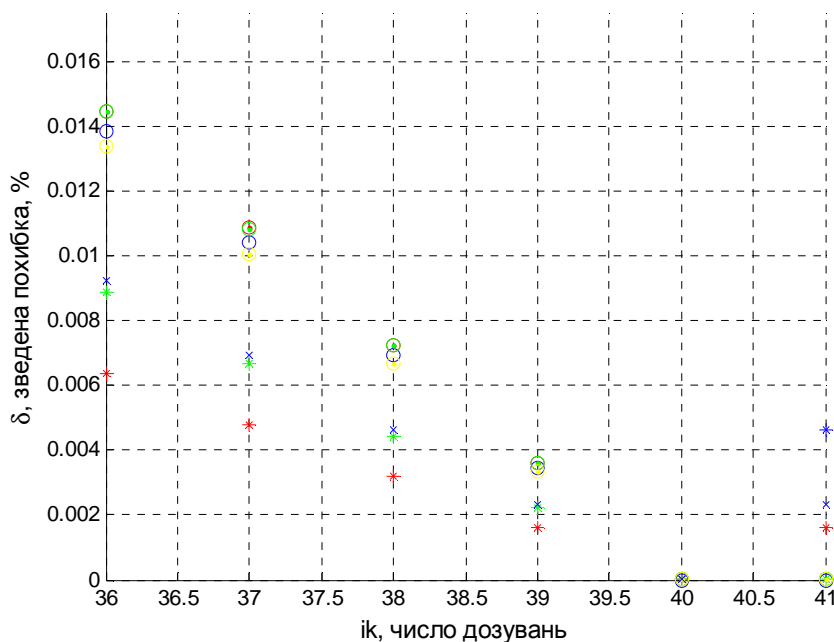


Рис. 16. Похибка перетворення АЦФП на 41ому імпульсі.

Оцінка впливу на похибки зміни кількості піддіапазонів перетворення

Розглянемо чи доцільно збільшувати або зменшувати кількість піддіапазонів перетворення для АЦФП зі зміною основи логарифму зміною співвідношення ємності та односторонньою спадною розгорткою.

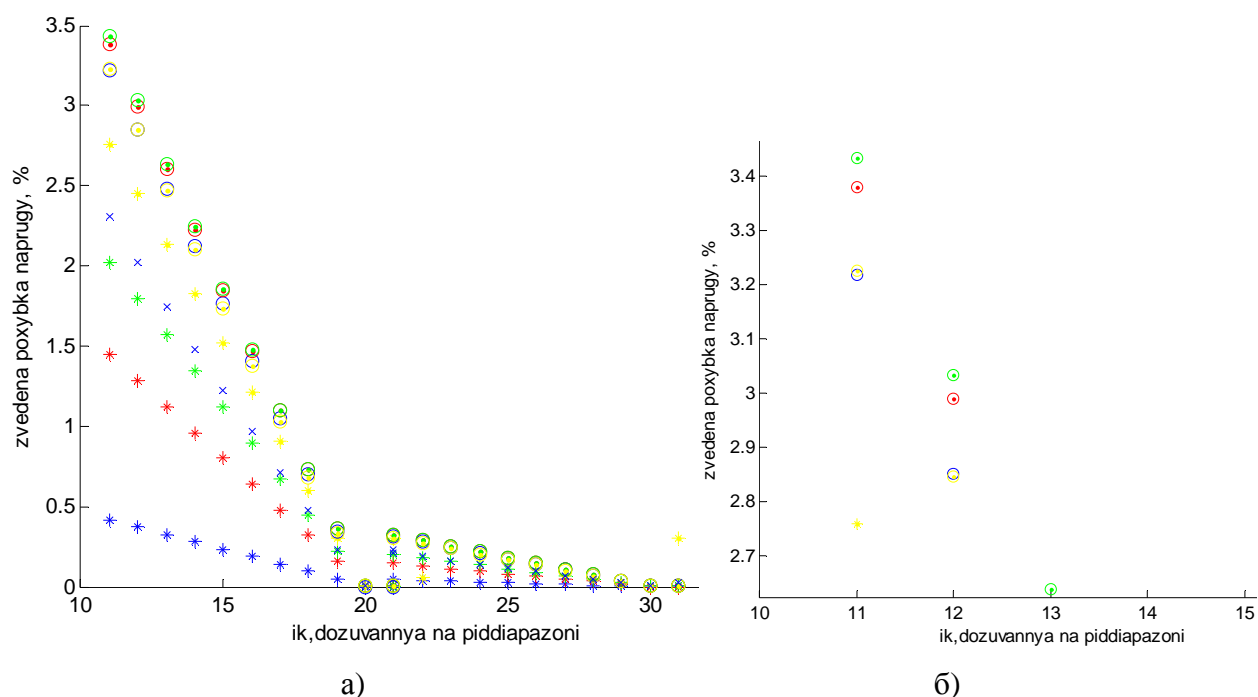


рис. 17. Графіки зведеної похибки при 3 піддіапазонах перетворення: на останніх двох піддіапазонах (а), на 2ому піддіапазоні (б)

Як бачимо, максимальне значення на 2ому піддіапазоні має місце при 11ому імпульсі і становить 3.434%

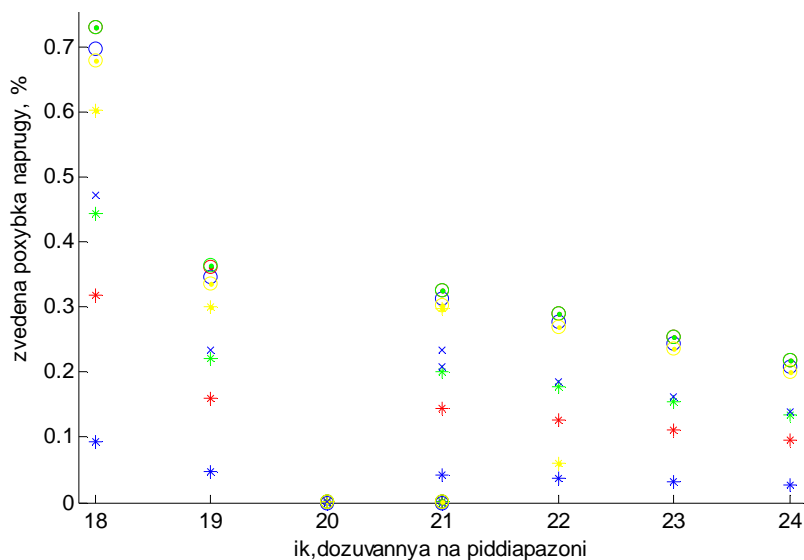


Рис. 18. Графіки зведеної похибки на початку 3ого піддіапазона при 3х піддіапазонах перетворення.

Як бачимо, максимальне значення на початку 3ого піддіапазона має місце при 21ому імпульсі і становить 0.3268%

Завершує перетворення 31й імпульс – при цьому значення похибки для різних значень вхідної напруги не перевищують 0.023% .

Зменшувати кількість піддіапазонів не доцільно з огляду на отримані значення похибок. Перетворення скорочується на 1 піддіапазон з 10ти імпульсів, а зведена похибка зростає майже на порядок.

Розглянемо чи доцільне збільшення кількості піддіапазонів до п'яти (рис. 19).

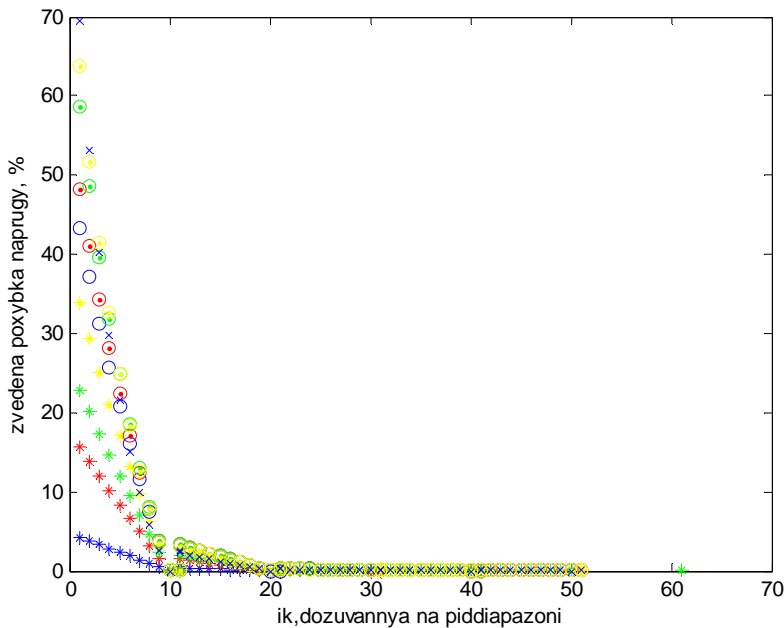


рис. 19. Графіки зведеної похибки при 5 піддіапазонах перетворення.

На наступному рисунку рис. 26 – показано лише 4ий і 5ий піддіапазони як два останні для перетворення

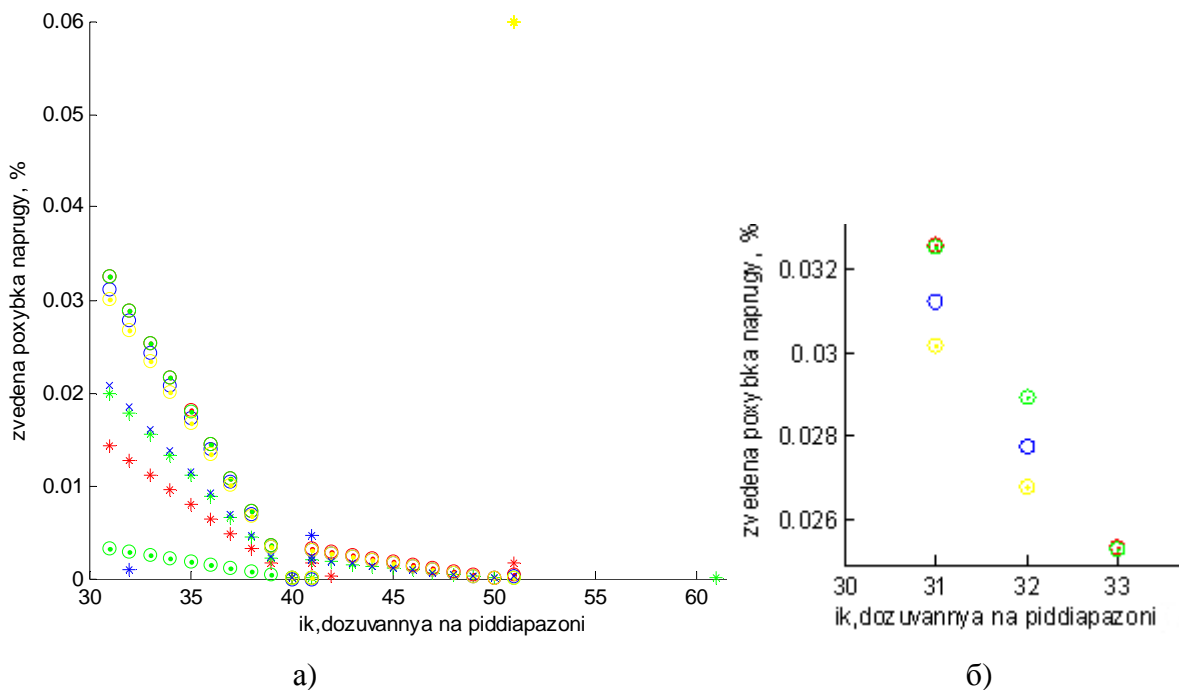


Рис. 20. Графіки зведеної похибки при 5 піддіапазонах перетворення: на останніх двох піддіапазонах (а), на 31ому імпульсі –початок 4ого піддіапазону і при ньому максимальна похибка

підсумкову похибку. Як бачимо, підсумкова похибка перетворення для восьми різних значень вхідної напруги є менші від 0.002%.

Оцінка впливу числа дозувань на кожному піддіапазоні

Розглянемо чи доцільно змінювати кількість дозувань (перемикань ключа перерозподілу) на окремому піддіапазоні. Усі наведені вище графіки були побудовані саме для $n_k=10$. Треба зазначити, що при зміні числа дозувань зміняться границі піддіапазонів. Наприклад, перший піддіапазон буде містити 15 імпульсів для формування сходинки напруги і 1 для повернення на попереднє значення. А другий починатиметься не з 11ого, а з 16ого імпульсу і також міститиме 15 імпульсів і 1 для повернення. Тобто останнім імпульсом 2ого піддіапазону буде 31ий, для третього 46ий, для четвертого 61ий, а п'ятого 76ий. На рис. 24 наведено графіки зведених похибок у двох останніх піддіапазонах (четвертому та п'ятому) при числі дозувань $n_k=15$.

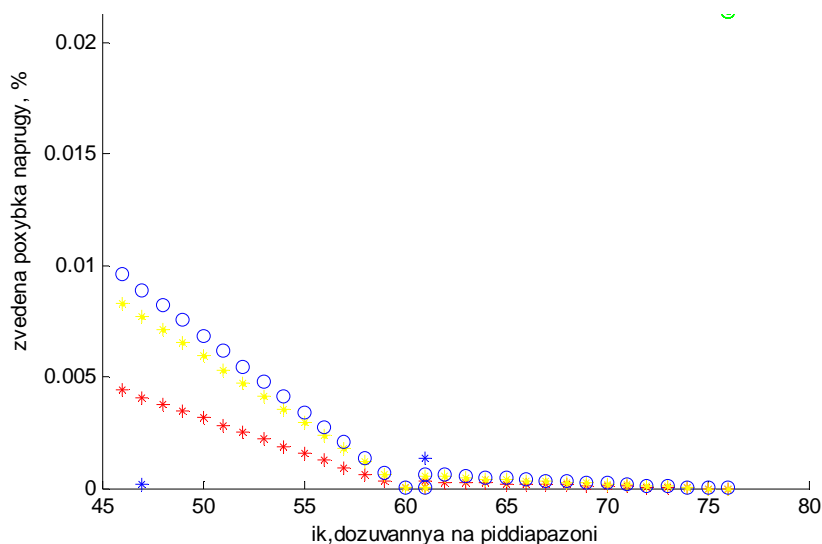


Рис. 24. Графіки зведених похибок у 4ому і 5ому піддіапазонах при числі дозувань $n_k=15$.

Значення похибки при 61ому імпульсі 0.001375%. А на останньому імпульсі перетворення, а саме на 76ому, зведена похибка не перевищує 0.0005%.

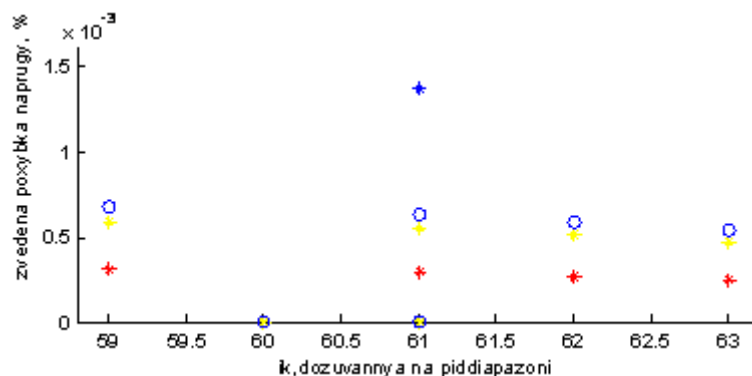


Рис. 25. Графіки зведених похибок на передостанньому піддіапазоні при числі дозувань $n_k=15$

При перетворенні зі збільшеною до 5 кількістю піддіапазонів та зменшеною кількістю дозувань $pk=5$ на кожному з них отримуємо наступні значення похибок (рис.26). Межі піддіапазонів будуть імпульси: 6й для 1ого піддіапазону, 11й для 2ого піддіапазону, 16й для 3ого піддіапазону, 21й для 4ого піддіапазону та 26й імпульс завершує перетворення. Значення при 21ому імпульсі буде максимальним на останньому піддіапазоні, а значення при 26ому імпульсі – підсумковим для усього перетворення. Отже, максимальне значення похибки на останньому піддіапазоні для більшості вхідних величин не перевищуватиме 0.045%, а остаточна похибка перетворення 0.012%.

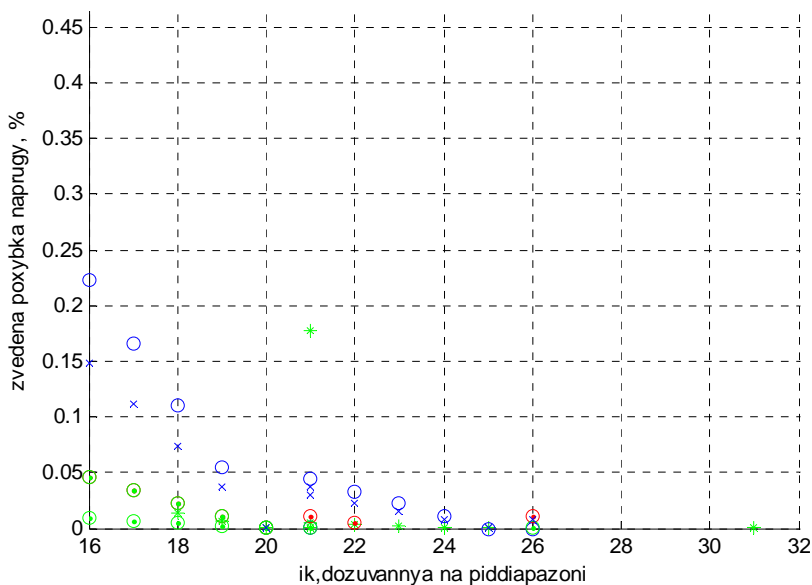


Рис. 26. Графіки зведених похибок зі збільшеною до 5 кількістю піддіапазонів та зменшеною кількістю дозувань $pk=5$ (показано для останніх двох піддіапазонів)

Якщо робити всього по 5 дозувань на кожному з 4 піддіапазонів перетворення, то отримаємо наступні значення (рис. 27).

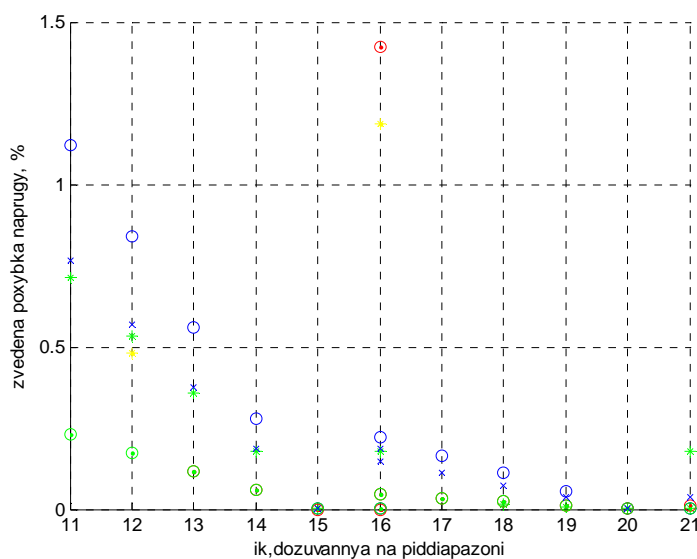


Рис. 27. Графіки зведених похибок із кількістю піддіапазонів 4 та зменшеною кількістю дозувань $pk=5$.

Межами під діапазонів будуть імпульси: 6й для 1ого піддіапазону, 11й для 2ого піддіапазону, 16й для 3ого піддіапазону, 21й останній у перетворенні. Значення зведених похибок 1.42% для 16ого імпульсу та 0.177% для 21ого.

При зменшеному числі дозувань та зменшеній кількості піддіапазонів отримаємо (рис. 28): перший піддіапазон триватиме до 6 імпульса, а другий піддіапазон розпочнеться з 7ого імпульса, третій піддіапазон почнеться з 11 і завершиться 16им імпульсом разом з усім перетворенням. Зведена похибка на початку 3ого піддіапазону прямує до 6.42%, а у кінці перетворення при 16ому імпульсі рівна 1.423%

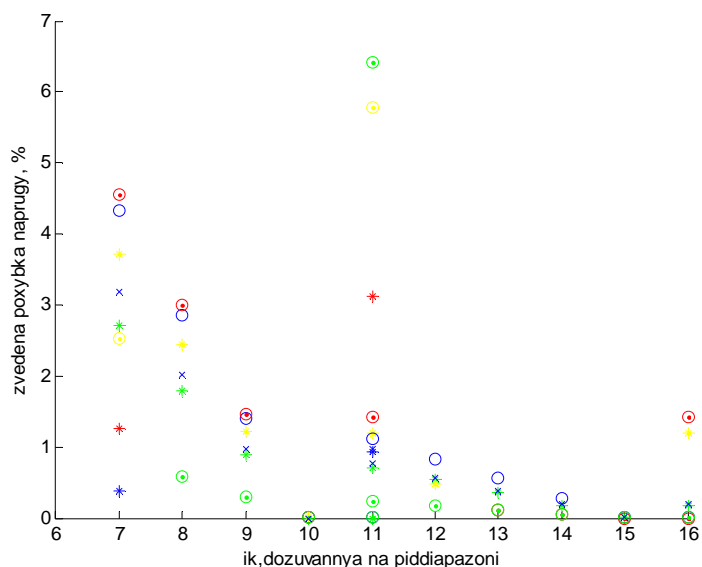


Рис. 28. Графіки зведених похибок зі зменшеною кількістю піддіапазонів 3 та зменшеною кількістю дозувань $pk=5$.

Якщо на трьох піддіапазах збільшити число дозувань до п'ятнадцяти, тоді отримуємо наступні значення зведених похибок (рис. 29).

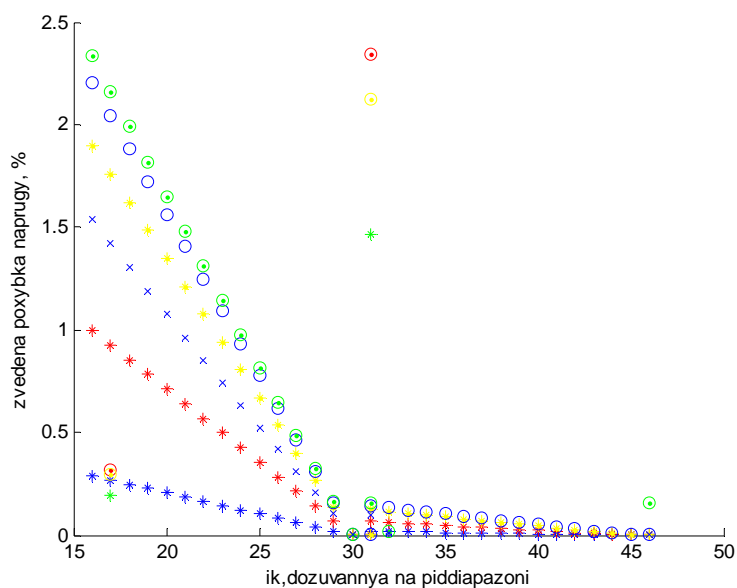


Рис. 29. Графіки зведених похибок зі зменшеною кількістю піддіапазонів 3 та збільшеною кількістю дозувань $pk=15$.

Нагадаємо, що межами піддіапазонів у цьому випадку є імпульси 16й, 31й, 46й. Отже, 31ому імпульсу відповідає похибка 2.3455%, а останньому 46ому – похибка 0.1601 %.

Залежність похибки при 15ти дозування на 4х піддіапазонах перетворення має наступний вигляд (рис. 30). Тут показано графік для двох останніх піддіапазонів, тобто для 3ого і 4ого. Початком другого під діапазону буде другий 16ий імпульс, а останнім імпульсом 2ого під діапазону буде 31ий, цей же 31й імпульс розпочинатиме третій під діапазон, а закінчуватиме його 46ий імпульс. Для четвертого під діапазону 46й імпульс буде стартовим, а 61ий імпульс означатиме кінець цього під діапазону і кінець перетворення. Значення зведених похибок при 46ому та 61ому імпульсах становлять для більшості вхідних напруг відповідно 0.0096% та 0.0013735%.

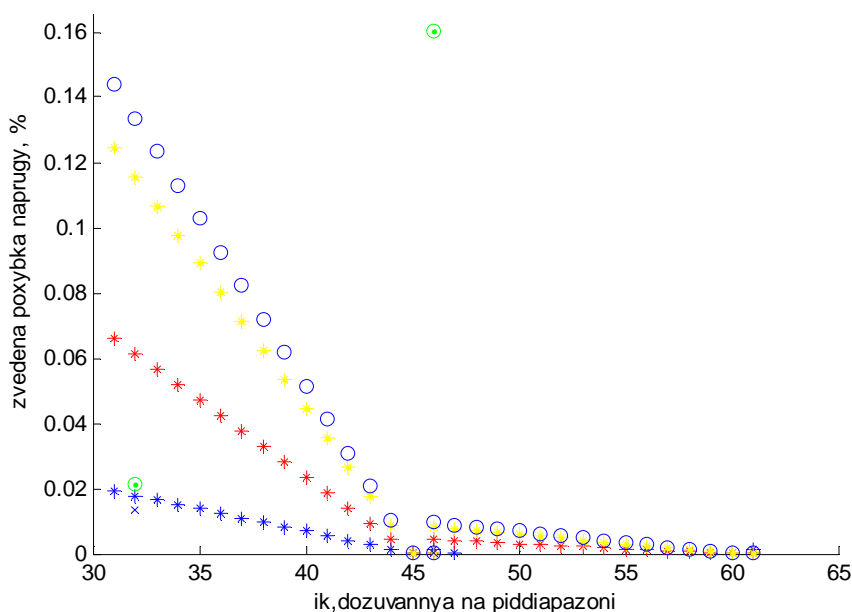


Рис. 30. Графіки зведених похибок з кількістю піддіапазонів 4 та збільшеною кількістю дозувань $n_k=15$.

Оцінка впливу основи числення

Розглянемо чи впливає зміна числа a (основи числення) на значення похибок.

Нагадаємо, що всі попередні розрахунки проводилися для значення $a=10$, що відповідало фактично десятковій системі числення.

Виберемо перетворення при 4 піддіапазонах та 10ти дозуваннях на кожному, як оптимальне.

У програмах моделювання замінимо основу числення a з 10 на 2 та на 16. Отримані результати зведених похибок наведені на рис. 31 – рис. 33.

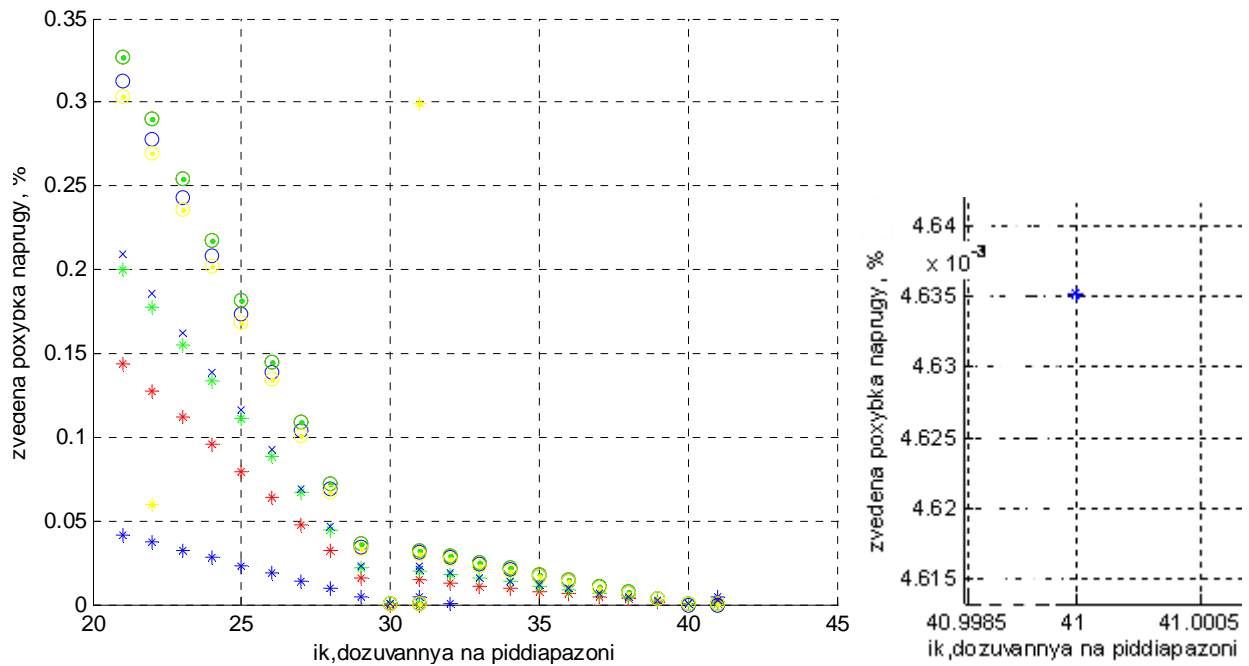


Рис. 31. Графік зведених похибок при зміні основи числення, для $a=2$.

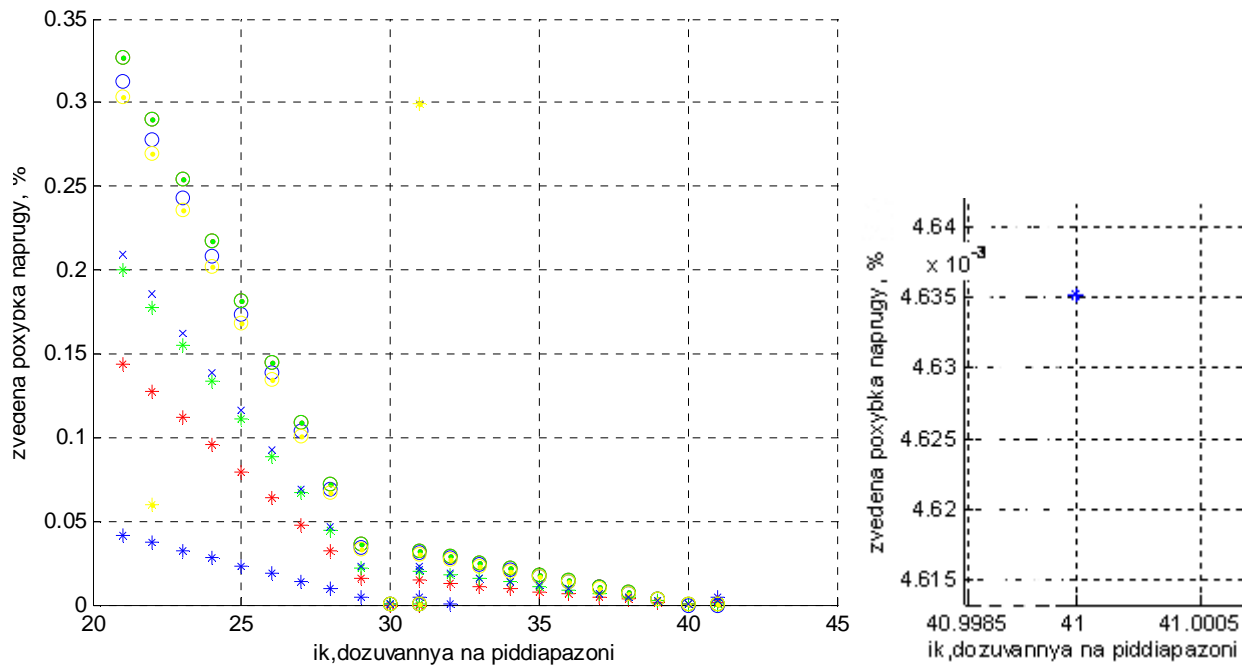


Рис. 32. Графік зведених похибок при зміні основи числення, для $a=10$.

Змінюючи значення основи числення у програмі отримали практично ідентичні похибки по напрузі:

При основі числення $a=2$ – зведена похибка напруги при 31й імпульсі 0.3% та при 41й імпульсі 0.004635%. При основі числення $a=10$ – зведена похибка напруги при 31й імпульсі 0.032% та при 41ім імпульсі 0.004635%. При основі числення $a=16$ – зведена похибка напруги при 31й імпульсі 0.3% та при 41й імпульсі 0.004635%.

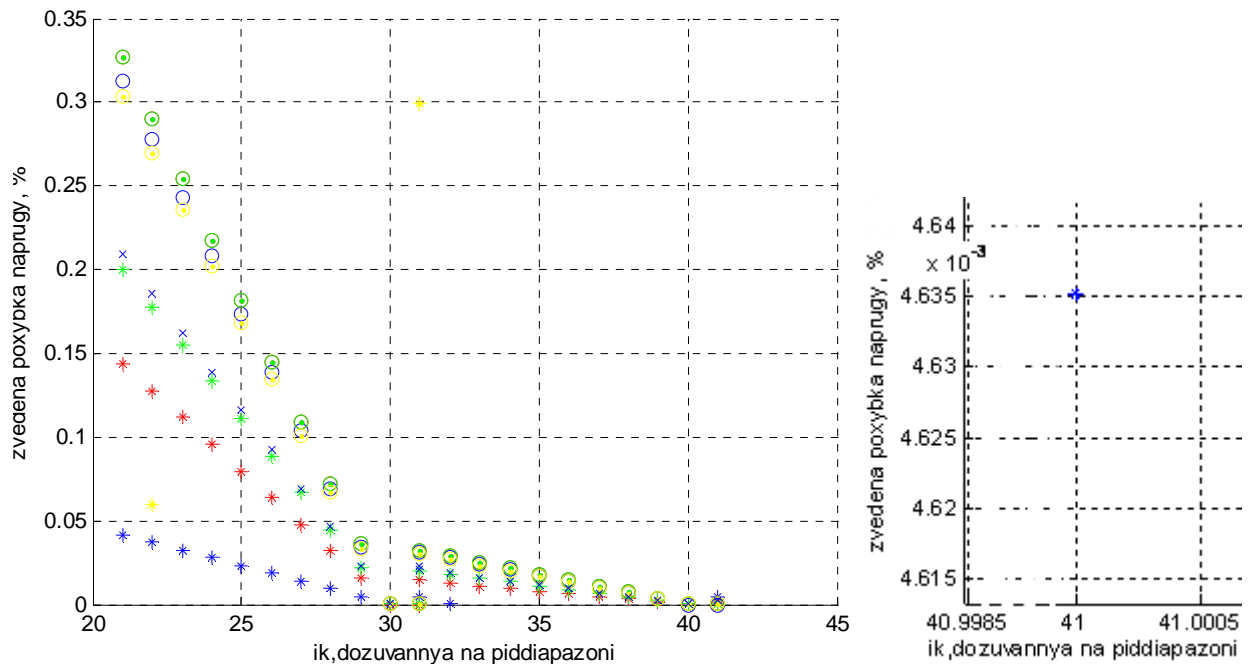


Рис. 33. Графік зведених похибок при зміні основи числення, $a=16$.

Значення основ логарифмування на кожному з 4 піддіапазонів і зведеної похибки вихідного коду

U	9.52	9.5	9	8.24	7.75	7.41	6.13	6.13	5.30	5	4.37	3	2.44	2.23	1	0.00
v	5			2	3	3	5		8		8		4	2		1
x																1
ζ	Dz1 =0.9 951 Dz2 =0.9 995 Dz3 =0.9 999 5 Dz4 =0.9 999 9	Dz1 =0.9 948 Dz2 =0.9 999 5 Dz4 =0.9 999 9	Dz1 =0.9 895 Dz2 =0.9 999 89 Dz4 =0.9 999 999	Dz1 =0.9 808 Dz2 =0.9 981 Dz3 =0.9 999 81 999	Dz1 =0.9 748 Dz2 =0.9 974 Dz3 =0.9 999 7 999	Dz1 =0.9 705 Dz2 =0.9 970 Dz3 =0.9 999 7 999	Dz1 =0.9 523 Dz2 =0.9 951 Dz3 =0.9 999 6 999	Dz1 =0.9 5224 Dz2 =0.9 9512 Dz3 =0.9 9951 Dz4 =0.9 9995	Dz1 =0.9 386 Dz2 =0.9 936 Dz3 =0.9 999 4 999	Dz1 =0.9 330 Dz2 =0.9 930 Dz3 =0.9 999 3 999	Dz1 =0.9 207 Dz2 =0.9 917 Dz3 =0.9 999 2 999	Dz1 =0.8 865 Dz2 =0.9 880 Dz3 =0.9 999 8 999	Dz1 =0.8 685 Dz2 =0.9 860 Dz3 =0.9 998 6 999	Dz1 =0.8 607 Dz2 =0.9 851 Dz3 =0.9 998 5 999	Dz1 =0.7 943 Dz2 =0.9 772 Dz3 =0.9 997 7 999	Dz1 =0.3 981 Dz2 =0.9 120 Dz3 =0.9 990 8 999
δ	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	8.88	0.00	0.01	0.00	0.00	0.00	0.01	0.00	0.00
N	999	999	999	999	999	999	999	8962	999	000	999	999	999	000	999	999
v	999	999	999	999	999	999	999	1559	999	000	999	999	999	000	999	999
y	999	999	999	999	999	999	999	8388	999	000	999	999	999	000	999	999
x	722	721	933	978	956	941	737	6e-	993	000	994	996	992	000	998	998
	7	7	8	2	1	8	4	06	2	0	5	4	7	0	2	2

Моделювання вдосконаленого АЦФП із зміною основи логарифма

Графік моделювання роботи вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма

При 4х піддіапазонах перетворення

$U_{vx}=2.444$ V

$n_k = 10$

$k = 1$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=1$ $Dz1=0.3981$ $Uk=3.981$ $U_{vx}=2.444$ $U_{poch}=10$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=2$ $Dz1=0.3981$ $Uk=1.5848$ $U_{vx}=2.444$ $U_{poch}=10$

$U_{poch} = 2.4440000000000000$

$U01 = 1.5848361000000000$

$k = 2$

$k=2$ $vk=100$ $i2=1$ $Dz2=0.912$ $Uk=2.2289$ $U01=1.5848$ $U_{poch}=2.444$

$k=2$ $vk=100$ $i2=2$ $Dz2=0.912$ $Uk=2.0328$ $U01=1.5848$ $U_{poch}=2.444$

$k=2$ $vk=100$ $i2=3$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.8539$ $U01=1.5848$ $U_{poch}=2.444$

$k=2$ $vk=100$ $i2=4$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.6908$ $U01=1.5848$ $U_{poch}=2.444$

$k=2$ $vk=100$ $i2=5$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.542$ $U01=1.5848$ $U_{poch}=2.444$

$U_{poch} = 1.5848361000000000$

$U02 = 1.541968114281874$

$k = 3$

$k=3$ $vk=10$ $i3=1$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5703$ $U02=1.542$ $U_{poch}=1.5848$

$k=3$ $vk=10$ $i3=2$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5558$ $U02=1.542$ $U_{poch}=1.5848$

$k=3$ $vk=10$ $i3=3$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5415$ $U02=1.542$ $U_{poch}=1.5848$

$U_{poch} = 1.541968114281874$

$U03 = 1.541495811129659$

$k = 3$

$k=3$ $vk=10$ $i4=1$ $Dz4=0.999$ $Uk=1.5404$ $U03=1.5415$ $U_{poch}=1.542$

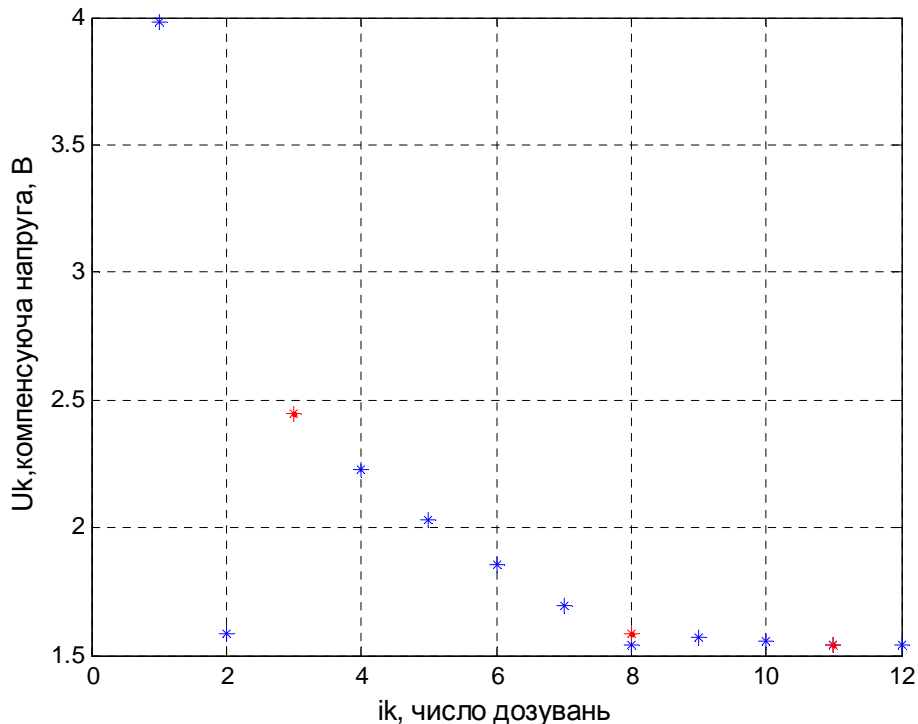


Рис.1 Графік моделювання роботи вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 4х піддіапазонах перетворення

Графіки похибок напруги при перетворенні на 4х піддіапазонах

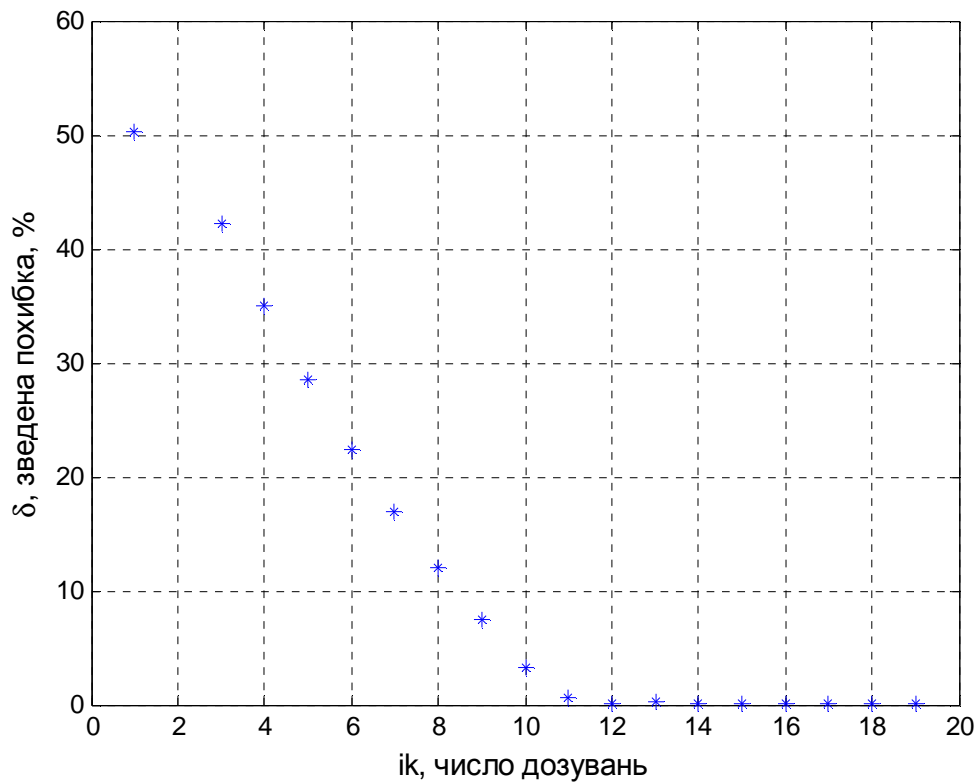


Рис.2. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 4х піддіапазонах перетворення на усьому діапазоні при $U_{vx}=9\text{ V}$

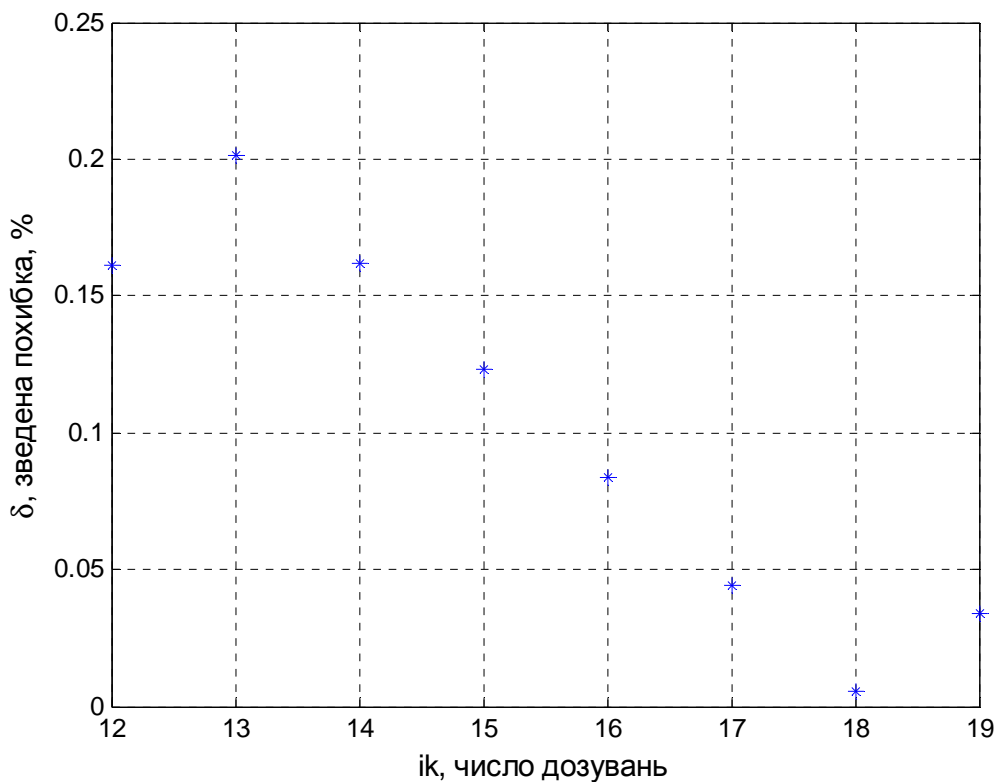


Рис.3. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 4х піддіапазонах перетворення на 2х останніх піддіапазонах при $U_{vx}=9\text{ V}$

$U_{vx}=2.444$ V
 $nk = 10$
 $k = 1$
 $k=1$ $vk=1000$ $i1=1$ $Dz1=0.3981$ $Uk=3.981$ $U_{vx}=2.444$ $Upoch=10$ $delta=15.37$
 $k=1$ $vk=1000$ $i1=2$ $Dz1=0.3981$ $Uk=1.5848$ $U_{vx}=2.444$ $Upoch=10$ $delta=8.5916$
 $Upoch = 2.4440000000000000$
 $U01 = 1.5848361000000000$
 $k = 2$
 $k=2$ $vk=100$ $i2=1$ $Dz2=0.912$ $Uk=2.2289$ $U01=1.5848$ $Upoch=2.444$ $delta=6.4409$
 $k=2$ $vk=100$ $i2=2$ $Dz2=0.912$ $Uk=2.0328$ $U01=1.5848$ $Upoch=2.444$ $delta=4.4795$
 $k=2$ $vk=100$ $i2=3$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.8539$ $U01=1.5848$ $Upoch=2.444$ $delta=2.6906$
 $k=2$ $vk=100$ $i2=4$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.6908$ $U01=1.5848$ $Upoch=2.444$ $delta=1.0592$
 $k=2$ $vk=100$ $i2=5$ $Dz2=0.912$ $Uk=1.542$ $U01=1.5848$ $Upoch=2.444$ $delta=0.42868$
 $Upoch = 1.5848361000000000$
 $U02 = 1.541968114281874$
 $k = 3$
 $k=3$ $vk=10$ $i3=1$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5703$ $U02=1.542$ $Upoch=1.5848$ $delta=0.28287$
 $k=3$ $vk=10$ $i3=2$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5558$ $U02=1.542$ $Upoch=1.5848$ $delta=0.13841$
 $k=3$ $vk=10$ $i3=3$ $Dz3=0.9908$ $Uk=1.5415$ $U02=1.542$ $Upoch=1.5848$ $delta=0.004723$
 $Upoch = 1.541968114281874$
 $U03 = 1.541495811129659$
 $k = 3$
 $k=3$ $vk=10$ $i4=1$ $Dz4=0.999$ $Uk=1.5404$ $U03=1.5415$ $Upoch=1.542$ $delta=0.010697$

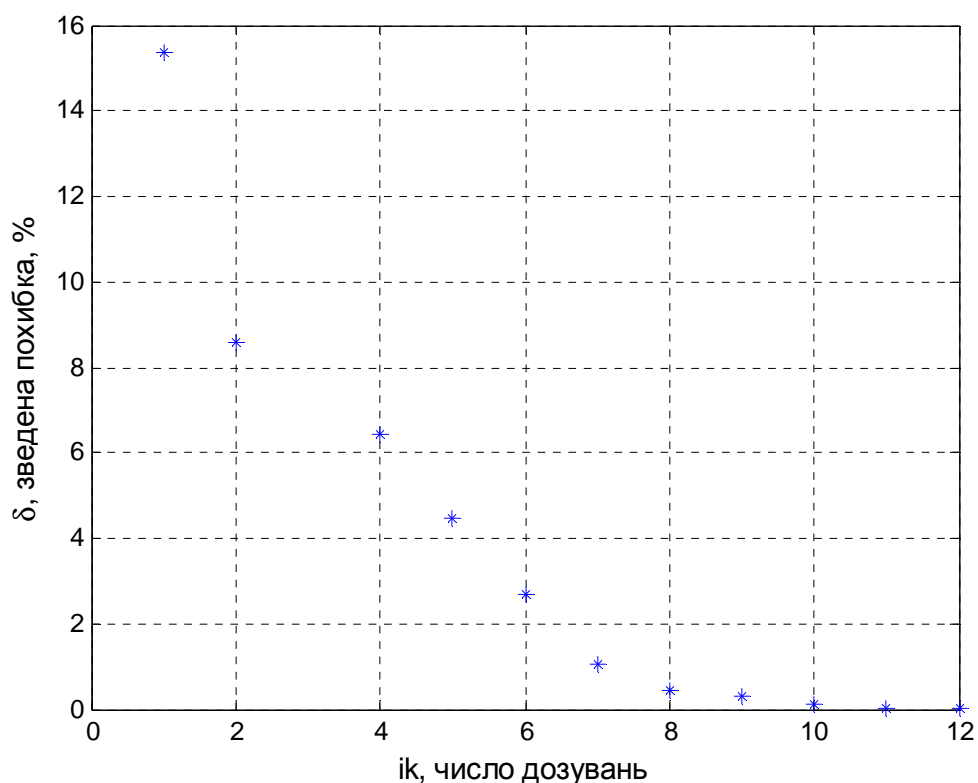


Рис.4. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 4x піддіапазонах перетворення на усьому діапазоні при $U_{vx}=2.444$ V

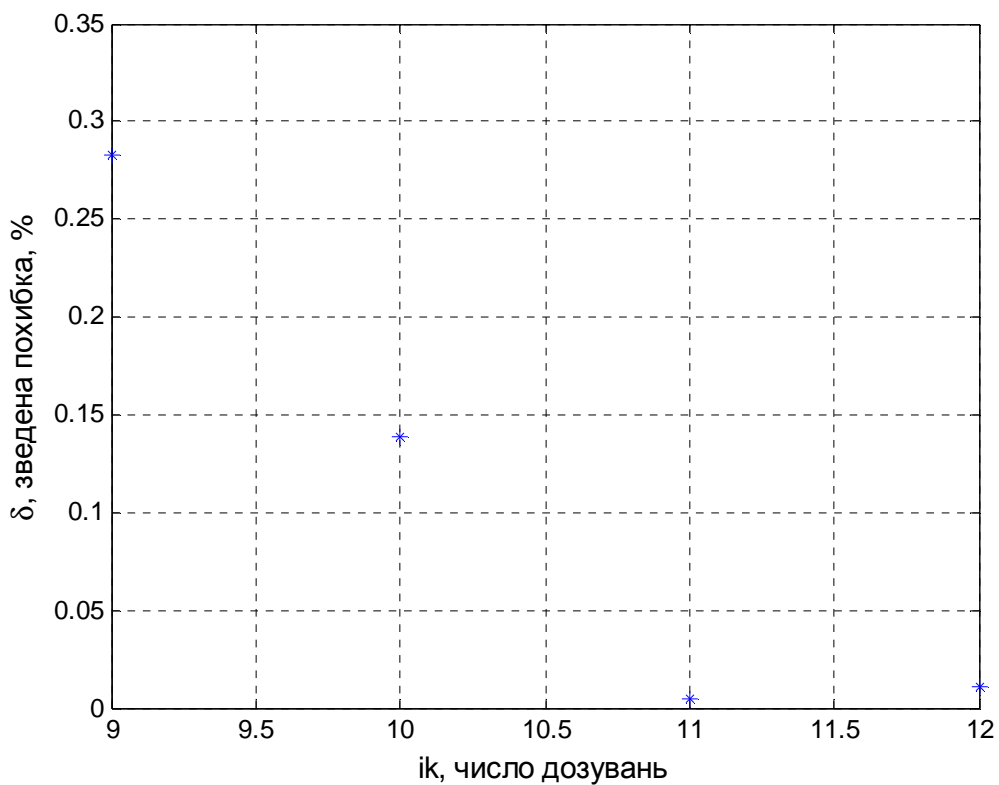


Рис.5. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 4х піддіапазонах перетворення на 2х останніх піддіапазонах при $U_{vx}=2.444\text{ V}$

Графіки зведених похибок напруги при роботі вдосконаленого АЦФП на 5ти піддіапазонах

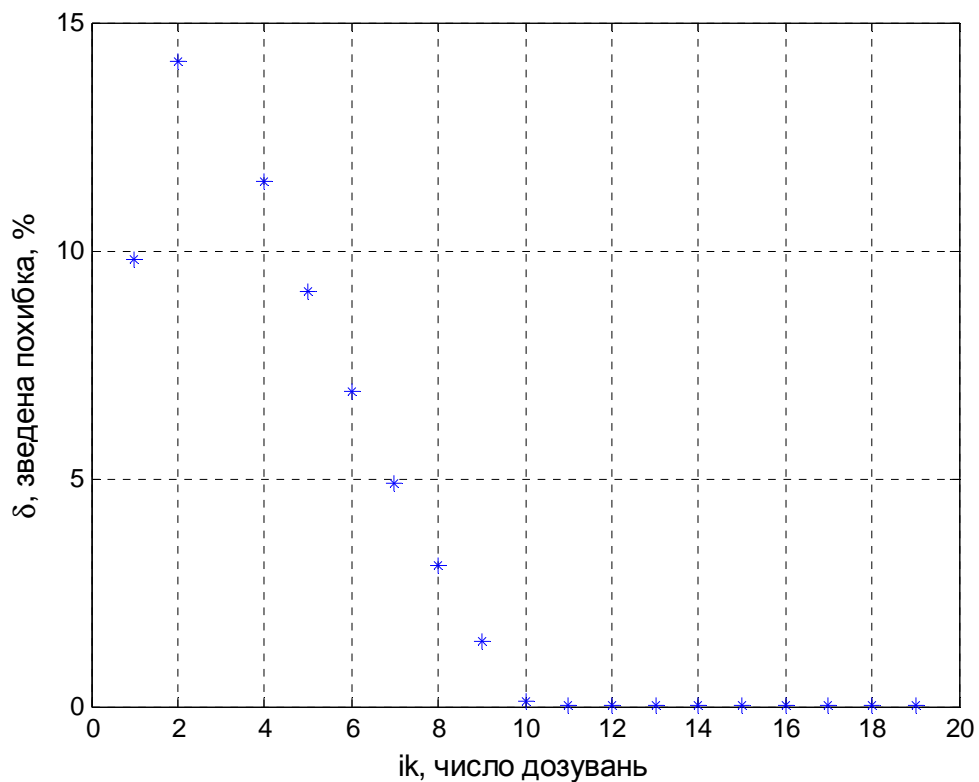


Рис.6. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 5х піддіапазонах перетворення на усьому діапазоні при $U_{vx}=3\text{ V}$

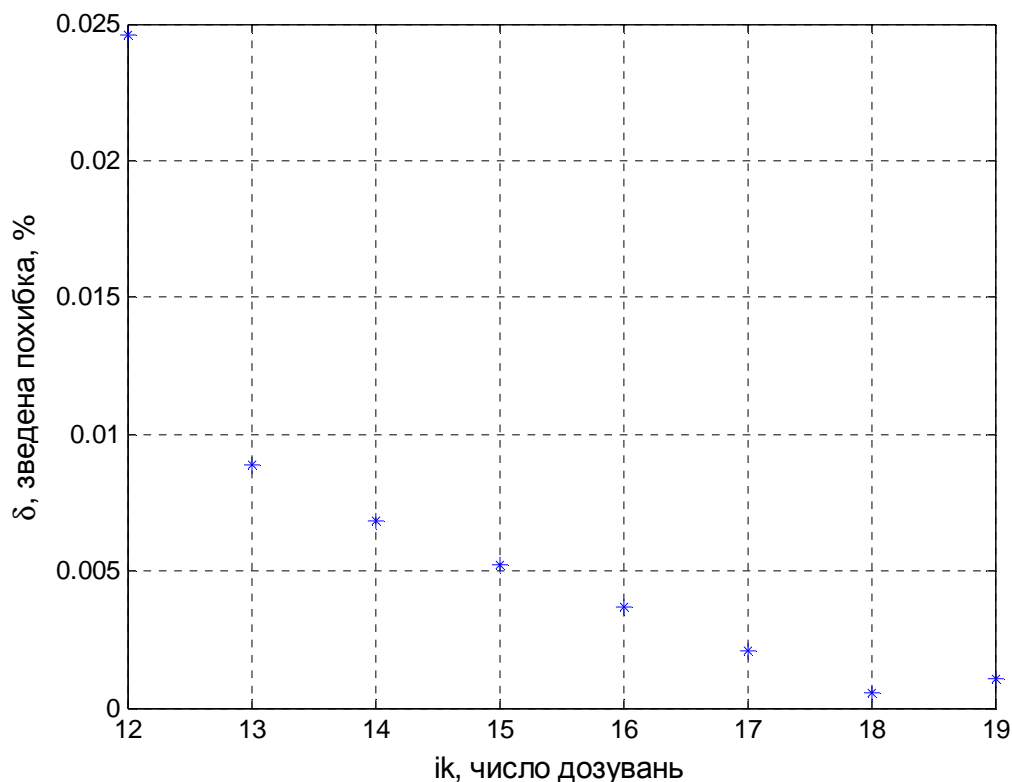


Рис.7. Графік зведеної похибки напруги вдосконаленого АЦФП із змінною основою логарифма при 5х піддіапазонах перетворення на 2х останніх піддіапазонах при $U_{vx}=3$ V

$U_{vx}=0.001$ V

$n_k = 10$

$k = 1$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=1$ $Dz1=0.3981$ $Uk=3.981$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=39.8$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=2$ $Dz1=0.3981$ $Uk=1.5848$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=15.8384$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=3$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.63092$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=6.2992$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=4$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.25117$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=2.5017$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=5$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.099991$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=0.98991$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=6$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.039806$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=0.38806$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=7$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.015847$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=0.14847$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=8$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.0063087$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=0.053087$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=9$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.0025115$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=0.015115$

$k=1$ $vk=1000$ $i1=10$ $Dz1=0.3981$ $Uk=0.00099982$ $U_{vx}=0.001$ $Upoch=10$ $delta=1.801e-06$

$Upoch = 1.0000000000000000e-03$

$U01 = 9.998198984377616e-04$

$k = 2$

$k=2$ $vk=100$ $i2=1$ $Dz2=0.912$ $Uk=0.000912$ $U01=0.00099982$ $Upoch=0.001$ $delta=0.0008782$

$Upoch = 9.998198984377616e-04$

$U02 = 9.1200000000000001e-04$

$k = 3$

$k=3$ $vk=10$ $i3=1$ $Dz3=0.9908$ $Uk=0.00099062$ $U02=0.000912$ $Upoch=0.00099982$

$delta=0.00078622$

$k=3$ $vk=10$ $i3=2$ $Dz3=0.9908$ $Uk=0.00098151$ $U02=0.000912$ $Upoch=0.00099982$

$delta=0.00069508$

$k=3$ $vk=10$ $i3=3$ $Dz3=0.9908$ $Uk=0.00097248$ $U02=0.000912$ $Upoch=0.00099982$

$delta=0.00060478$

k=3 vk=10 i3=4 Dz3=0.9908 Uk=0.00096353 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=0.00051531
 k=3 vk=10 i3=5 Dz3=0.9908 Uk=0.00095467 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=0.00042667
 k=3 vk=10 i3=6 Dz3=0.9908 Uk=0.00094588 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=0.00033884
 k=3 vk=10 i3=7 Dz3=0.9908 Uk=0.00093718 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=0.00025182
 k=3 vk=10 i3=8 Dz3=0.9908 Uk=0.00092856 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=0.0001656
 k=3 vk=10 i3=9 Dz3=0.9908 Uk=0.00092002 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=8.0168e-05
 k=3 vk=10 i3=10 Dz3=0.9908 Uk=0.00091155 U02=0.000912 Upoch=0.00099982
 delta=4.4736e-06
 Upoch = 9.120000000000001e-04
 U03 = 9.115526437548567e-04
 k = 3
 k=3 vk=10 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091109 U03=0.00091155 Upoch=0.000912
 delta=4.6464e-06
 Upoch = 9.115526437548567e-04
 U04 = 9.110880000000000e-04
 k = 4
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091146 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=3.7349e-06
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091137 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=2.8234e-06
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091128 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=1.9121e-06
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091119 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=1.0008e-06
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.0009111 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=8.9586e-08
 k=4 vk=1 i4=1 Dz4=0.999 Uk=0.00091101 U03=0.00091155 Upoch=0.00091155
 delta=8.2151e-07

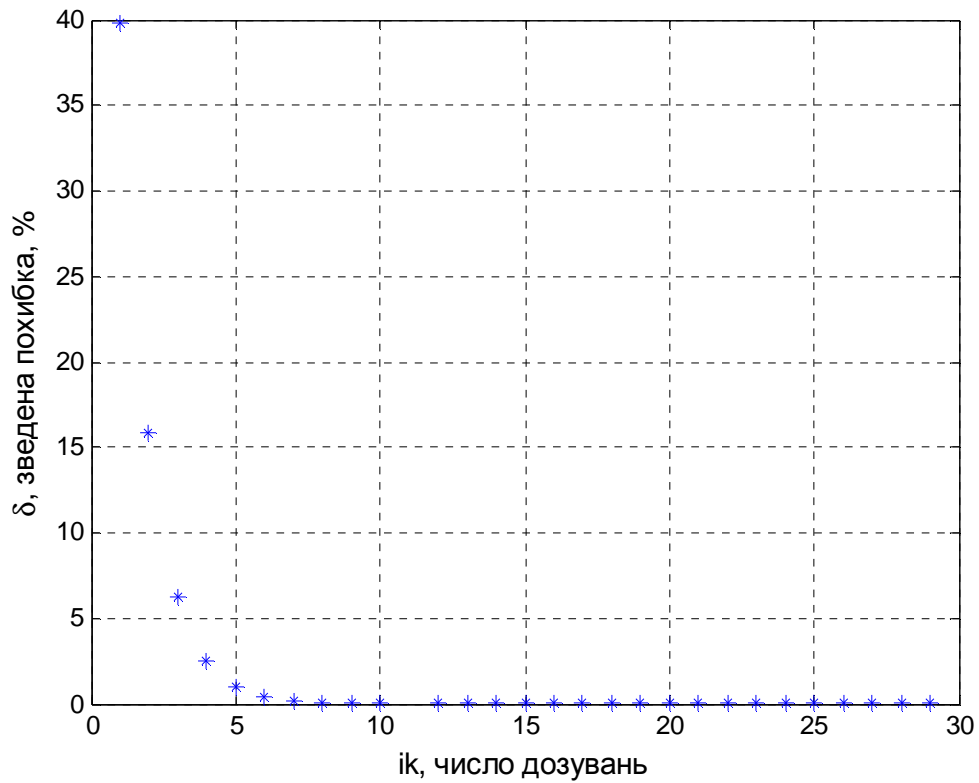


Рис.8. Графік зведеної похибки напруги в досконалому АЦФП із змінною основою логарифма при 5x піддіапазонах перетворення на усьому діапазоні при $U_{vx}=0.001\text{ V}$

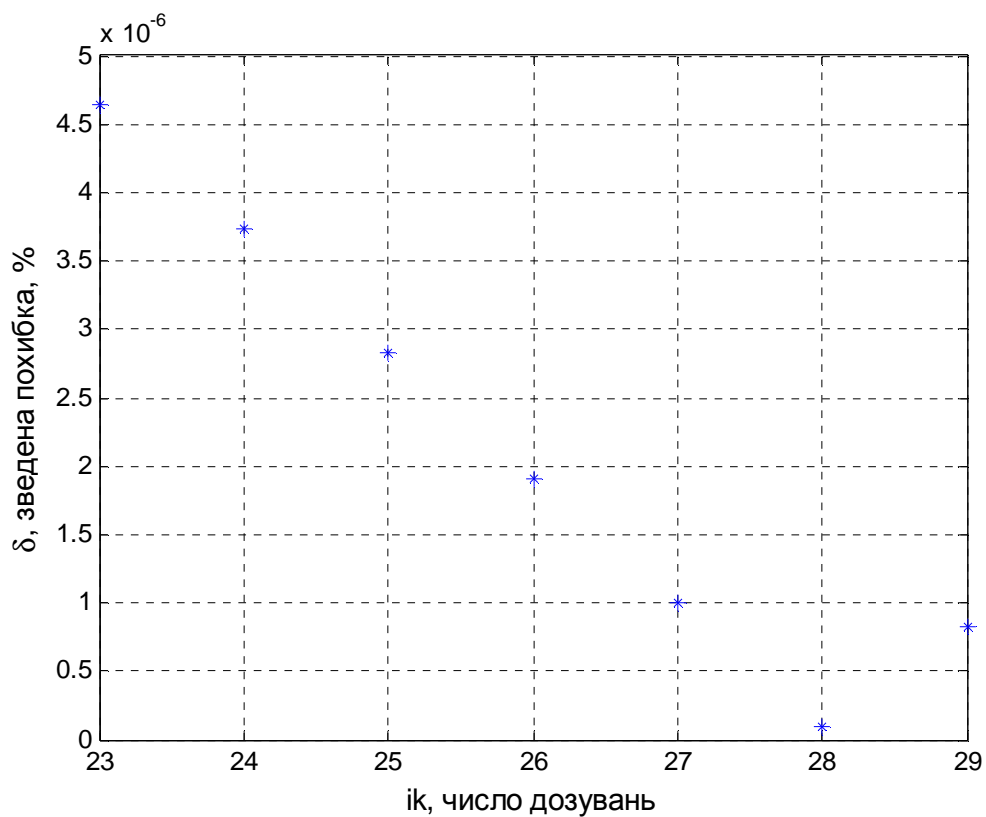


Рис.9. Графік зведеної похибки напруги в досконалому АЦФП із змінною основою логарифма при 5x піддіапазонах перетворення на 2x останніх піддіапазонах при $U_{vx}=0.001\text{ V}$

ТАБЛИЦЯ РЕЗУЛЬТАТІВ МОДЕЛЮВАННЯ ДЛЯ 4x ПІДДІАПАЗОНІВ

a=10 zadana delta 0.1% Nnominal=9995.7637

Dz1=0.398107; Dz2=0.912011; Dz3=0.990832; Dz4=0.999079;

vk1=1000 vk2=100 vk3=10 vk4=1

U B x	9.5	9	8.5	8	7.5	7	6.5	5.5	5	4.5	4	3.5	3	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.1	0.0 1	0.00 1
U k	Uv x= 9.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 82 U0 3= 3.7 67	Uv x= 9 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.9 28 U0 3= 3.9 08 4	Uv x= 8.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 10 U0 3= 3.6 98 3	Uv x= 8 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.8 29 U0 3= 3.8 01 9	Uv x= 7.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 36 U0 3= 3.6 08 4	Uv x= 7 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 73 U0 3= 3.6 64 4	Uv x= 6.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 40 U0 3= 3.7 32 5	Uv x= 5.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.8 05 U0 3= 3.8 01 9	Uv x= 5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 92 U0 3= 3.7 67 6	Uv x= 4.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 42 U0 3= 3.6 8 5	Uv x= 4 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 48 U0 3= 3.6 0 4	Uv x= 3.5 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 27 U0 3= 1.5 1.5 27 6	Uv x= 3 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 74 U0 3= 1.5 4 4	Uv x= 2.5 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 77 U0 3= 1.5 70 4	Uv x= 2.4 44 U0 1= 1 84 9 U0 2= 2 16 U0 3= 3 41 7	Uv x= 1.5 U0 1= 0.6 30 96 U0 2= 0.5 97 U0 3= 0.5 97 03	Uv x= 1 U0 1= 0.6 30 96 U0 2= 0.5 75 U0 3= 0.5 75 44	Uv x= 0.5 U0 1= 0.2 51 19 U0 2= 0.2 39 U0 3= 0.2 37 68	Uv x= 0.1 U0 1= 0.1 51 2= 912 U0 3= 912 01	Uv x= 0.0 1 U0 1= 630 96 U0 2= 575 44 U0 3= 575 44	Uvx =0.0 01 U01 =0.0 01 =0.0 009 120 1 U03 =0.0 009 120 1
ik	i1 =1 i2 =1 0 i3 =6 i4 =5	i1 =1 i2 =9 i3 =8 i4 =6	i1 =1 i2 =8 i3 =5 i4 =8	i1 =1 i2 =7 i3 =2 i4 =8	i1 =1 i2 =7 i3 =9 i4 =3	i1 =1 i2 =6 i3 =7 i4 =3	i1 =1 i2 =4 i3 =5 i4 =1	i1 =1 i2 =3 i3 =6 i4 =8	i1 =1 i2 =2 i3 =7 i4 =4	i1 =1 i2 =1 i3 =4 i4 =1	i1 =2 i2 =9 i3 =3 i4 =1	i1 =2 i2 =7 i3 =1 i4 =3	i1 =2 i2 =5 i3 =1 i4 =5	i1 =2 i2 =5 i3 =3 i4 =1	i1= 3 i2= 10 i3= 6 i4= 1	i1= 3 i2= 6 i3= 10 i4= 1	i1= 4 i2= 8 i3= 6 i4= 8	i1= 5 i2= 1 i3= 10 i4= 1	i1= 8 i2= 6 i3= 10 i4= 1	i1= 10 i2= 1 i3= 10 i4= 1	
T	22	18	22	22	18	20	17	11	18	14	18	16	13	13	11	20	20	26	17	25	22
δ U	0.0 23 97	0.0 14 18 8	0.0 15 41 6	0.0 09 68 89	0.0 12 54 5	0.0 08 60 23	0.0 24 63 84	0.0 03 24 8	0.0 20 03 1	0.0 33 33 7	0.0 28 49 1	0.0 11 64 4	0.0 02 83 35	0.0 02 17 33	0.0 10 58 5	0.0 04 22 9	0.0 05 28 95	0.0 01 25 92	0.0 008 383 6	5.2 772 e- 05	8.36 4e- 06
m a x δ	0.0 34 56 7	0.0 35 83 1	0.0 33 96 7	0.0 34 76 5	0.0 35 68 7	0.0 34 31 3	0.0 35 01 5	0.0 34 47 1	0.0 34 28 1	0.0 33 28 6	0.0 34 28 9	0.0 14 06 6	0.0 14 43 6	0.0 14 41 9	0.0 14 19 87	0.0 05 49 98	0.0 05 29 5	0.0 02 17 6	0.0 008 399 6	5.2 998 e- 05	8.39 96e- 06
v k	vk1=1000 vk2=100 vk3=10 vk4=1																				
N z a d a n	55. 66 74	11 4.3 45 3	17 6.3 77 9	24 2.1 72 4	31 2.2 14 5	38 7.0 90 8	46 7.5 18 5	64 8.8 18 3	75 2.2 56 2	86 6.6 01 4	99 4.4 28 6	11 39. 34 7	13 06. 64 31	15 04. 51 24	15 29. 09 89	20 58. 89 93	24 98. 94 09	32 51. 19 71	499 7.8 818	749 6.8 228	999 5.76 37
N v y x	55	11 4	17 6	24 2	31 2	38 7	46 7	64 9	75 2	86 6	99 4	11 39	13 07	15 05	15 29	20 59	24 99	32 52	499 9	749 9	999 9
δ N	0.0 06 67 68	0.0 03 45 41	0.0 03 78 1	0.0 01 72 47	0.0 02 14 61	0.0 00 90 88 5	0.0 05 18 69	0.0 01 81 78	0.0 02 56 28	0.0 06 01 7	0.0 04 28 75	0.0 03 47 17	0.0 03 57 06	0.0 04 87 86	0.0 00 98 99	0.0 01 00 77	0.0 00 59 10 2	0.0 08 03 24	0.0 111 86	0.0 217 82	0.03 237 7

ТАБЛИЦЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДЛЯ 5ти ПІДДІАПАЗОНІВ

a=10 zadana delta 0.1% vk1=10000 vk2=1000 vk3=100 vk4=10 vk5=1

Dz1=0.398107170553497; Dz2=0.912010839355910; Dz3=0.990831944892768;

Dz4=0.999079389984462; Dz5=0.999907900837669

Nnominal=100000

U B x	9.5	9	8.5	8	7.5	7	6.5	5.5	5	4.5	4	3.5	3	2.5	2.4 44	1.5	1	0.5	0.1	0.0 1	0.00 1
U k	Uv x= 9.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 82 U0 3= 3.7 67 U0 4= 3.7 64 6	Uv x= 9 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.9 28 U0 3= 3.9 67 U0 4= 3.9 07	Uv x= 8.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 10 U0 3= 3.6 98 U0 4= 3.6 96 7	Uv x= 8 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.8 29 U0 3= 3.8 9 U0 4= 3.8 00 9	Uv x= 7.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 36 U0 3= 3.6 08 U0 4= 3.6 07 2	Uv x= 7 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 73 U0 3= 3.7 64 U0 4= 3.6 63 5	Uv x= 6.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 40 U0 3= 3.7 32 U0 4= 3.7 01 3	Uv x= 5.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.8 05 U0 3= 3.8 01 U0 4= 3.8 01 6	Uv x= 5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 92 U0 3= 3.7 67 U0 4= 3.7 67 65	Uv x= 4.5 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.7 42 U0 3= 3.7 32 U0 4= 3.7 32 2	Uv x= 4 U0 1= 3.9 81 1 U0 2= 3.6 48 U0 3= 3.6 8 U0 4= 3.6 27 9	Uv x= 3.5 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 74 U0 3= 1.5 70 U0 4= 1.5 70 26 4	Uv x= 3 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 74 U0 3= 1.5 70 U0 4= 1.5 70 1	Uv x= 2.5 U0 1= 1.5 84 9 U0 2= 1.5 77 U0 3= 1.5 70 U0 4= 1.5 70 1	Uv x= 2.4 44 U0 1= 1.5 30 9 U0 2= 2.5 97 U0 3= 2.5 77 U0 4= 2.5 96 6	Uv x= 1.5 U0 1= 0.6 30 84 9 U0 2= 0.5 97 U0 3= 0.5 70 U0 4= 0.5 69 61	Uv x= 1 U0 1= 0.6 30 96 9 U0 2= 0.5 75 U0 3= 0.5 70 U0 4= 0.5 69 64	Uv x= 0.5 U0 1= 0.2 51 19 U0 2= 0.2 39 U0 3= 0.2 37 U0 4= 0.2 37 56	Uv x= 0.1 U0 1= 0.1 51 2= 96 U0 2= 0.1 912 U0 3= 0.1 903 U0 4= 0.1 902 82	Uv x= 0.0 1 U0 1= 0.01 630 2= 96 U0 2= 0.01 575 U0 3= 0.01 44 U0 4= 0.01 574 91	Uvx =0.0 01 U01 =0.0 01 U02 =0.0 09 120 U03 =0.0 120 U04 =0.0 111 7
ik	i1 =1 i2 =1 0 i3 =6 i4 =5 i5 =7	i1 =1 i2 =9 i3 =2 i4 =6 i5 =4	i1 =1 i2 =9 i3 =5 i4 =4 i5 =5	i1 =1 i2 =7 i3 =2 i4 =8 i5 =3	i1 =1 i2 =7 i3 =9 i4 =3 i5 =3	i1 =1 i2 =6 i3 =7 i4 =5 i5 =8	i1 =1 i2 =4 i3 =5 i4 =1 i5 =1	i1 =1 i2 =3 i3 =6 i4 =7 i5 =6	i1 =1 i2 =2 i3 =7 i4 =4 i5 =1	i1 =1 i2 =1 i3 =7 i4 =0 i5 =9	i1 =1 i2 =9 i3 =4 i4 =1 i5 =9	i1 =1 i2 =7 i3 =1 i4 =3 i5 =2	i1 =1 i2 =5 i3 =3 i4 =5 i5 =2	i1 =1 i2 =5 i3 =3 i4 =1 i5 =8	i1= 3 i2= 6 i3= 11 i4= 11 i5= 11	i1= 3 i2= 6 i3= 11 i4= 11 i5= 11	i1= 4 i2= 8 i3= 11 i4= 11 i5= 11	i1= 5 i2= 1 i3= 10 i4= 11 i5= 11	i1= 8 i2= 6 i3= 10 i4= 1 i5= 11	i1= 10 i2= 1 i3= 10 i4= 1 i5= 11	
T	29	22	27	25	22	23	25	12	24	24	27	25	15	15	19	28	42	32	39	36	33
δ U	0.0 00 31 25 2	0.0 00 22 57 5	0.0 01 61 09 5	0.0 00 87 40 29	0.0 01 91 29 17	0.0 01 52 17 48	0.0 02 86 54 48	0.0 00 23 86 73	0.0 00 86 73 45	0.0 01 07 67	0.0 00 98 56 3	4.5 36 1e- 05	0.0 00 72 33 8	0.0 00 75 21 7	0.0 00 15 46 7	0.0 00 52 46 3	5.4 72 3e- 05	8.3 149 e- 05	8.3 949 e- 06	36 36 06	
m a x δ	0.0 03 46 75	0.0 03 59 86	0.0 03 40 48	0.0 03 50 86	0.0 03 37 42	0.0 03 43 54	0.0 03 50 15	0.0 03 46 78	0.0 03 43 48	0.0 03 34 15	0.0 01 40 58	0.0 01 44 62	0.0 01 44 62	0.0 01 41 9	0.0 00 54 95 1	0.0 00 52 46 3	0.0 00 21 88	8.3 149 e- 05	5.2 949 e- 06	8.39 18e- 07	
v k	vk1=10000 vk2=1000 vk3=100 vk4=10 vk5=1																				
N z a d a n	55 6.9 09 9	11 43. 93 73	17 64. 52 69	24 22. 75 03	31 23. 46 84	38 72. 54 9	46 77. 16 61	64 90. 93 28	75 25. 74 99	86 69. 68 72	99 48. 50 02	11 39 8.2 98 9	13 07 1.9 68 6	15 05 1.4 99 8	15 29 7.4 7	20 59 7.7 18 5	25 00 0	32 52 5.7 49 9	500 00	750 00	100 000
N v y x	55 7	11 44	17 65	24 23	31 24	38 73	46 78	64 91	75 26	86 70	99 49	11 39 9	13 07 2	15 05 2	15 29 8	20 59 8	25 00 1	32 52 6	500 01	750 01	100 001
δ N	9.0 13 2e- 05	6.2 73 6e- 05	0.0 00 47 31 4	0.0 00 24 96 7	0.0 00 53 15 8	0.0 00 45 39 1	0.0 00 83 05 2	6.7 23 7e- 05	0.0 00 25 01 1	0.0 00 31 28 4	0.0 00 49 97 8	0.0 00 70 11 1	3.1 36 8e- 05	0.0 00 50 02 2	0.0 00 00 14 8	0.0 00 01 25 01	0.0 00 01 25 01	0.0 00 01 01 1	0.0 00 01 01 1	0.00 1	

Результати моделювання інтерполюючого АЦФП

Результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками на першому етапі 10 % і 0.1 % на другому етапі перетворення
 $N_{nominal}=9204.7344$

Таблиця 1

U v x	9.5	9.038	9	8.11	7.231	6.38	5.25	4.44	3.5	2.82	1.	0.5	0.1	0.005	0.001
U k	9.5	9.0432	9.0071	8.1148	7.2382	6.3856	5.251	4.4407	3.5005	2.8215	1.0009	0.50042	0.1	0.0050005	0.0010003
U 1	9.0909	8.2645	8.2645	7.5131	6.8301	6.2092	5.131	4.241	3.1863	2.6333	0.92296	0.47362	0.093704	0.0048819	0.00096585
n(N 1)	2	3	3	4	5	6	8	10	13	15	26	33	50	81	98
m(N 2)	45	91	87	78	59	29	24	47	95	70	81	56	65	25	36
T	47	94	90	82	64	35	32	57	108	85	107	89	115	106	134
ζ	0.90909														
α	1.001														
M a x δ	delta u1= 8.26 45	delta u1= 7.51 31	delta u1= 7.51 31	delta u1= 6.83 01	delta u1= 6.20 92	delta u1= 5.64 47	delta u1= 4.66 51	delta u1= 3.85 54	delta u1= 2.89 66	delta u1= 2.39 39	delta u1= 0.83 905	delta u1= 0.43 057	delta u1= 0.08 5186	delta u1= 0.00 44381	delta u1= 0.00 087805
	delta u2=0 .104 61	delta u2=0 .109 53	delta u2=0 .109 09	delta u2=0 .108 12	delta u2=0 .106 08	delta u2=0 .102 94	delta u2=0 .102 43	delta u2=0 .104 81	delta u2=0 .109 97	delta u2=0 .107 25	delta u2=0 .108 55	delta u2=0 .105 76	delta u2=0 .106 83	delta u2=0 .102 53	delta u2=0 .103 67
δ U	0.00 0487 28	0.05 1699	0.07 0514	0.04 8286	0.07 2061	0.05 6175	0.01 0357	0.00 7198 4	0.00 5145 3	0.01 5238	0.00 8715	0.00 4171 9	3.89 73e- 06	5.00 44e- 06	2.70 48e- 06
N z a d a n	9.82 24	16.6 958	25.3 277	143. 3901	283. 1562	444. 4106	653. 2603	806. 0445	1007 .626 5	1259 .675 3	2335 .756 5	3088 .973 5	4766 .775 5	7951 .011 5	9628 .813 5
N v y x	9.81 18	15.5 242	23.7 231	142. 1707	281. 1156	442. 6075	652. 8562	805. 7124	1007 .325 3	1258 .568 6	2333 .971 8	3087 .264 8	4766 .767 5	7950 .806 5	9628 .259 4
δ N v y x	0.00 0114 16	0.01 2728	0.01 7431	0.01 3248	0.02 2169	0.01 9589	0.00 4390 6	0.00 3608 2	0.00 3271 8	0.01 2024	0.01 9389	0.01 8563	8.67 42e- 05	0.00 2227 6	0.00 6019 3

Результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками на першому етапі 5 % і 0.05 % на другому етапі перетворення

N_{nominal}=18414.0747

Таблиця 2

U v x	9.5	9.03 8	9	8.11	7.23 1	6.38	5.25	4.44	3.5	2.82 1	1.	0.5	0.1	0.00 5	0.00 1
U k	9.50 21	9.04 06	9	8.11 04	7.23 23	6.38 02	5.25 16	4.44	3.50 16	2.82 23	1.00 02	0.50 012	0.10 001	0.00 5000 7	0.00 1
U 1	9.07 03	8.63 84	8.63 84	7.83 53	7.10 68	6.13 91	5.05 07	4.36 3	3.41 85	2.81 24	0.96 142	0.48 558	0.09 7055	0.00 4948 5	0.00 0989 06
n(N 1)	3	4	4	6	8	11	15	18	23	27	49	63	96	157	190
m (N 2)	94	92	83	70	36	78	79	36	49	8	80	60	61	22	23
T	97	96	87	76	44	89	94	54	72	35	129	123	157	179	213
ζ	0.95238														
α	1.0005														
M a x δ	delta u1=- 4.31 92	delta u1=- 4.11 35	delta u1=- 4.11 35	delta u1=- 3.73 11	delta u1=- 3.38 42	delta u1=- 2.92 34	delta u1=- 2.40 51	delta u1=- 2.07 76	delta u1=- 1.62 79	delt au1 =- 1.33 92	delta u1=- 0.45 782	delta u1=- 0.23 123	delta u1=- 0.04 6217	delta u1=- 0.00 2356 4	delta u1=- 0.00 0470 98
	delta u2=0 .052 407	delta u2=0 .052 354	delta u2=0 .052 119	delta u2=0 0.05 173	delta u2=0 .050 908	delta u2=0 .051 989	delta u2=0 .052 015	delta u2=0 .050 908	delta u2=0 0.05 124	delt au2 =0.0 502	delta u2=0 .052 041	delta u2=0 .051 523	delta u2=0 .051 549	delta u2=0 .050 553	delta u2=0 .050 578
δ U	0.02 1339	0.02 6039	2.48 91e- 05	0.00 365 22	0.01 3088	0.00 1593 9	0.01 5987	0.00 0102 21	0.01 556 1	0.01 270 5	0.00 1671 1	0.00 1247 5	0.00 0112 1	6.97 42e- 06	2.09 49e- 08
N z a d a n	12.5 795	116. 8866	133. 9468	360. 453 7	629. 856	844. 1721	1243 .278 7	1629 .132 5	210 4.59 73	258 7.64 78	4640 .697 4	6081 .532	9378 .950 7	1555 8.03 86	1885 5.45 73
N v y x i d	11.6 701	115. 7202	133. 9457	360. 271 3	629. 1231	844. 0709	1242 .045 9	1629 .123 1	210 2.79 75	258 5.82 46	4640 .020 8	6080 .521 9	9378 .496 8	1555 7.47 39	1885 5.44 88
δ N v y x	0.00 4938 6	0.00 6334 4	6.08 15e- 06	0.00 099 021	0.00 3979 6	0.00 0549 34	0.00 6695 1	5.06 22e- 05	0.00 977 45	0.00 990 1	0.00 3674 2	0.00 5485 7	0.00 2464 8	0.00 3066 9	4.60 64e- 05

Результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками на першому етапі 10 % і 0.01 % на другому етапі перетворення
 $N_{\text{nominal}}=92088.794$

Таблиця 3

U v x	9.5	9.3	9	8	7.2 31	7	6.3 8	5.2 5	4.5	4.4 4	3	2.5	2.4 44	2	1.	0.5	0.1	0. 05	0.0 05	0.0 01
U k	9.5 00 8	9.3 00 6	9.0 00 4	8.0 00 1	7.2 31 5	7. 00 02	6.3 80 4	5.2 50 5	4.5 00 1	4.4 40 2	3.0 00 1	2.5 00 1	2.4 44 2	2.0 00 1	1	0.5	0.1 00 01	0. 05 00 02	0.0 05 00 04	0.0 01
U 1	9.0 90 9	9.0 90 9	8.2 64 5	7.5 13 1	6.8 30 1	6. 83 01	6.2 09 2	5.1 31 6	4.2 41	4.2 41	2.8 96 6	2.3 93 9	2.3 93 9	1.9 78 4	0.9 22 96	0.4 73 62	0.0 93 70 4	0. 04 80 85	0.0 04 88 19	0.0 00
n (N 1)	2	2	3	4	5	5	6	8	10	10	14	16	16	18	26	33	50	57	81	98
m (N 2)	44 2	22 9	85 4	62 9	57 2	24 7	27 3	23 0	59 4	46 0	35 2	43 5	20 9	11 0	80 3	54 3	65 2	39 2	24 1	34 9
T	44 2	23 1	85 7	63 3	57 8	25 2	27 9	23 8	60 4	47 0	36 5	45 1	22 5	12 8	82 9	57 6	70 2	44 9	32 2	44 7
ζ	0.90909																			
α	1.0001																			
M a x δ	del tau 1= - 8.2 64 5	del tau 1= - 8.2 64 5	del tau 1= - 7.5 13 1	del tau 1= - 6.8 30 1	del tau 1= - 6.2 09 2	del tau 1= - 6. 20 92	del tau 1= - 5.6 44 7	del tau 1= - 4.6 65 1	del tau 1= - 3.8 55 4	del tau 1= - 3.8 55 4	del tau 1= - 2.6 33 3	del tau 1= - 2.1 76 3	del tau 1= - 2.1 76 3	del tau 1= - 1.7 98 6	del tau 1= - 0.8 39 05	del tau 1= - 0.4 30 57	del tau 1= - 0.0 85 18 6	de lta u1 = - 0. 04 37 14	del tau 1= - 0.0 04 43 81	del tau 1= - 0.0 00 87 80 5
δ U	0.0 08 10 57	0.0 05 73 39	0.0 03 99 8	0.0 01 29 22	0.0 05 05 39	0. 00 24 81 9	0.0 04 30 39	0.0 04 56 26	0.0 00 85 69 5	0.0 01 83 79	0.0 01 26 67	0.0 01 09 59	0.0 02 38 04	0.0 01 30 81	0.0 00 34 60 9	4.6 15 e- 05	7.4 63 4e- 05	2. 46 27 e- 05	4.4 64 e- 06	5.4 67 3e- 07
N z a d a n	98. 02 54	53 4.0 32 5	25 2.8 92 9	17 13. 39 67	28 31. 30 56	34 96 .6 09	44 43. 50 4	65 32. 50 06	77 85. 18	80 60. 23 86	12 28 1.5 5	14 11 1.5 20 5	14 57 5.7 71	16 77 7.9 04	23 35 88 7.2 04	30 88 9.4 91 1	47 66 7.4 62 1	55 19 9. 74 93	79 51 0.0 07 4	96 28 7.9 78 4
N v y	96. 27 71	53 2.7 69	25 1.9 82	17 13. 06	28 29. 87	34 95 .8	44 42. 60	65 30. 71	77 84. 78	80 59. 39	12 28 0.7	14 11 0.6	14 57 3.7	16 77 6.6	23 35 6.4	30 88 9.3	47 66 5.9	55 19 8.	79 50 8.1	96 28 6.8

x i d		1	6	58	35	82 5	17	98	98	04	10 3	21 9	54 3	30 8	94 8	02	32 8	74	78	58 1
δ	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.	0.0	0.0
N	01	01	00	00	01	00	01	01	00	00	00	00	02	01	00	00	01	00	01	01
v	89	37	98	35	55	07	50	93	42	92	93	97	16	45	77	20	66	10	98	21
y	85	19	84	94	52	88	1	38	37	10	95	54	72	53	01	53	07	96	65	65
x			6	2		94			5	9	2				9					

Розрахунок максимальних похибок

Згідно (2.81) приріст складає на першому та другому етапах відповідно:

$$\Delta U_1 = \zeta^{N-1} * (\zeta - 1) * U_o \quad \text{і} \quad \Delta U_2 = \alpha^{N-1} * (\alpha - 1) * U_o. \quad (2.81)$$

Зведена похибка:

$$\delta = \Delta/D * 100\%, \quad D = 10 \text{ V}$$

Розраховуємо лише для другого етапу, як для підсумкового для перетворення:

Таблиця 4

Для заданих похибок першого і другого етапів 10% і 0.1%:

U vx	9.5	9.03 8	9	8.11	7.23 1	6.38	5.25	4.44	3.5	2.82	1.	0.5	0.1	0.00 5	0.00 1
M ax δ	0.10 461	0.10 953	0.10 909	0.10 812	0.10 608	0.10 294	0.10 243	0.10 481	0.10 997	0.10 725	0.10 855	0.10 576	0.10 683	0.10 253	0.10 367

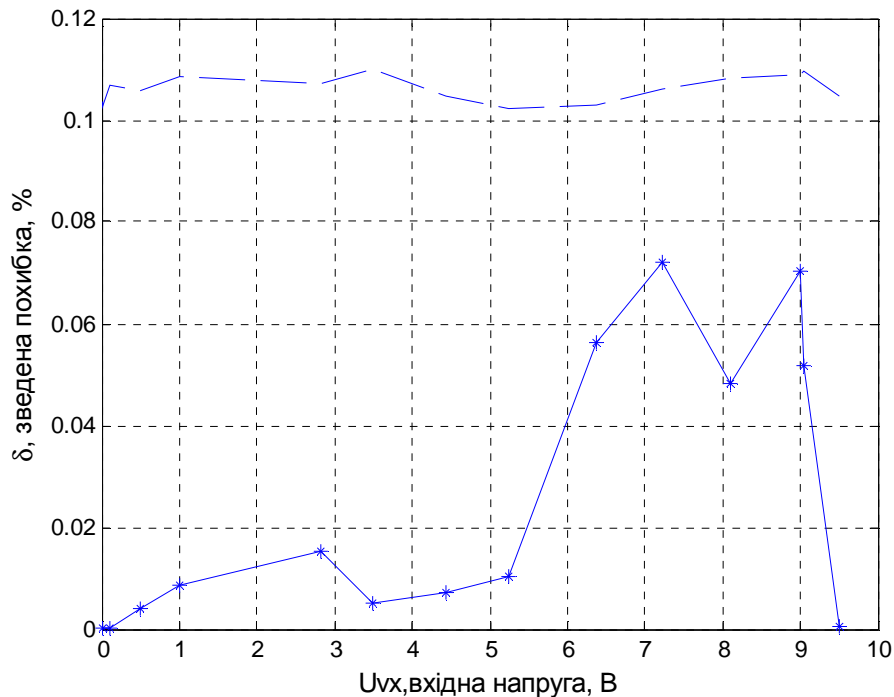


Рис.1. Графік зведеної похибки напруги і максимальної похибки при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.1 % на другому етапі перетворення

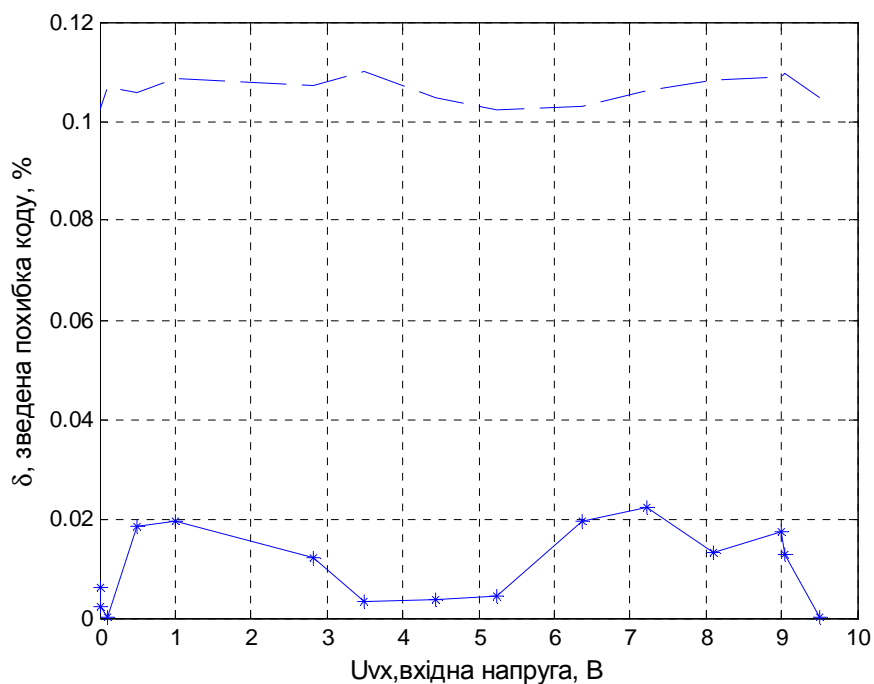


Рис.2. Графік зведеної похибки вихідного коду і максимальної похибки при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.1% на другому етапі перетворення

Таблиця 5

Для заданих похибок першого і другого етапів 5% і 0.05%:

U _{vx}	9.5	9.038	9	8.11	7.231	6.38	5.25	4.44	3.5	2.821	1.	0.5	0.1	0.005	0.001
M _{ax}	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.0	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
δ	2407	2354	2119	173	0908	1989	2015	0908	124	502	2041	1523	1549	0553	0578

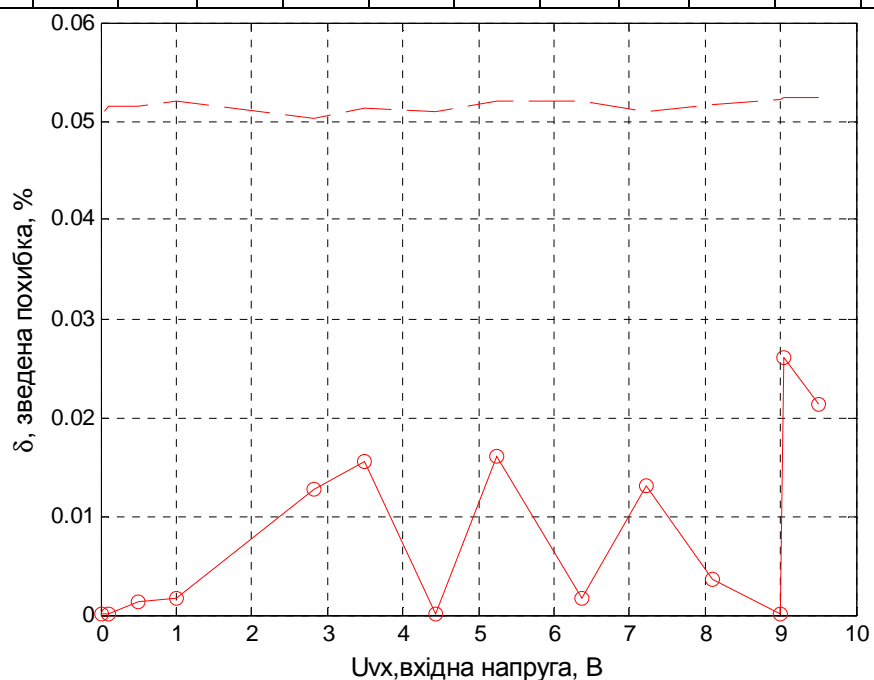


Рис.3. Графік зведеної похибки напруги та максимальної похибки при заданих похибках 5% на першому етапі та 0.05% на другому етапі перетворення

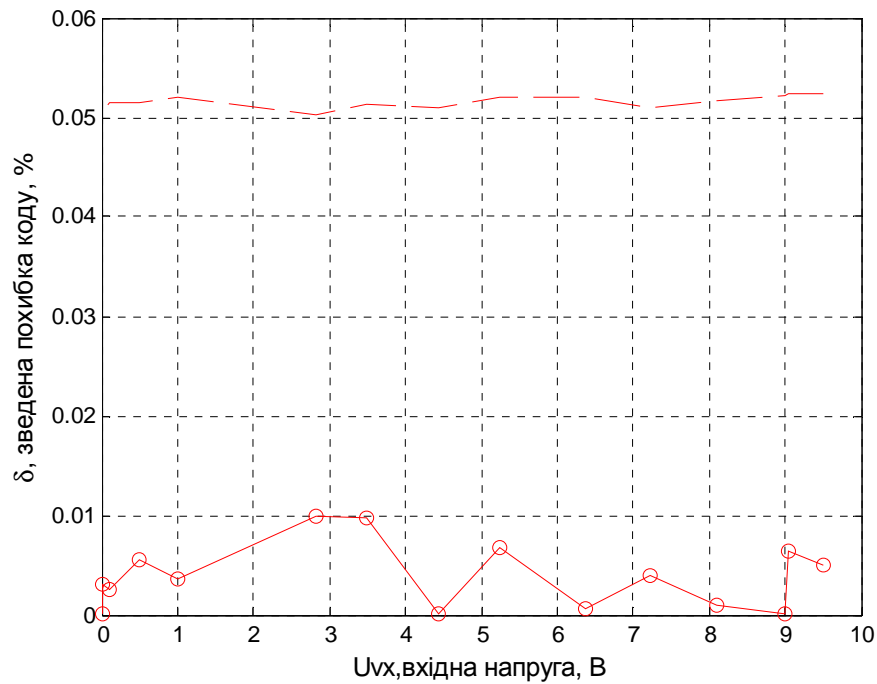


Рис.4. Графік зведеної похибки вихідного коду та максимальної похибки при заданих похибках 5% на першому етапі та 0.05 % на другому етапі перетворення

Таблиця 6

Для заданих похибок першого і другого етапів 10% і 0.01%:

Uvx	9.5	9.3	9	8	7.231	7	6.38	5.25	4.5	4.44	3	2.5	2.444	2	1.	0.5	0.105	0.005	0.001
Max Error	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
Average Error	10	10	10	10	10	01	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
Standard Deviation	45	23	89	64	58	02	27	23	61	47	35	44	21	11	83	55	67	1	24
Other	2	2	2	9	9	5	7	3	2	1	8	5	1	1	6	8	4	0	4

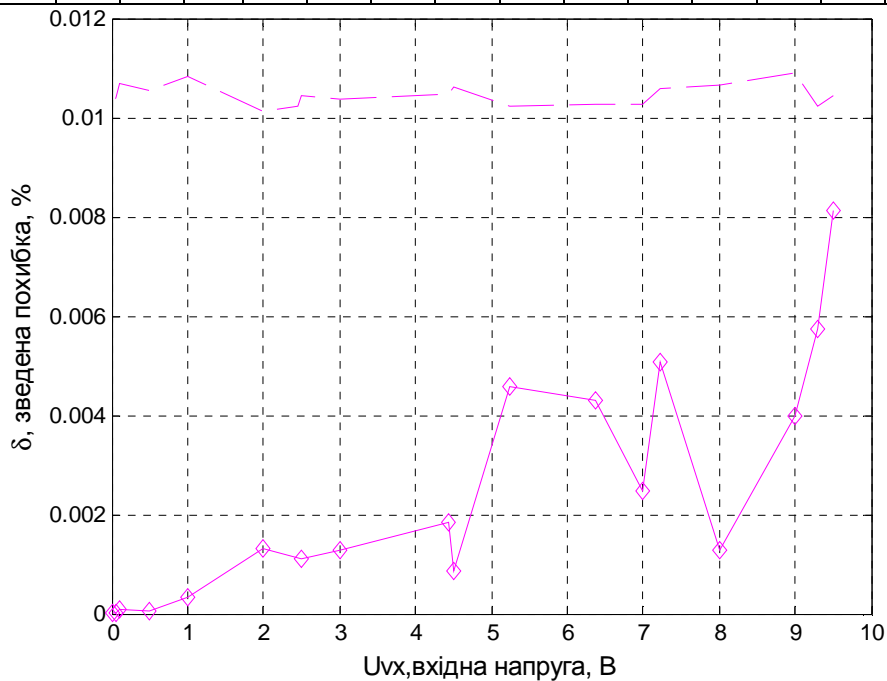


Рис.5. Графік зведеної похибки напруги та максимальної похибки при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.01 % на другому етапі перетворення

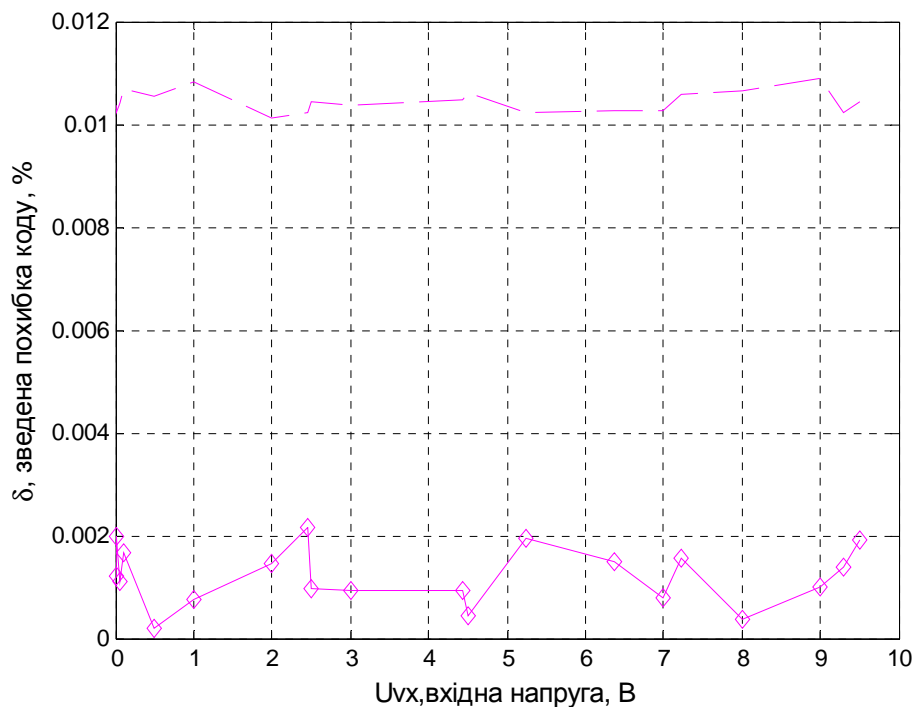


Рис.6. Графік зведеної похибки вихідного коду та максимальної похибки при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.01 % на другому етапі перетворення

Для заданих похибок першого і другого етапів 10% і 0.1%:

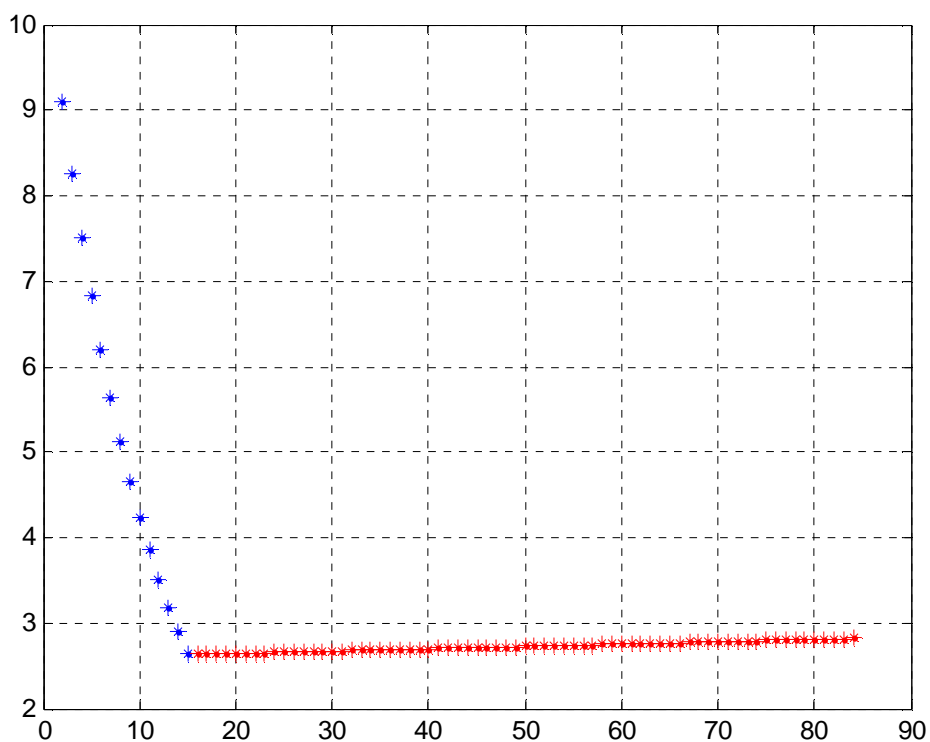


Рис.7. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.1 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=2.82$ В

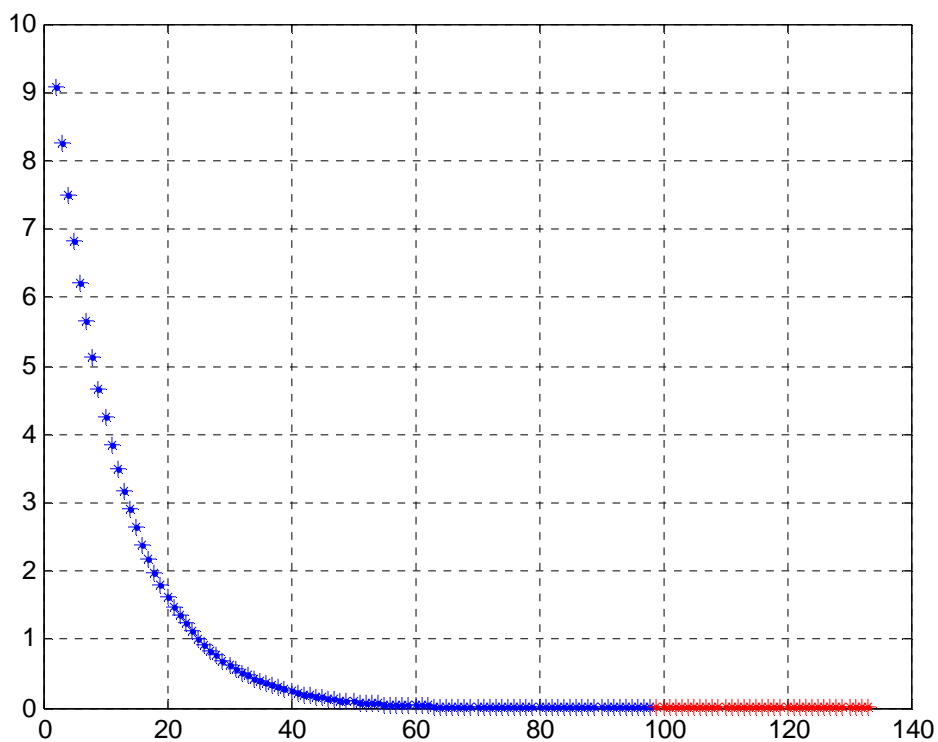


Рис.8. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.1 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=0.001$ В

Для заданих похибок першого і другого етапів 5% і 0.05%:

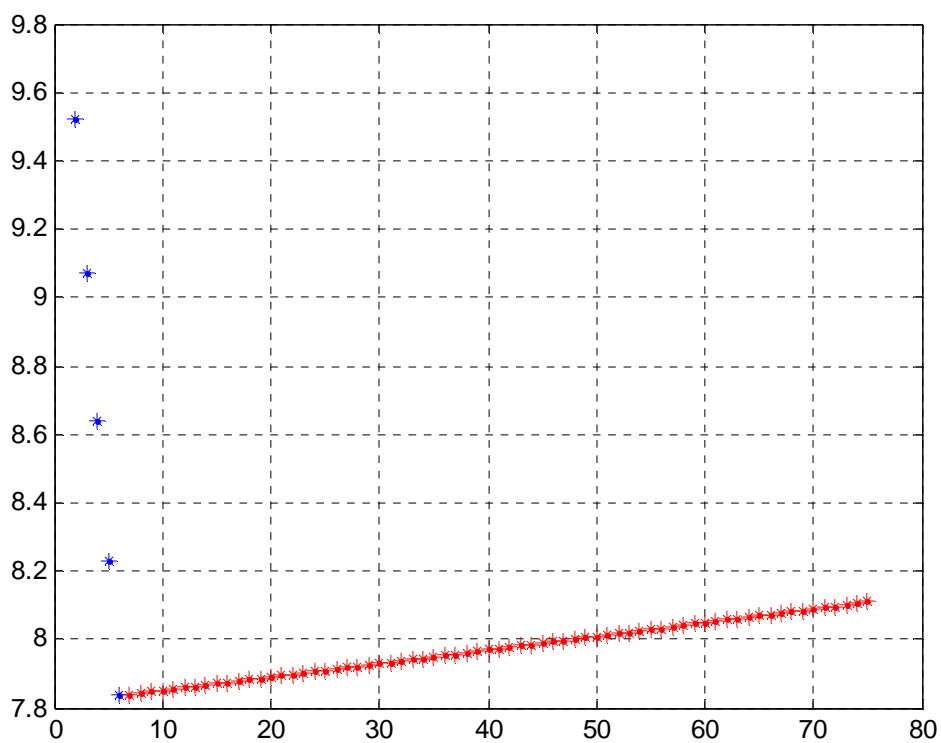


Рис.9. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 5% на першому етапі та 0.05 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=8.11$ В

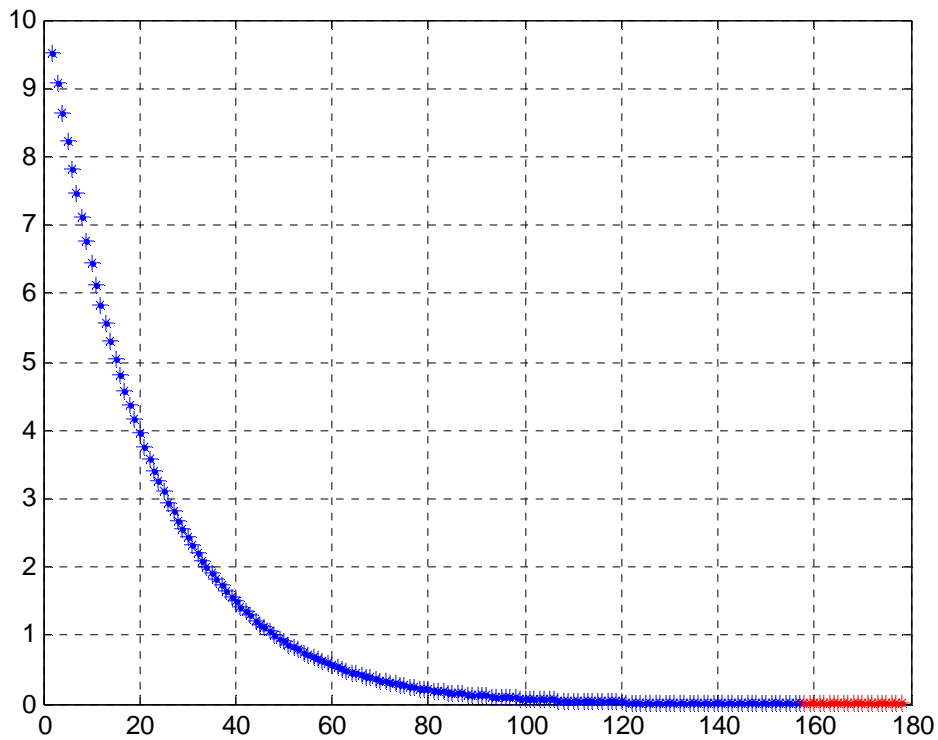


Рис.10. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 5% на першому етапі та 0.05 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=0.005$ В

Для заданих похибок першого і другого етапів 10% і 0.01%:

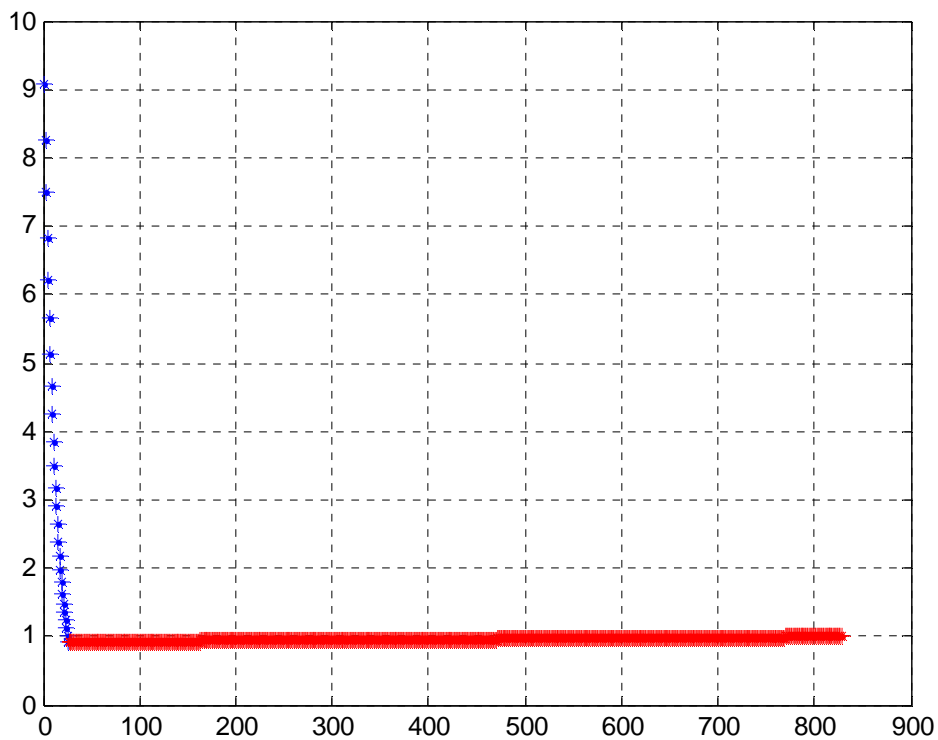


Рис.11. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.01 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=1$ В

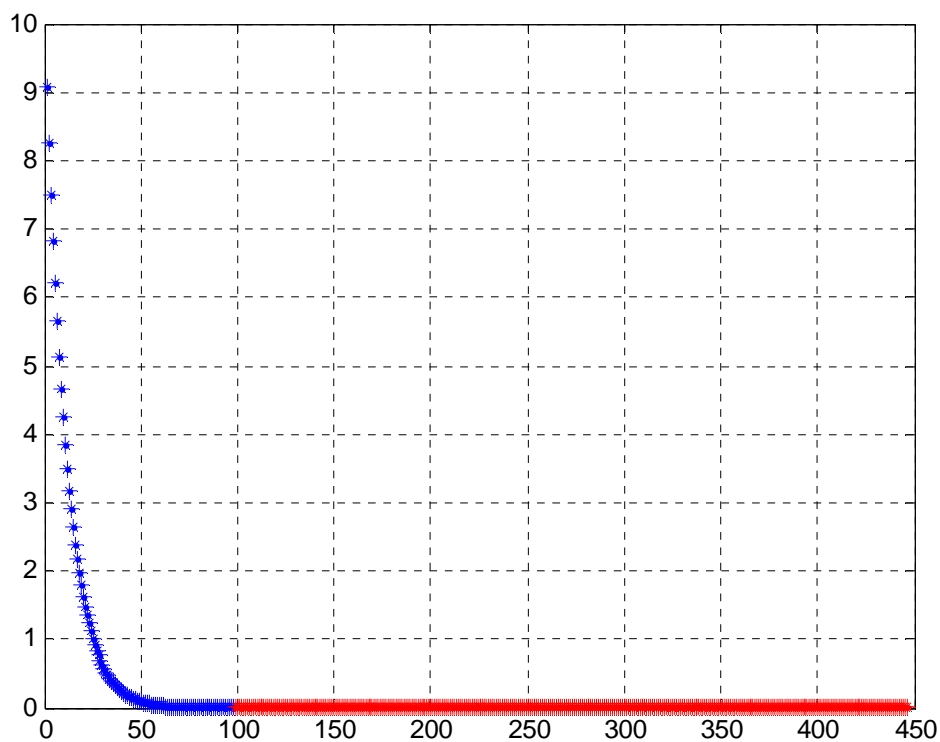


Рис.12. Графік перетворення інтерполюючого АЦФП при заданих похибках 10% на першому етапі та 0.01 % на другому етапі перетворення для $U_{vx}=0.001$ В

Результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками на першому етапі 1 % і 0.1 % на другому етапі перетворення

Таблиця 7

U_{vx}	9.5	8.11	5.25	3.5	1.	0.001
U_k	9.5057	8.1147	5.2531	3.5003	1.0001	0.0010003
U_1	9.4205	8.034	5.2373	3.4828	0.99413	0.00099634
$n(N_1)$	7	23	66	107	233	927
$m(N_2)$	9	10	3	5	6	4
Tryvalist	16	33	69	112	239	931
ζ	0.9901					
α	1.001					
δU	0.056619	0.047453	0.030827	0.0031346	0.0011134	3.3606e-06

Результати, отримані при моделюванні інтерполюючого АЦФП з заданими похибками на першому етапі 10 % і 0.05 % на другому етапі перетворення

Таблиця 8

U_{vx}	9.5	8.11	5.25	3.5	1.	0.001
U_k	9.5047	8.1106	5.251	3.5004	1.0004	0.0010003
U_1	9.0909	7.5131	5.1316	3.1863	0.92296	0.00096585
$n(N_1)$	1	3	8	13	26	98
$m(N_2)$	90	154	46	188	161	70
Tryvalist	91	157	54	201	187	168
ζ	0.90909					0.90909
α	1.0005					1.0005
δU	0.046965	0.006149	0.010055	0.0043219	0.0035079	2.6172e-06

**ПРАЦІ, В ЯКИХ ОПУБЛІКОВАНІ ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ
ДИСЕРТАЦІЇ**

1. Мичуда Л. З. Аналого-цифровий багатофункціональний перетворювач / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2002. – №460. – С. 66–72.
2. Мичуда Л. З. Інтерполюючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда, Б. О. Католик. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2002. – №445. – С. 160–166.
3. Мичуда Л. З. Вимірювальний перетворювач ємність – код / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2004. – №506. – С. 249–252.
4. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з перерозподілом заряду заряду. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Б. О. Католик. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №11. – С. 167–183.
5. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду в активних конденсаторних комірках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №11. – С. 183–190.
6. Оцінка динамічних властивостей логарифмічних АЦП на комотованих конденсаторах / Б. О.Католик, К. І. Ільканич, З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Сборник научных трудов Национального горного университета. – 2004. – №19 т.2. – С. 135–143.
7. Мичуда З. Р. Аналоговий помножувач на основі частотної модуляції / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Г. І. Влах. // Міжвідомчий збірник наукових праць “Відбір і обробка інформації”. – 2004. – №20(96). – С. 64–68.

8. Мичуда З. Р. Новий метод логарифмічного аналого-цифрового перетворення / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, К. І. Ільканич. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2004. – №12. – С. 220–224.

9. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з перерозподілом заряду / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2005. – №537. – С. 103–106.

10. Оцінка точності логарифмічних АЦП на комутованих конденсаторах / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба, К. І. Ільканич. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – №3. – С. 181–184.

11. Мичуда Л. З. Аналогові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем енергообліку / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2005. – №3. – С. 184–186.

12. Влах Г. І. Аналого-цифровий перетворювач електроенергії / Г. І. Влах, З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда. // Науково-технічний журнал “Методи та прилади контролю якості”, Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу. – 2005. – №13. – С. 80–82.

13. Підвищення точності та швидкодії логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Б. О. Католик, О. Р. Коструба. // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2006. – спецвипуск – С. 203–205.

14. Мичуда З. Р. Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2008. – №617. – С. 163–170.

15. Мичуда З. Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, О. Р. Коструба. // Збірник

наукових праць “Ком’ютерні технології друкарства”. – 2008. – №19. – С. 38–43.

16. 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 збірник «Вимірювальна техніка і метрологія». – 2010. – №71. – С. 13–19.

17. Мичуда Л. З. Функціональні перетворювачі рекурентного типу на комутованих конденсаторах для систем енергообліку / Л. З. Мичуда, З. Р. Мичуда. // Вісник НУЛП – Теплоенергетика. Інженерія довкілля. Автоматизація. – 2010. – №677. – С. 98–104.

18. Мичуда З. Р. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від’ємним зворотним зв’язком / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2011. – №5 (98). – С. 164–166.

19. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від’ємним зворотним зв’язком. Моделювання впливу струмів витікання. / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”. – 2010. – №24. – С. 168–173.

20. U.Antoniw, L.Myczuda, Z.Myczuda, A.Szczesniak. Logarytmiczne przetworniki analogowo-cyfrowe z nagromadzeniem ładunku i impulsowym sprzężeniem zwrotnym// PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R.89, NR 8/2013, str. 277–281. (**Scopus**)

21. Мичуда З. Р. Оцінювання динамічних властивостей логарифмічних АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2014. – №802. – С. 37–44.

22. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках. Частина 1 / З. Р. Мичуда, Л.

З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2016. – №852. – С. 62–68.

23. Мичуда З. Р. Слідкуючий логарифмічний аналого-цифровий перетворювач / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, І. А. Костів. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2016. – №852. – С. 77–82.

24. Мичуда З. Р. Логарифмічні АЦП з накопиченням заряду на послідовних пасивних конденсаторних комірках. Частина 2 / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, У. С. Антонів. // Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування. – 2017. – №880. – С. 9–17.

25. Мичуда З. Р. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд / З. Р. Мичуда, Л. З. Мичуда, Г. С. Єлісеєва. // Вісник НУЛП – Автоматика, вимірювання та керування. – 2017. – №880. – С. 31–39.

26. Мичуда Л. З. Підвищення точності вимірювання віддалі до об'єкта (Accuracy Increase of Distance Measurement to the Object) / Л. З. Мичуда, В. Д. Погребенник. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2017. – №2(38). – С. 112–127. (**Index Copernicus**)

27. Мичуда Л. З. Вдосконалений рекурентний метод аналого-цифрового функціонального перетворення для підвищення точності та швидкодії (Improved Recurrent Method of Analog to Digital Functional Conversion for Increase of Speed and Accuracy) / Л. З. Мичуда. // Збірник наукових праць “Комп’ютерні технології друкарства”(Computer Technologies of Printing ISSN 2411-9210). – 2018. – №1. – С. 73 – 92. (**Index Copernicus**)

28. Lesya Mychuda. Development of Algorithms for Improving the Accuracy and Performance Speed of a Functional Analog-to-Digital Converter // Східноєвропейський журнал передових технологій (Eastern-European Journal of Enterprise Technologies), ISSN 1729-3774 – 2018. – №3/9 (93). pp.58–69. – DOI:10.15587/1729-4061.2018.132479 . (**Scopus, Index Copernicus**)

ПРАЦІ, ЯКІ ЗАСВІДЧУЮТЬ АПРОБАЦІЮ МАТЕРІАЛІВ ДИСЕРТАЦІЇ

29. Мичуда Л.З., Мичуда З.Р. Вимірювальний перетворювач ємності на комутованих конденсаторах. // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2003”, Вінниця–Кореіз, 2003, – с.26–29.

30. Мичуда З.Р., Католик Б.О., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення зі зміною основи логарифму // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця–Ялта, 2004, – с.63–67.

31. Мичуда З.Р., Ільканич К.І., Мичуда Л.З. Логарифмічне аналого-цифрове перетворення за рекурентним методом // Матеріали МНТК “Приладобудування – 2004”, Вінниця–Ялта, 2004, – с.68–71.

32. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Блок аналого-цифрового перетворення для лічильників електроенергії підвищеної точності // Сборник трудов международной НТК «Наука и предпринимательство», Ялта, 2005, – с. 64–68.

33. Влах Г.І., Мичуда З.Р., Мичуда Л.З. Підвищення швидкодії прецизійних перетворювачів напруга–частота. // Технічні вісті, №1₍₂₂₎,2₍₂₃₎. – Львів, 2006, – с.102.

34. Мичуда Л.З. Оцінка завадостійкості аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Матеріали XVIII МНТК з автоматичного управління «Автоматика-2011», Львів, 2011, – с.404–405.

35. Мичуда Л.З. Обчислення степеневих рядів за допомогою аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах// Материалы XIII международной НТК «Приборостроение – 2004», Винница–Кореиз, 2004. – с. 58–62.

36. Мичуда Л.З. Схемотехнічні рішення обчислювальних пристроїв на комутованих конденсаторах для обліку енергоносіїв // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції "Вимірювання витрати та кількості газу", Івано-Франківськ, 2005. – с.56.

37. Мичуда Л.З. Аналогові та аналого-цифрові функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах для систем обліку енергоносіїв // Збірник праць 5-ї міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми економії енергії» – Львів – 2008. – с.341.

38. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду // Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи – 2008", Черкаси–Гурзуф, 2008, – с. 86–88.

39. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Коструба О.Р. Паралельний логарифмічний аналого-цифровий перетворювач // Тези міжнародної НТК "Датчики, прилади та системи – 2008", Черкаси–Гурзуф, 2008, – с. 89–91.

40. Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., Антонів У.С. Моделювання впливу струмів витікання в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком // Тези міжнародної НТК "Контроль і управління в складних системах" (КУСС–2010), Вінниця, 2010, – с.151.

41. Мичуда Л.З. Оцінка впливу шумів на конденсаторні комірки аналогових функціональних перетворювачів на комутованих конденсаторах // Тези міжнародної наукової конференції «Контроль і управління в складних системах» (КУСС-2010), Вінниця, 2010, – с. 149.

42. Мичуда Л.З. Функціональні перетворювачі на комутованих конденсаторах із зміною основи логарифму // Збірник тез доповідей Першої міжнародної наукової конференції «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (ВКДТС – 2011), 18–20 жовтня 2011р., Вінниця: ВНТУ, 2011, – с.74.

43. Мичуда Л.З. Методи зміни основи логарифма для покращення метрологічних характеристик аналого-цифрових функціональних перетворювачів. // Збірник тез доповідей XVII Міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування: стан і перспективи», 15–16 травня 2018 р., Київ, Україна, – с.194–195.

44. Мичуда Л.З. Інтегральні аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою перетворення. Огляд/ Мичуда Л. З., Мичуда З.Р., Єлісеєва Г. С. // Матеріали конференції Автоматика/Automatics – 2018/ XXV Міжнародна конференція з автоматичного управління, 18–19 вересня 2018 року, Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018, – с.120–122.

ПУБЛІКАЦІЇ, ЯКІ ДОДАТКОВО ВІДОБРАЖАЮТЬ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ ДИСЕРТАЦІЇ

45. Патент 39126 Україна. Аналоговий помножувач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Влах Г.І., Мичуда Л.З. 2001, Бюл.№5.

46. Патент 57054 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Дудикевич В.Б., Мичуда Л.З., 2003, Бюл. №6.

47. Патент 89229 Україна. Аналоговий багатофункціональний перетворювач/ Мичуда З.Р., Мичуда Л.З., 2010, Бюл. №21.

48. Патент 113138 Україна. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач/ Мичуда Л.З., 2016, Бюл. №23.

49. Патент 114064 Україна. Спосіб функціонального аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., 2017, Бюл. №7.

50. Patent 227862 Polska. Logarytmiczny przetwornik analogowo-cyfrowy/ Myszuda Z., Myszuda Ł., Antoniów U., Szczesniak A., 2018, WUP 01/18.

51. Заявка на патент на винахід № а201805976 Україна. Функціональний аналого-цифровий перетворювач / Мичуда Л.З., Заявл 29.05.2018, Опубл. 25.09.2018, Бюл «Промислова Власність» №18, 2018.

52. Заявка на патент на винахід № а201806835 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення/ Мичуда Л.З., Заявл 18.06.2018, Опубл. 25.10.2018, Бюл «Промислова Власність» №20, 2018.

53. Патент 116938 Україна. Спосіб логарифмічного аналого-цифрового перетворення. / Мичуда Л.З., 2018, Бюл №10/2018.