

СИГНАЛИ

УДК 681.335 (088.8)

ВДОСКОНАЛЕНИЙ РЕКУРЕНТНИЙ МЕТОД АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ФУНКЦІОНАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ТОЧНОСТІ

Л. З. Мичуда

*Національний університет «Львівська політехніка»
вул. Ст.Бандери, 12, м. Львів, Україна, 79013*

Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою мають порівняно з лінійними перетворювачами кращу точність при меншій розрядності. Проте за швидкодією вони поступаються лінійним АЦП. У роботі отримав подальший розвиток рекурентний метод, який забезпечує підвищені швидкодію та точність. Причому зменшено необхідну кількість еталонів за рахунок повторних звертань до найстаршого розряду. У подальших кроках перетворення використовуються значення компенсуючої напруги на попередньому кроці та змінний коефіцієнт. Це разом з вибором основи логарифму дало змогу підвищити точність при зменшеній кількості розрядів і тривалості перетворення до 25 тактів. У роботі запропоновано алгоритм вдосконаленого рекурентного методу та його схемну реалізацію. Змодельовано роботу аналого-цифрових функціональних перетворювачів за вдосконаленим рекурентним методом і дано оцінку похибок. Показано, що на відміну від відомих методів, які при 8ми двійкових розрядах забезпечують похибку 0.4%, запропонований метод дає змогу отримати похибку не більшу 0.25% і навіть меншу 0.1%.

***Ключові слова:** швидкодія, рекурентний метод, аналого-цифрове функціональне перетворення, точність, комутовані конденсатори.*

Постановка проблеми. Підвищення швидкодії пристроїв опрацювання аналогових сигналів, які надходять від давачів стану об'єкта і потім будуть надсилатися до комп'ютерних засобів, визначає швидкодію та якість роботи системи в цілому.

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 [1]. Суть рекурентних алгоритмів полягає у запам'ятовуванні останнього значення і використання саме його для обчислень.

Для аналого-цифрового перетворення (АЦП) 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 [2] вхідна напруга U_{IN} почергово порівнюється з кожною з еталонних напруг U_i і запам'ятовується значення тієї з них, при ко-

трій зафіксували проходження через рівень UIN. Збережене значення використовується як опорна напруга для подальшого перетворення.

Кількість еталонних напруг відповідає розрядності вихідного коду N. А прийнявши за основу логарифма \log_2 , треба забезпечити кратність двох сусідніх еталонів з коефіцієнтом 2 .

Вихідний код формується за порівнянням вхідної та еталонних напруг U_1 – U_N , при чому поточні значення U_i , які були меншими від UIN 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 .

Аналіз останніх публікацій і досліджень. Рекурентні залежності класично застосовують для підвищення швидкодії у цифрових системах. Наприклад, у [3] запропоновано аналого-цифрове перетворення із застосуванням нейронних мереж рекурентного типу, що підвищило продуктивність та швидкість оброблення потоків даних. У [4] рекурентні алгоритми застосовано для підвищення точності динамічної нейромережевої моделі первинного вимірювального перетворювача. Однак все частіше рекурентні залежності застосовують у системах вимірювань та автоматики. Зокрема, в [1] автоматизація систем регулювання виконується на основі рекурентних алгоритмів ПД-регулятора, а також наводяться рекурентні алгоритми для підвищення швидкодії обробки вимірювальної інформації. У [5] описано рекурентні алгоритми синтезу усереднюючих перетворювачів для систем об'єднаних електричних сигналізаторів наявності підземних електричних комунікацій. У [6] було виведено рекурентні формули, які дозволили спростити розрахунки багатовступінчатих перехідних процесів в перетворювачах із сталою та змінною структурою та розробити методи визначення квазіусталеного режиму роботи. У роботі [7] отримані рекурентні співвідношення для розрахунку взаємопов'язаних електромагнітних, механічних та теплових параметрів лінійного імпульсно-індукційного електромеханічного перетворювача. У роботі [8] описано аналого-цифровий перетворювач з нейронно кодованим зміщенням рівня, що працює за рекурентним алгоритмом. У праці [9] наведено результати розробки логарифмічного аналого-цифрового перетворювача. Реалізовано мініатюрніаторний пристрій з циклічною архітектурою. Перевагою є мале споживання потужності та лінеаризація характеристик сенсорів. У роботі [10] порівняно логарифмічні та лінійні АЦП на прикладі біомедичних застосувань, де сигнали мають широкий діапазон. Показано, що логарифмічні АЦП кращі в області малих сигналів, але для великих амплітуд мають більшу абсолютну похибку. У статті [11] досліджено логарифмічний аналого-цифровий перетворювач порозрядного кодування на комутованих конденсаторах. Внаслідок зменшення струмів витікання ключів досягнуто підвищення точності перетворення.

Мета статті. Аналого-цифрові перетворювачі з логарифмічною характеристикою мають порівняно з лінійними перетворювачами кращу точність при малій розрядності. Однак їх швидкодія поступається швидкодії лінійних АЦП.

Перевагою рекурентних АЦП на комутованих конденсаторах є більша технологічність виготовлення та пряма залежність виду вихідного коду від спо-

собу формування вагових коефіцієнтів розрядів та еталонних напруг. Однак їх швидкодія та точність є типовими для АЦП порозрядного кодування.

Метою роботи є підвищення швидкодії із збереженням високої точності аналого-цифрового функціонального перетворення логарифмічного типу.

Для досягнення мети поставлено такі завдання:

- вдосконалити рекурентний метод аналого-цифрового функціонального перетворення;
- запропонувати алгоритм вдосконаленого рекурентного методу;
- розробити схему пристрою за запропонованим методом;
- виконати моделювання та за його результатами оцінити час і точність аналого-цифрового функціонального перетворення за покращеним рекурентним методом.

Виклад основного матеріалу дослідження. Суттєвою перевагою схем з комутованими конденсаторами є можливість отримати довільне значення основи логарифма завдяки перерозподілу та накопиченню заряду – явищам, що забезпечують сам процес перетворення.

На рис. 1а наведені епюри напруг, що ілюструють роботу відомого [2] рекурентного АЦП.

Вдосконалений метод рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворення. Було запропоновано метод [12], що дозволив підвищити швидкодію логарифмічного аналого-цифрового перетворення із збереженням високої точності.

Особливістю запропонованого [12] 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 еталонном кожного з наступних розрядів тільки один раз. Суть методу пояснюють епюри напруг, наведені на рис. 1б.

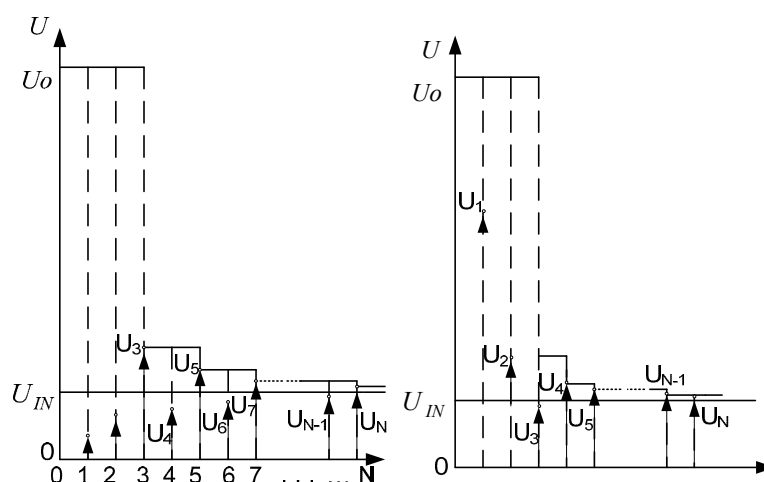


Рис. 1. Епюри напруг, що ілюструють роботу рекурентного АЦП: а – відомого; б – за вдосконаленим методом.

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 шоразу 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. 1а та на рис. 1б.

Розроблення алгоритму вдосконаленого рекурентного методу. На рис. 2 зображено блок-схему алгоритму, розробленого для вдосконаленого рекурентного АЦП.

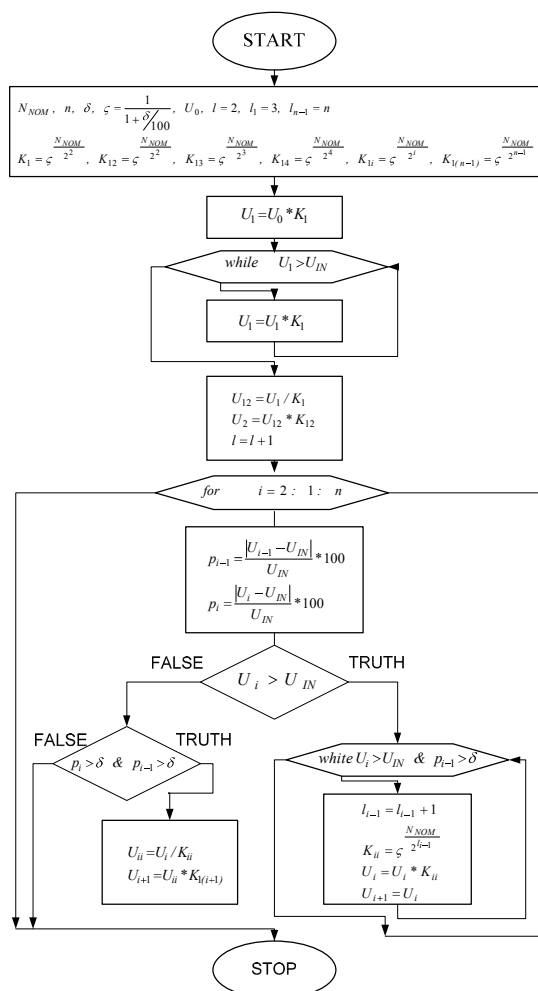


Рис. 2. Блок-схема алгоритму вдосконаленого рекурентного методу аналого-цифрового функціонального перетворення

За допомогою масштабного підсилювача формується ряд коефіцієнтів K_{ii} . Слід зауважити, що запропонований алгоритм дозволить використовувати не усі еталони для досягнення бажаної точності.

Користувач ще до початку перетворення може вибрати бажану точність, оскільки похибка рекурентних логарифмічних АЦП залежить від основи логарифма $\delta = \frac{1-\zeta}{\zeta} \cdot 100\%$ [2].

На першому етапі компенсуюча напруга порівнюється з вхідною. Поки вона є більшою, кожна наступне наступне значення отримуємо як добуток попереднього на коефіцієнт K_1 . Тобто маємо класичний рекурентний алгоритм.

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.

Починаючи з другого етапу перетворення введено перевірку значення похибки на поточному та попередньому тактах. Це дозволяє зупити процес перетворення після досягнення заданої точності та не використовувати увесь ряд коефіцієнтів.

Узагальнена структурна схема вдосконаленого рекурентного АЦП.

Спрощена структурна схема, що ілюструє запропонований принцип дії вдосконалених рекурентних АЦП наведена на рис.3, де позначено: Км – компаратор, ГТІ – генератор тактових імпульсів, Л – лічильник результату, Рг – регістр результату, БФПФ – блок формування показникової функції, П/АК – перемножувач/аналоговий комутатор, МП – масштабний підсилювач з керуванням коефіцієнтом передачі, ЕП1 і ЕП2 – перший і другий елементи пам'яті, СУ – схема управління, U_o – опорна напруга, U_{k1} і U_{k2} – компенсаційна напруга на першому і другому етапі, U_{IN} – вхідна напруга, F_T – тактова частота, N_1 і N_2 – вихідний код старших і молодших розрядів; А і В – сигнали дозволу роботи МП на першому і другому етапі, С і D – дозвіл роботи лічильника і регістра результату.

Сигналом запуску скидаються в нуль лічильник Л і регістр Рг результату, установлюється перший коефіцієнт передачі МП і записується рівень опорної напруги в ЕП1, тобто установлюється початкове значення компенсаційної напруги, яка через комутатор підводиться до виходу БФПФ.

Процес перетворення відбувається у два етапи, на кожному з яких компаратор Км порівнює вхідний сигнал з компенсаційною напругою. Коли компенсаційна напруга є більшою від вхідного сигналу, то компаратор Км установлює

ється у стан логічної одиниці на своєму виході, а у протилежному випадку – у логічний нуль.

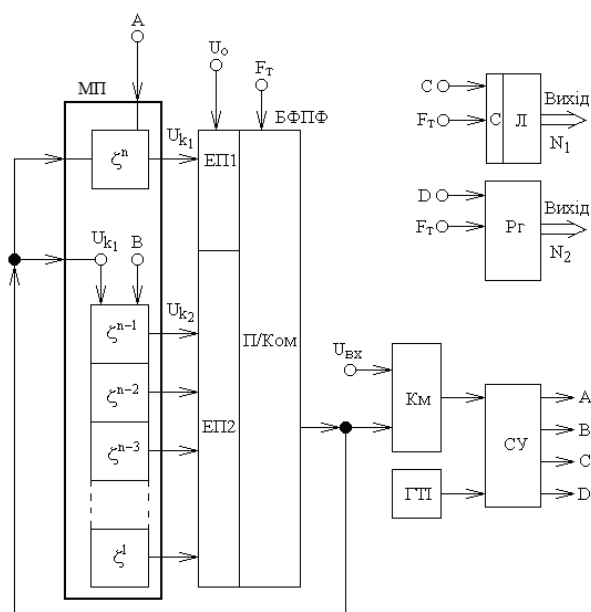


Рис. 3. Спрощена структурна схема вдосконаленого рекурентного методу аналого-цифрового функціонального перетворення

На першому етапі перетворення доки компаратор K_m знаходиться у стані логічної одиниці кожен тактовий імпульс записується у лічильник L і записує у $EP1$ попереднє значення компенсаційної напруги помножене на вагу першого розряду. Закінчується перетворення на першому етапі, коли компаратор K_m переходить у стан логічного нуля на своєму виході. За цим нулем CY забороняє подальший запис тактових імпульсів у лічильник L і зміну значення компенсаційної напруги, записаної у $EP1$.

На другому етапі перетворення CY дозволяє запис тактових імпульсів у регістр P_r і потактову зміну ваги кожного розряду, починаючи з другого і далі. Доки компаратор K_m знаходиться у стані логічної одиниці кожен тактовий імпульс записується у регістр P_r і записує у $EP2$ попереднє значення компенсаційної напруги помножене на вагу наступного розряду. Коли компаратор K_m переходить у стан логічного нуля, то закінчується перетворення на другому етапі.

Розробка функціональної схеми вдосконаленого рекурентного АЦП. На рис.4 показано функціональну схему аналого-цифрового функціонального перетворювача, що реалізує запропонований метод [12].

Аналого-цифровий функціональний перетворювач рис.4 містить K_m – компаратор, $ГП$ – генератор тактових імпульсів, $OB1$ і $OB2$ – перший і другий одинвібратори, $T1$ – RS-тригер, $E31$ – $E33$ – елементи збігу 1–3, PP – регістр результату, LP – лічильник результату, L – лічильник 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.

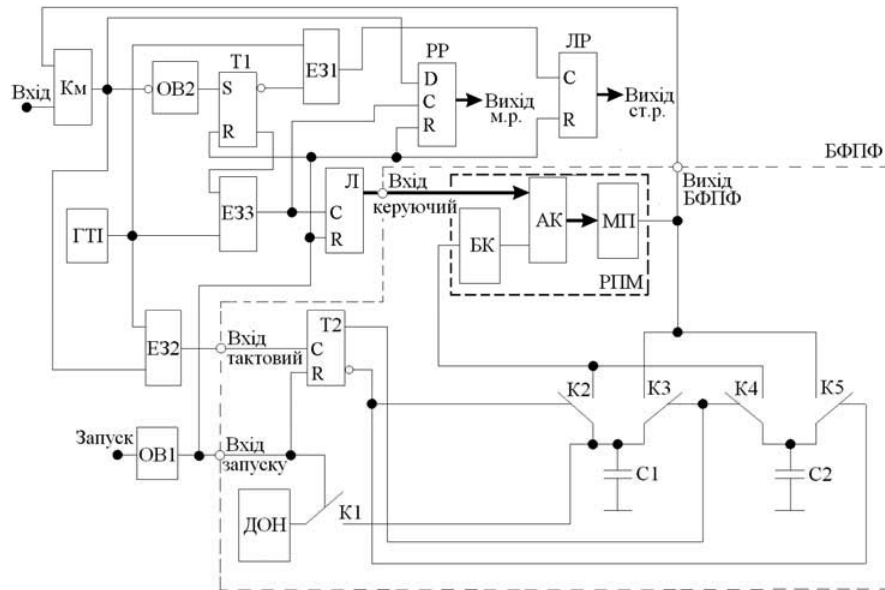


Рис. 4. Функціональна схема аналого-цифрового функціонального перетворювача, що реалізує запропонований метод

Робота аналого-цифрового функціонального перетворювача рис.4 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:

$$K_i = \zeta \cdot 2^i, \quad (1)$$

де N_n – номінальне значення вихідного коду;

$\zeta = const$; 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:

$$\zeta = e^{N_n^{-1} \ln D^{-1}}, \quad (2)$$

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 $i=1$:

$$K_1 = \zeta^{\frac{N_H}{2}} . \quad (3)$$

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

$$U_1 = U_0 \cdot K_1 = U_0 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} , \quad (4)$$

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_{IN} .

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

На рис.5 показано епори напруг, що ілюструють роботу цього перетворювача, причому суцільною лінією та крапками подано відповідно напруги на вході та виході регульованого масштабного підсилювача.

Зауважимо, що на рис.5 наведено перший випадок, тобто напруга U_1 більша від U_{IN} і на виході компаратора Км є рівень логічної одиниці.

Після закінчення імпульса одновібратора ОВ1 починається перетворення на першому етапі.

Перший після цього моменту часу тактовий імпульс генератора ГТІ проходить через відкритий тригером Т1 елемент збігу Е31 на лічильник результату ЛР і через відкритий логічною одиницею з виходу компаратора Км елемент збігу Е32 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

$$U_2 = U_1 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{2 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (5)$$

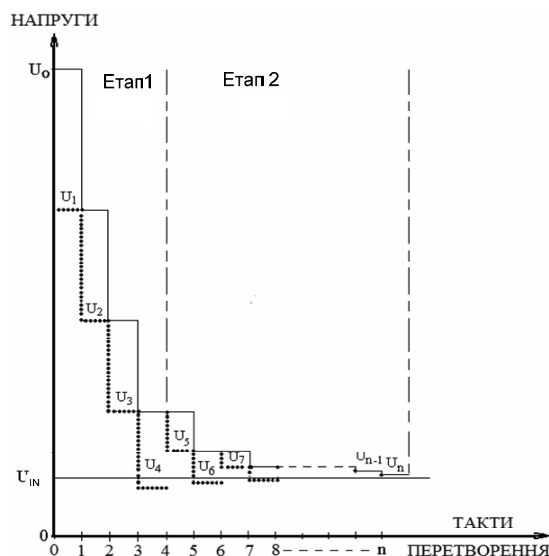


Рис.5. Епюри напруг масштабного підсилювача вдосконаленого рекурентного аналого-цифрового функціонального перетворювача

Напруга U_2 (див. рис.5) перевищує рівень вхідного сигналу і компаратор зберігає рівень логічної одиниці на виході.

Оскільки стан компаратора K_m 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

$$U_3 = U_2 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (6)$$

Напруга U_3 (див. рис.5) 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

$$U_4 = U_3 \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2}} = U_0 \cdot \zeta^{4 \cdot \frac{N_H}{2}}. \quad (7)$$

Оскільки ця напруга U_4 менша від вхідної, 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 як у стані після третього імпульсу.

Одночасно логічний нуль на виході компаратора Км запускає одновібратор ОВ2, вихідним імпульсом якого тригер Т1 перекидається у стан логічного нуля на інверсному виході, забороняючи подальше проходження тактових імпульсів через елемент збігу Е31 на лічильник результату ЛР (в якому у наведеному на рис.6 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 Е33 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 логарифмічного аналого-цифрового перетворювача згідно формули

$$N_1 = n_1 \times w_1, \quad (8)$$

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.5 прикладі

$$N_1 = 3 \cdot \frac{N_H}{2}. \quad (9)$$

Після першого з моменту запуску перетворювача переходу компаратора Км у стан логічного «0» (у наведеному на рис.5 прикладі після закінчення четвертого тактуючого імпульсу) починається перетворення на другому етапі.

П'ятий тактуючий імпульс проходить через елемент збігу Е33, 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

$$K_2 = \zeta \frac{N_H}{2^2}. \quad (10)$$

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

$$U_5 = U_3 \cdot K_2 = U_0 \cdot \zeta^{\frac{3 \cdot N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}}. \quad (11)$$

Напруга U_5 записується на першому конденсаторі С1, підключеному до виходу підсилювача РМП.

Оскільки напруга U_5 (див. рис.5) 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 з першого конденсатора С1, а вихідна напруга підсилювача РМП стає рівною

$$U_6 = U_5 \cdot K_3 = U_0 \cdot \zeta^{3 \cdot \frac{N_H}{2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^2}} \cdot \zeta^{\frac{N_H}{2^3}}. \quad (12)$$

Оскільки ця напруга U_6 менша від вхідної (рис.6), 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 етапі напруга на виході блоку БФПФ матиме значення

$$U_{n2} = U_{n1} \cdot \prod_{i=2}^{i=n} \zeta^{A_i \cdot \frac{N_H}{2^i}}, \quad (13)$$

де U_{n1} – значення напруги першому етапі 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_{n2} на другому етапі після (n) тактових імпульсів, тобто після підключення останнього входу регульованого масштабного підсилювача буде рівне вхідній напрузі

$$U_{n2} = U_{n1}, \quad (14)$$

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:

$$N_2 = \sum_{i=2}^n A_i \cdot \frac{N_H}{2^i}. \quad (15)$$

Отже, вихідний код (N) запропонованого логарифмічного аналого-цифрового перетворювача рівний сумі кодів на першому та другому етапах

$$N = N_1 + N_2 \quad \text{або} \quad N = \frac{N_n}{2} \cdot \left(n_1 + \sum_{i=2}^n A_i \cdot \frac{1}{2^{i-1}} \right), \quad (16)$$

i є пропорційним логарифму відношення вхідної напруги $U_{вх}$ до опорної U_o

$$N = \frac{1}{\log \zeta} \cdot \log \frac{U_{IN}}{U_o}. \quad (17)$$

Отже, розроблений на основі запропонованого вдосконаленого рекурентного методу перетворювач відноситься до логарифмічних АЦП.

Обговорення результатів дослідження.

У ході дослідження аналого-цифрового функціонального перетворення за вдосконалим рекурентним методом побудовані графіки роботи запропонованого АЦП.

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, щоб впевнитися у правильності розробленого алгоритму перетворення, а три – відповідають 1мВ, 10мВ та 100мВ, щоб оцінити можливості розширення динамічного діапазону роботи.

Значимо, 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 функціонального перетворення за вдосконалим рекурентним методом. Основним завданням було підвищити швидкодію логарифмічних АЦП. 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 двох наперед заданих значень похибки.

Відомі аналоги, зазвичай, при 8ми двійкових розрядах забезпечують похибку 0.4%.

Завдяки вдосконаленому рекурентному методу аналого-цифрового функціонального перетворення вибираючи певну основу логарифму ζ можна отримати кращу точність. Нами було задано $\zeta = 0.9975$ для бажаної похибки $\delta = 0.25\%$ та $\zeta = 0.9990$ для бажаної похибки $\delta = 0.1\%$. Проведеним моделюванням встановлено, що у діапазоні вхідних напруг від 1 мВ до 0.5 В для досягнення результату перетворення з похибкою 0.1% потрібно майже вдвічі більше тактів, ніж для отримання значення з похибкою 0.25%. Наприклад, для вхідної напруги $U_{IN} = 1$ мВ виконується 79 тактів для $\delta = 0.1\%$ і 49 тактів для $\delta = 0.25\%$, а для вхідної напруги $U_{IN} = 0.01$ В виконується 62 тактів для $\delta = 0.1\%$ і 34 тактів для $\delta = 0.25\%$. Однак вже від значень вхідної напруги більших від 0.1 В ця різниця зменшується, як видно на рис. 6.

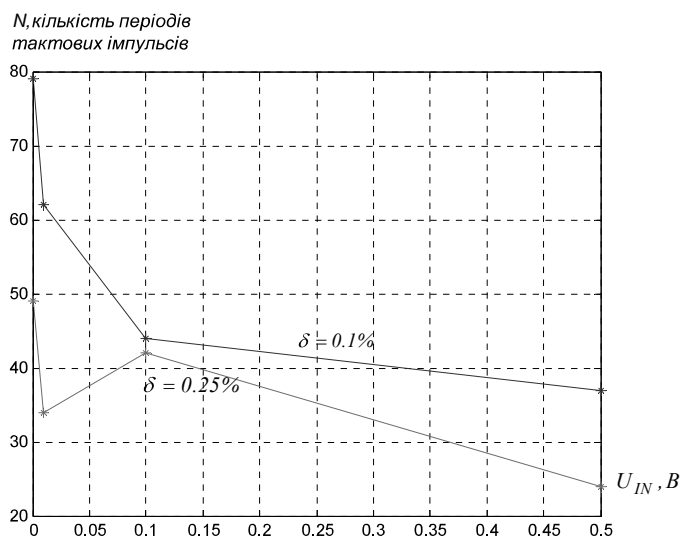


Рис. 6. Графік тривалості перетворення за вдосконаленим рекурентним методом в діапазоні вхідної напруги до 0.5 В

У діапазоні вхідних напруг від 0.5 В до 3.5 В тривалість перетворення для отримання результату з похибкою 0.1% відрізняється від необхідної для отримання значення з похибкою 0.25% менше як в 1.5 рази (рис.7). Зокрема, для вхідної напруги $U_{IN} = 3.5$ В виконується 26 тактів для $\delta = 0.1\%$ і 18 тактів для $\delta = 0.25\%$. А в діапазоні від 4 В до 10 В практично нема різниці в часі перетворення. І для цього інтервалу вхідних значень перетворення з вищою точністю не завжди потребує більшої кількості тактів.

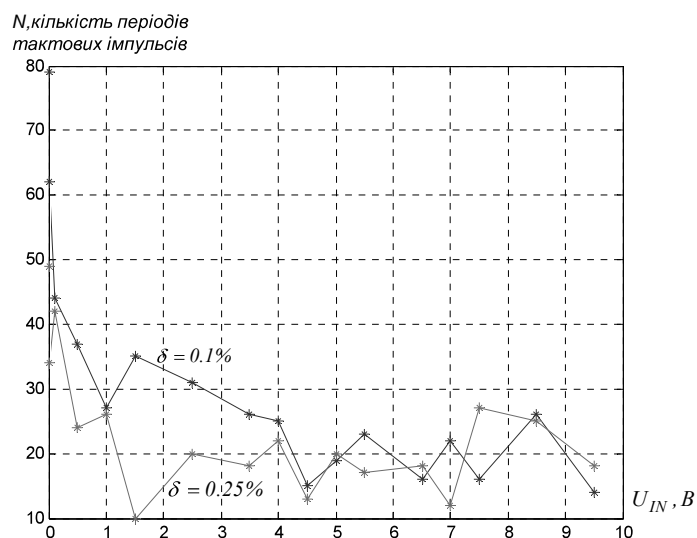


Рис. 7. Графік тривалості перетворення за вдосконаленим рекурентним методом в усьому діапазоні вхідної напруги

Покажемо це на графіках роботи вдосконаленого рекурентного перетворювача для окремих довільних значень вхідної напруги (рис.8). Як і на попередніх графіках (рис.6 – рис.7) червоним показано графіки компенсуючої напруги із заданою похибкою результату перетворення 0.25%, а синім – для результатів із похибкою 0.1%.

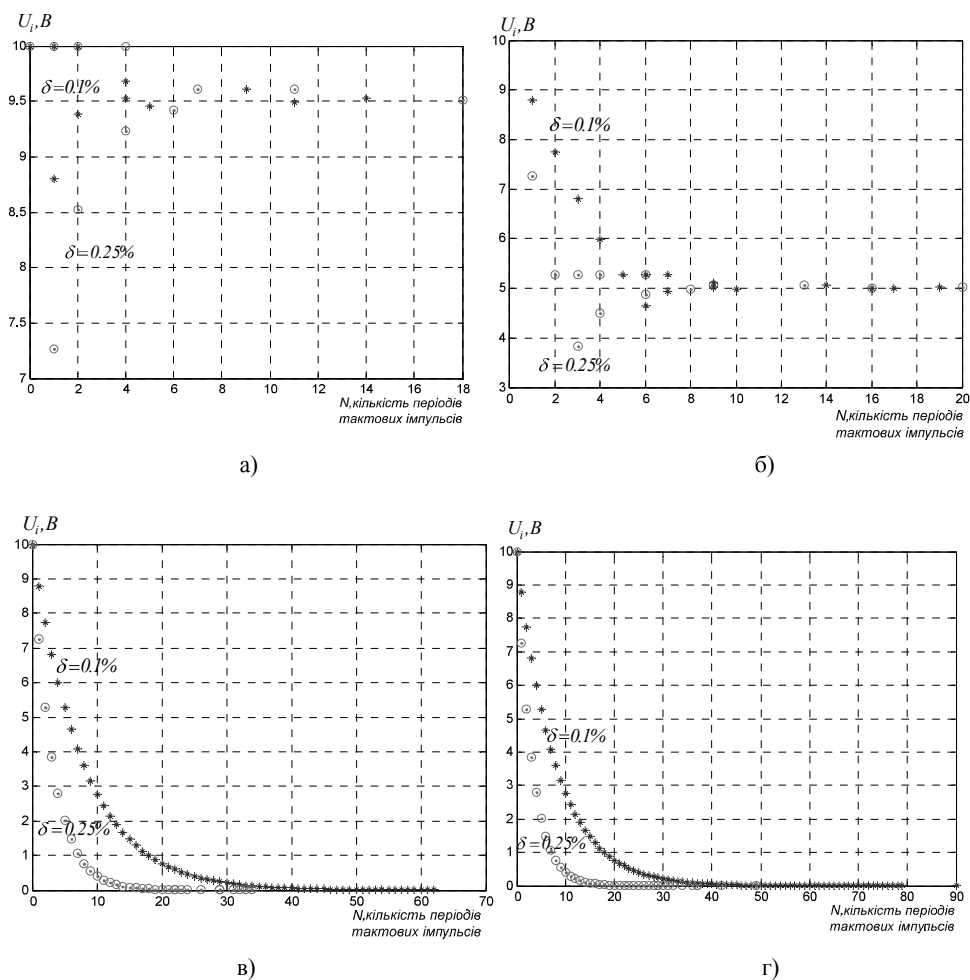


Рис. 8. Графік роботи АЦП за вдосконаленим рекурентним методом при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 9.5 V$; б – $U_{IN} = 5 V$; в – $U_{IN} = 0.01 V$; г – $U_{IN} = 1 mV$.

Отже, оскільки для більше ніж 70% значень вхідної напруги швидкодія перетворювача, похибка якого не повинна перевищувати 0.1%, практично не відрізняється від перетворювача з $\delta = 0.25\%$, то наступні дослідження будемо проводити для наперед заданої похибки 0.1%.

Графіки роботи запропонованого рекурентного перетворювача для заданої похибки 0.1% для окремих значень вхідної напруги наведені на рис.9. На них бачи-

мо, що при значеннях вхідної напруги, близьких до опорної, відбувається повторне звертання до першого еталону. Наприклад, для $U_{IN} = 9.5$ В є три повернення до значення опорної напруги 10 В (рис.9а). На другому етапі перетворення щотакту відбувається зміна коефіцієнта i , відповідно, зміна кроку наближення до значення вхідної напруги. Для значень вхідної напруги від 5.5 В і менших перетворення відбувається із одноразовим звертанням до кожного необхідного еталону.

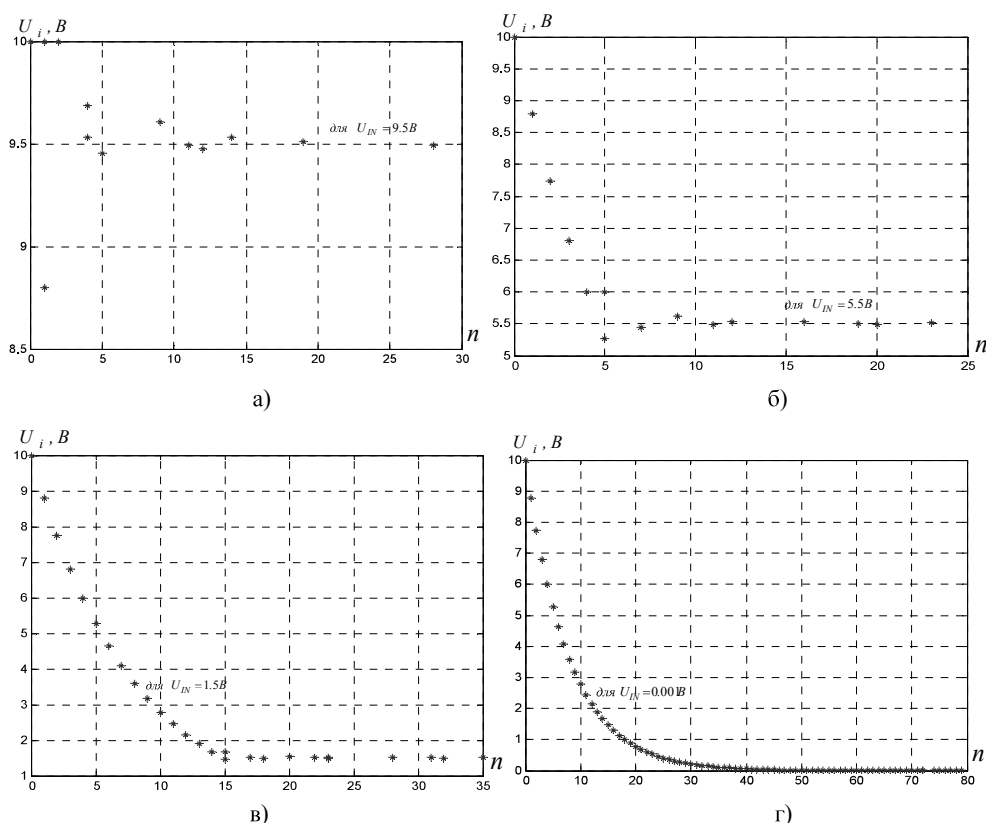


Рис. 9. Графік роботи АЦП за вдосконаленим рекурентним методом при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 9.5$ В; б – $U_{IN} = 5.5$ В; в – $U_{IN} = 1.5$ В; г – $U_{IN} = 0.001$ В.

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.

Графіки зведених похибок для довільних значень вхідної напруги наведені на рис.10. Це значення отримані в результаті моделювання роботи перетворювача, похибка якого наперед була заданою не більше 0.1%.

Усі отримані значення похибок задовільняють поставлену умову. Зокрема, для $U_{IN} = 9.5$ В отримано $\approx 0.068\%$ за 14 тактів (рис.10а), для $U_{IN} = 5.5$ В похибка становить $\approx 0.086\%$ за 23 такти (рис.10б), при $U_{IN} = 1.5$ В похибка дещо більша $\approx 0.093\%$ за 35 тактів (рис.10в) однак не перевищує заданої, і для $U_{IN} = 1$ мВ досягнуто $\approx 0.0055\%$ за 79 тактів (рис.10г).

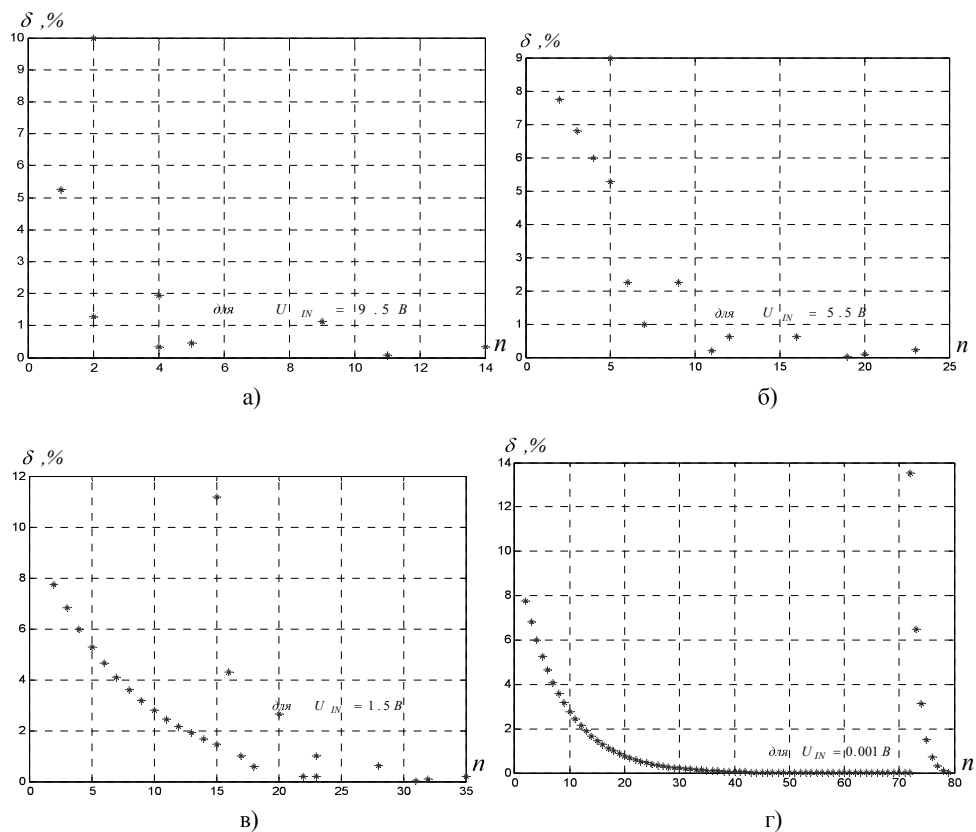


Рис. 10. Графік зведеної похибки АЦП за вдосконалим рекурентним методом при значеннях вхідної напруги: а – $U_{IN} = 9.5 \text{ В}$; б – $U_{IN} = 5.5 \text{ В}$; в – $U_{IN} = 1.5 \text{ В}$; г – $U_{IN} = 0.001 \text{ В}$.

Провівши моделювання та розрахунок похибок для перетворювачів за вдосконалим рекурентним методом для заданих значень похибок 0.25% і 0.1% ми отримали результати графічно відображені на рис.11.

Отже, бачимо, що аналого-цифрові перетворювачі за вдосконалим рекурентним методом на усьому діапазоні забезпечують похибку меншу від заданої на початку перетворення. І при цьому мають точність значно вищу від аналогів з такою ж розрядністю.

Висновки. У результаті проведених досліджень:

1. Отримав подальшого розвитку рекурентний спосіб аналого-цифрового функціонального перетворення. Розроблено алгоритм запропонованого методу. Його перевагами є:

- 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.

2. Моделюванням встановлено:

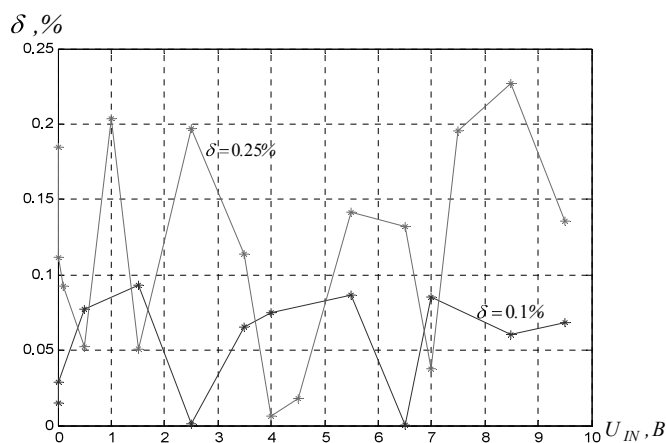


Рис. 11. Графік зв'язаної похибки АЦП за вдосконаленим рекурентним методом в усьому діапазоні вхідної напруги.

- для 8ми двійкових розрядів похибка не перевищує 0.25 % при основі логарифма 0.9975 і 0.1% при основі логарифма 0.9990;
 - час перетворення менший від 25 періодів тактових імпульсів для більшості значень вхідної напруги і лише для значень менших від 1 В перевищує 35.
3. Запропоновано і розроблено схему реалізацію запропонованого методу.
 4. Перетворювачі на основі вдосконаленого рекурентного методу за швидкістю перевищують відомі логарифмічні АЦП. А також мають підвищену точність при зниженій розрядності. Отримані результати є перспективними для побудови сучасних конкурентно здатних засобів автоматизації, інформаційно-вимірювальної та обчислювальної техніки.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Грень Я. Програмування систем реального часу: навчальний посібник рекомендований МОН України для студентів вищ. навч. закладів. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 324 с.
2. Мичуда Л.З. Функціональні перетворювачі рекурентного типу на комутованих конденсаторах для систем енергообліку. / Л.З. Мичуда, З.Р. Мичуда // Вісник НУ «Львівська політехніка»: «Теплоенергетика. Інженерія доквілля. Автоматизація.» [зб. наук. праць] – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка» – 2010р. – № 677 – с.98 – 104.
3. Brian Watson. Analog to Digital Conversion Using Recurrent Neural Networks. Patent USA, no. US007345604B2, 2008.
4. О.В. Полярус. Динамічна нейромережева модель первинного перетворювача. / О.В. Полярус, А.О. Подорожняк, А.О. Коваль // ISSN 2079-0031 Вестник НТУ "ХПИ". – 2014. – № 35 (1078) – с. 152 – 160.
5. Драбич П. П. Застосування рекурентних алгоритмів для синтезу пристроїв пошуку підземних електрокомунікацій / Драбич П. П., Драбич О. П., Яворський І. М. // Відбір і обробка інформації. – 2002. – № 16(92), с.69 – 72.

6. Ромашко В.Я. Аналіз режимів роботи перетворювачів електронної енергії методом функцій вільного режиму: Дис. на здобуття наук. ступеня доктора техн. наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. — Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, 2010. Режим доступу: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/806>
7. В.Ф. Болух. Исследование линейного импульсно-индукционного электро-механического преобразователя при различных схемах питания индуктора / В.Ф. Болух, А.И. Кочерга, И.С. Щукин // ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електро-механіка. – 2018. – №1 – с.21 – 28. DOI: 10.20998/2074-272X.2018.1.03
8. 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
9. 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.
10. 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).
11. Szcześniak A., Myczuda 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.
12. Мичуда Л.З. Логарифмічний аналого-цифровий перетворювач: пат. 113138 Україна. № а201604094, заявл. 14.04.2016; опубл. 12.12.2016, Бюл. № 23.

REFERENCES

1. Gren Ya. (2011) Prohramuvannia system realnoho chasu [Real-time programming]: navchalnyi posibnyk rekomendovanyi MON Ukrainy dlia studentiv vyshch. navch. Zakladiiv, Lviv: Vydavnytstvo Lvivskoi politekhniki, – 324 p.
2. Mychuda L.Z., Mychuda Z.R. (2010) “Functional converters of recurrent type on switched capacitors for power accounting systems”, Visnyk NU «Lvivska politekhnika»: «Теплоенергетика. Інженерія докиліа. Автоматизація.» [zb. nauk. prats] – Lviv: Vydavnytstvo Natsionalnoho universytetu «Lvivska politekhnika», Vol. 677, pp.98– 104.
3. Brian Watson. Analog to Digital Conversion Using Recurrent Neural Networks. Patent USA, no. US007345604B2, 2008.
4. O.V. Poliarus, A.O. Podorozhniak, A.O. Koval, (2014) “Dynamic Neuro-Mirror Model of the Primary Converter”, ISSN 2079-0031 Visnyk NTU "KhPI", Vol. 35, no. 1078, pp. 152 – 160.
5. Drabych P. P., Drabych O. P., Yavorskyi I. M. (2002) “ Application of Recurrent Algorithms for the Synthesis of Devices for the Search of Underground Electronics”, Vidbir i obrobka informatsii, Vol. 16, no. 92, pp. 69 – 72.
6. Romashko V. Ya. (2010) “Analysis of Modes of Operation of Converters of Electron Energy by the Method of the Functions of Free Regime”: The dissertation for obtaining the scientific degree of the doctor of technical sciences, specialty 05.09.12 - semiconductor power converters, Natsionalnyi tekhnichniy universytet Ukrainy «Kyivskiy politekhnichniy instytut», Kyiv, available at: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/806> .
7. V.F. Boliukh, A.Y. Kocherha, Y.S. Shchukyn. (2018) “Investigation of Linear Pulse-

- Induction Electromechanical Transducer with Various Power Supply Schemes”, ISSN 2074-272X. Elektrotehnika i Elektromekhanika, Vol.1, pp.21 – 28. DOI: 10.20998/2074-272X.2018.1.03
8. 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
 9. 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.
 10. 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).
 11. Szcześniak A., Myczuda 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.
 12. Mychuda Lesya. Logarithmic Analog to Digital Converter. Patent UA, no. 113138, 2016.

UDC 681.335 (088.8)

**IMPROVED RECURRENT METHOD OF ANALOG-TO-DIGITAL
FUNCTIONAL CONVERSION FOR INCREASE OF SPEED AND ACCURACY**

Lesya Mychuda

National University «Lviv Polytechnic» 12, S.Bandera St., Lviv, Ukraine, 79013

Analog-to-digital converters with logarithmic characteristics have better accuracy compared with linear converters at lower bit rates. However, they are inferior to the linear ADC in terms of performance. The paper has further developed a recurrent method that provides the increased performance and accuracy. Moreover, the required number of standards is reduced due to repeated appeals to the oldest category. In the subsequent conversion steps, the values of the compensating voltage in the previous step and the variable coefficient are used. This, together with the choice of the basis of the logarithm, has made it possible to increase the accuracy with a reduced number of discharges and a conversion time of up to 25 cycles. The paper suggests an algorithm for an improved recurrent method and its scheme implementation. The work of analog-to-digital functional converters has been simulated based on the improved recurrent method and an error estimation has been given. It has been shown that in contrast to the known methods, which provide an error of 0.4% for 8-binary digits, the suggested method gives an error of not more than 0.25% and even less than 0.1%.

Keywords: *speed, recurrent method, analog-to-digital functional conversion, accuracy, switched capacitors.*

*Стаття надійшла до редакції 22.02.2018
Received 22.02.2018*

Novelty. The scientific novelty is in the integrated approach to the diagnosis of the electronic ignition system, the engine electronic control unit and the mechanical part by electronic means.

Practical Significance. The suggested method is used in the educational process for training of specialists in automobile electronics at the Department of Computerized Automation Systems at National University “Lviv Polytechnic”. The methodology can be used at service stations in the diagnosis and repairing of modern automobile engines.

UDC 681.335 (088.8)

**IMPROVED RECURRENT METHOD
OF ANALOG-TO-DIGITAL FUNCTIONAL CONVERSION
FOR INCREASE OF SPEED AND ACCURACY**

Lesya Mychuda

*National University «Lviv Polytechnic» 12, S.Bandera St., Lviv, Ukraine, 79013
lesyamychuda@yahoo.com*

Research Methodology. The methodological basis of the study is the principles of complexity, reliability and scientific objectivity, based on the priority of the published materials. In order to identify the condition of development of the topic, general scientific methods have been used – comparison, analysis, synthesis, generalization, which made it possible to distinguish the most significant in separate primary sources, as well as ensured the integrity of the consideration of issues. The method of recurrent analog-to-digital functional conversion is based on the theory of linear electric circuits. The estimation of the errors of the developed devices has been carried out in accordance with the theory of errors and using numerical methods of analysis.

Results. In the conducted research the improvement of the recurrent method of analog-to-digital functional conversion has been suggested. The method is implemented using switching capacitors. This construction is technological for manufacturing and provides low power consumption and high reliability. Increasing the speed, reducing the required number of standards and increasing the accuracy at a reduced digit is achieved by choosing the basis of the logarithm and repeated appeals to the oldest digit at the first stage of the conversion. In the subsequent conversion steps, the values of the compensating voltage in the previous step and the variable coefficient are used. The value of the coefficient depends on the approach to the set value of the input voltage. The paper suggests an algorithm for an improved recurrent method and its scheme implementation. The simulation has been carried out and it has been established that when converting according to the suggested method from the studied 18 values of input voltages, 15 were converted to achieve the specified accuracy in 25 steps. And only 5 values were converted in 30 or more steps. The error of conversion can be set by the user before the start of work. The error

depends on the selected value of the logarithm base. The results of the simulation have confirmed that unlike the known methods, which provide an error of 0.4% for 8-binary digits, the suggested method gives an error of not more than 0.25% and even less than 0.1%.

Novelty. The scientific novelty of the obtained results is: 1) further improvement of the methods of analog-to-digital functional conversion; 2) further improvement of the fundamentals of constructing recurrent analog-to-digital functional converters.

Practical Significance. The results presented in this article allow increasing the speed while maintaining the high accuracy of logarithmic analog-to-digital functional conversion and high technological efficiency. Converters implemented according to the suggested method provide the increased accuracy with fewer discharges.

UDC 620.179.147

DYNAMIC MODEL OF EDDY-CURRENT AIRBORNE ELECTROMAGNETIC SYSTEM WITH GENERATING AND RECEIVING LOOPS

Ihor Buchma

*National University "Lviv Polytechnic" 12, S.Bandera St., Lviv, 79013, Ukraine
ibuchma1@gmail.com*

Research Methodology. The methodological basis of the research is the well-known static model of the ground electrical prospecting system, based on which the eddy current method is used to search for conducting nonmagnetic bodies and which is also applicable to moving aerial electric prospecting systems. However, in addition, in moving electric prospecting systems from the bodies with magnetic properties there is a signal similar to one period of the sinusoid. For a long time this signal has had no explanation. The author has managed to create a dynamic model of a moving electric prospecting system that takes into account the speed of motion. Such a model allows us to explain the nature of the signal and its form from bodies with magnetic properties and conclude that the moving electric prospecting system is capable to detect the bodies with both non-magnetic and magnetic properties. The key role in the dynamic model is played by the concept of threshold distance introduced by the author, in which, when approaching the body, the level of the signal is compared with the threshold of the sensitivity of the system. Such a dynamic model is also the basis of this study.

An important principle used in this paper is the principle of maximum approximation of the emitter and the receiver to the studied surface, in particular, the horizontal, which is, for example, the water surface. This has predetermined the choice of system configuration with generating and receiving loops. The analysis of such a system confirms obtaining of the expected result.