Вінницький національний технічний університет Міністерство освіти і науки України

> Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

ГУМЕНЮК РОМАН СЕРГІЙОВИЧ

УДК 681.518

ДИСЕРТАЦІЯ МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ОПЕРАТИВНОГО ОЦІНЮВАННЯ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

Спеціальність 123 – «Комп'ютерна інженерія» Галузь знань 12 – «Інформаційні технології»

Подається на здобуття ступеня доктора філософії

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

Науковий керівник: Захарченко Сергій Михайлович, кандидат технічних наук, доцент

Вінниця -2021

АНОТАЦІЯ

Гуменюк Р.С. Методи та засоби оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття ступеня доктора філософії за спеціальністю 123 «Комп'ютерна інженерія» (12 «Інформаційні технології»). – Вінницький національний технічний університет, Вінниця, 2021.

В дисертаційній роботі розв'язана наукова задача з розробки методів та засобів оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. Аналого-цифрові пристрої послідовного наближення широко застосовуються в інформаційно-вимірювальних системах, системах збору і обробляння даних, в системах опрацювання голосу і відео. Сучасні галузі застосування АЦП висувають високі вимоги відносно точності і швидкодії. Традиційні методи підвищення точності мають принципові обмеження, обумовлені застосування двійкової системи числення. Застосування вагової надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення дає лолаткові можливості покращення характеристик ΑЦΠ послідовного наближення. Цей підхід дозволяє виконувати коригування похибок розряді виключно в цифровій формі без застосування додаткових прецизійних аналогових вузлів. В той же час залишаються актуальними задачі точного визначення моменту часу, коли необхідно проводити калібрування та проведення калібрування без переривання процесу основного перетворення, що є вкрай важливим для більшості застосувань, особливо в системах критичного призначення.

В дисертаційній роботі проведено аналітичний огляд особливостей побудови та функціонування АЦП послідовного наближення, проаналізовано основні типи похибок, що виникають в процесі перетворення та шляхи їх зменшення. Показано, що до категорії похибок, які найскладніше корегуються,

належать похибки лінійності, зокрема диференційна та інтегральна нелінійність. Показано, що сучасні АЦП з роздільною здатністю більше дванадцяти двійкових розрядів потребують періодичного проведення процедури корегування похибок лінійності. Показано, що основним способом корегування похибок лінійності є процедура калібрування перетворювача, яка найчастіше зараз реалізується у вигляді самокалібрування. Проаналізовано базові алгоритми самокалібрування, зокрема алгоритмічні стратегії «знизу-догори», «згори-донизу» та комбінований варіант, визначено переваги та недоліки кожної з них.

Показано, що при застосуванні двійкової системи числення самокалібрування є можливим виключно в цифроаналоговій формі, яка потребує використання додаткових коригуючих аналогових компонентів, що суттєво ускладнює структуру пристрою та його інтегральну реалізацію. Застосування вагової надлишковості дає можливість задачу корегування ваг розрядів перенести виключно в цифрову площину і реалізувати шляхом розрахунку коригуючих поправок, які будуть впливати на вихідний код.

Проаналізовано особливості застосування вагової надлишковості В сучасних перетворювачах форми інформації, математичні основи надлишкових позиційних систем числення, технологію інформаційної застосування надлишковості в техніці перетворення форми інформації. Розглянуто розрядну сітку самокаліброваного АЦП, що складається з умовно «точних» молодших та «неточних» старших розрядів. До категорії «неточних» віднесено розряди, ваги яких під впливом різноманітних чинників можуть суттєво змінюватись і тому потребують періодичного калібрування. Під категорію неточних розрядів потрапляють розряди, ваги яких можуть змінюватись більше ніж на одиницю молодшого розряду.

Показано, що всі сучасні самокалібровані АЦП передбачають зупинку процесу основного перетворення на період калібрування. Крім того залишається актуальним питання визначення періодичності цієї процедури. Класичні двійкові АЦП послідовного наближення принципово не здатні сформувати явні ознаки необхідності калібрування ваг розрядів. Основними підходами до таймінгу процедури калібрування є застосування фіксованого проміжку часу між черговими калібруваннями та використання неявних ознак для визначення необхідності проведення калібрування. До неявних ознак як правило відносять зміну зовнішніх чинників, таких як температура, тиск тощо. Слід звернути увагу, що ні перший ні другий підхід не гарантують, що калібрування здійснюється вчасно, причому можливі як випадки проведення калібрування, коли в цьому немає потреби, так і випадки пропусків калібрування, хоча відбулась критичкна зміна ваг розрядів.

Для дослідження можливості отримання явних ознак необхідності калібрування розроблено математичну модель характеристики перетворення АЦП послідовного наближення. Показано, що при використанні основи системи числення менше 2, не всі двійкові комбінації з'являються на виході перетворювача. Комбінації, що за нормальних умов відсутні на виході перетворювача, отримали назву "невикористаних". Отримано базові співвідношення, математичні дозволяють перелік ШО визначити "невикористаних" комбінацій залежно від основи системи числення та розрядності перетворювача.

Показано, що «невикористані» комбінації утворюють певні групи, так звані зони "невикористаних" комбінацій, розташування яких є фіксованим. Центральна зона, або зона (n-1)-го рівня, складається з безперервної послідовності кодових комбінацій, розташованих приблизно в середині характеристики перетворення. Зона (n-2)-го рівня містить дві підзони, розташовані симетрично відносно зони (n-1)-го рівня тощо. Кожна зона містить одну або більше послідовних кодових комбінацій, причому номер крайньої верхньої з них (верхній кордон) є фіксованим і не залежать від системи числення. Доведено, що кожна підзона однієї зони містить однакову кількість "невикористаних" комбінацій.

Проведено дослідження впливу поодиноких відхилень ваг розрядів на кількість "невикористаних" комбінацій в окремих зонах. Показано, що відхилення ваги k-го розряду може вплинути на кількість "невикористаних" комбінацій тільки в зоні k-го рівня та в усіх зонах з номерами більшими за k. Також доведено, що найбільш чутливою до відхилень к-го розряду є саме к-та зона "невикористаних" комбінацій. Отримано математичні співвідношення, що взаємозв'язок між відхиленням визначають k-розряду i кількістю довільного ј-го рівня. Проведено "невикористаних" комбінацій В зоні дослідження відхилення кількох розрядів кількість впливу ваг на "невикористаних" комбінацій різних В зонах. Отримано математичні співвідношення та графічні інтерпретації для визначення взаємозв'язку між відхиленнями ваг кількох розрядів та змінами в різних зонах "невикористаних" комбінацій.

Розроблено метод оперативної фіксації відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення надлишковістю, який 3 ваговою дозволяє формалізувати процес виявлення відхилень ваг розрядів за аналізом характеристики перетворення. Виявлено характерні риси, що мають всі «невикористані» комбінації в межах певної зони та підзони. Також розглянуто питання перекриття та поглинання зонами «невикористаних» комбінацій вищих рівнів зон нижчих рівнів.

Проведено дослідження можливості оцінювання значень відхилень ваг розрядів за кількістю "невикористаних" комбінацій в певних зонах. Доведено, що похибка оцінювання значення ваги окремого розряду не перебільшує 0,5 одиниці молодшого розряду. Запропоновано послідовний алгоритм визначення відхилень ваг розрядів за аналізом характеристики перетворення. Проведено тестування алгоритму на окремому прикладі, що підтвердило вірність запропонованого методу.

Запропоновано низку структурних реалізацій методів фіксації та оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. Особливістю останніх є те, що вони не передбачають внесення принципових змін в класичну структуру АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. В базову структурну схему додано окремий блок контролю характеристики перетворення, на вхід якого подається проміжний надлишковий код, який формується в процесі аналого-цифрового перетворення. Запропоновано модифікації алгоритмів роботи самокаліброваного АЦП з ваговою надлишковістю, що реалізують можливості контролю відхилень ваг розрядів та оцінювання значень цих відхилень. Запропоновано структурні реалізації блоку контролю характеристики перетворення як для методу контролю відхилень ваг розрядів, так і для методу оцінювання значень цих відхилень. Показано, що блок контролю характеристики перетворення має регулярну структуру де кількість модулів визначається кількістю зон «невикористаних» комбінацій. Цей факт суттєво спрощує реалізацію останнього на основі регулярних цифрових структур.

Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення для моделювання розроблених методів. Програмне забезпечення складається з двох незалежних компонентів. Перший компонент дозволяє моделювати процес формування характеристики перетворення АЦП послідовного наближення за наявності та відсутності відхилень ваг розрядів та визначати перелік "невикористаних" комбінацій. Другий компонент моделює зворотну процедуру - оцінювання відхилень ваг розрядів за кількістю "невикористаних" комбінацій в певній зоні. Незалежна реалізація окремих компонентів дозволяє перевірити коректність роботи запропонованого методу контролю та оцінювання відхилень ваг розрядів. Наведено результати тестування запропонованого програмного продукту.

Ключові слова: АЦП послідовного наближення, характеристика перетворення, відхилення ваг розрядів, самокалібрування, вагова надлишковість.

ABSTRACT

Humeniuk R. S. Methods and instruments for operative estimation of weight deviations of the ADC digits of consecutive approximation with weight redundancy. - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy in specialty 123 "Computer Engineering" (12 "Information Technology"). - Vinnytsia National Technical University, Vinnytsia, 2021. The scientific problem on the development of methods and instruments of operative estimation of weight deviations of the ADC digits of consecutive approximation with weight redundancy is solved in the dissertation work. Analog-digital serial approximation devices are widely used in information and measurement systems, in data acquisition and processing systems, in voice and video processing systems. Modern ADC applications place a high priority on accuracy and speed. Traditional methods of improving accuracy have fundamental limitations due to the usage of the binary system. The usage of weight redundancy in the form of redundant positional number systems provides additional opportunities to improve the characteristics of the ADC sequential approximation. This approach allows us to correct the discharge errors only in digital form without the usage of additional precision analog nodes. At the same time, we still need to focus on the tasks of accurate determination of the time, especially when it is necessary to perform calibration without interrupting the process of the main transformation, which is extremely important in critical systems, remain relevant.

the analytical review of features of construction and functioning of ADC of consecutive approximation In the dissertation work was done, the basic types of the errors arising in the course of transformation and ways of their reduction are analyzed. It is shown that the category of errors that are most difficult to correct includes linearity errors, in particular differential and integral nonlinearity. It is shown that modern ADCs with a resolution of more than 12 binary digits require a periodic procedure for correcting linearity errors. It is shown that the main way to correct linearity errors in the calibration procedure of the converter, which is often implemented in the form of self-calibration. The basic algorithms of thermal calibration, in particular, algorithmic strategies "bottom-up" and "top-down" are analyzed, the advantages and disadvantages of each of them are determined.

It is shown that self-calibration is possible only in digital-analog form when we are using a binary number system, which requires the use of additional corrective analog components, which significantly complicates the structure of the device and its integrated implementation. The use of weight redundancy makes it possible to transfer the task of adjusting the weights of the digits exclusively in the digital plane.

Peculiarities of application of weight redundancy in modern converters of the form of information, mathematical bases of redundant positional number systems, the technology of usage the information redundancy in the technique of transformation of the form of information are analyzed. A bit grid of a self-calibrated ADC consisting of conditionally "accurate" junior and "inaccurate" senior bits is considered. The category of "inaccurate" includes discharges, the weights of which under the influence of various factors can change significantly and therefore require periodic calibration.

It is shown that all modern self-calibrated ADCs require the procedure of stopping the process of basic conversion for the calibration period. In addition, the question of determining the frequency of this procedure remains relevant. Classical binary ADCs of sequential approximation are not able to form clear signs of the need to calibrate the weights of the digits. The main approaches for the timing of the calibration procedure are next - the use of a fixed period of time between successive calibrations and the use of implicit features to determine the need for calibration. Implicit signs usually include changes in external factors, such as temperature, pressure, and so on. It should be noted that neither the first nor the second approach guarantees that the calibration is carried out in time.

A mathematical model of the ADC transformation characteristic of sequential approximation was developed to research the possibility of obtaining clear signs of the need for calibration. It is shown that not all binary combinations appear at the output of the converter when we use the basis of the number system which is less than 2. Combinations that are normally absent at the output of the converter are called "unused". The basic mathematical relations are obtained, which allow determining the list of "unused" combinations.

It is shown that "unused" combinations form certain groups, the so-called zones of "unused" combinations, the location of which is fixed. The central zone, or zone (n-1) -th level, consists of a continuous sequence of code combinations located approximately in the middle of the transformation characteristic. The (n-2) level zone contains two subzones located symmetrically to the (n-1) level zone. Each zone contains one or more consecutive code combinations, and the number of the uppermost of them (upper border) is fixed and does not depend on the number system. It is proved that each subzone of one zone contains the same number of unused combinations.

Next research was made - the effect of single weight deviations of the discharges on the number of "unused" combinations in some areas. It is shown that the deviation of the weight of the k-th digit can affect the number of unused combinations only in the zone of the k-th level and in all zones with numbers greater than k. It is also proved that the k-th zone of "unused" combinations is the most sensitive to deviations of the k-th category. Mathematical relations are obtained to determine the relationship between the deviation of the k-digit and the number of unused combinations in the zone of arbitrary j-th level. Research was made about the effect of the deviation of several weights of discharges on the number of "unused" combinations in different zones. Mathematical relations of the weights of several digits and changes in different areas of "unused" combinations.

The method of operative fix of weight deviations of ADC digits of consecutive approximation with weight redundancy which allows formalizing the process of detection of weight deviations of digits on the analysis of characteristic of transformation is developed. Characteristic features having all unused combinations within a certain zone and subzone are revealed. The issues of overlapping and absorption by zones of higher levels and zones of lower levels are also considered.

The research was made about the possibility of estimating the values of weight deviations of the discharges by the number of unused combinations in certain areas. It is proved that the error of estimating the weight value of a single category does not exceed 0.5 units of the lower category. A sequential algorithm for determination of the deviations of bit weights by analyzing the transformation characteristics is proposed. The algorithm was tested on a separate example, which confirmed the accuracy of the proposed method.

A number of structural implementations of methods to fix and estimate the ADC bits deviation of sequential approximation with weight redundancy are proposed. The peculiarity of the last is that they do not involve fundamental changes in the classical structure of the ADC sequential approximation with weight deviation. A separate control unit of the conversion characteristic is added to the basic block diagram, to the input of which an intermediate redundant code is fed, which is formed in the process of analog-to-digital conversion. Modifications of operation algorithms of self-calibrated ADC with weight redundancy are offered, which realize possibilities of control of digits weight deviations and realize also an estimation of values of these deviations. Structural implementations of the control of weight deviations of digits and for a method of estimation of values of these deviations.

Specialized software was developed for modeling the developed methods. The software consists of two independent components. The first component allows to model the process of forming the ADC conversion characteristic of sequential approximation in the presence and absence of deviations of the weights of the digits and to determine the list of "unused" combinations. The second component simulates the inverse procedure - estimating the deviations of the weights of the discharges by the number of "unused" combinations in a given area. Independent implementation of individual components allows you to check the correctness of the proposed method of control and evaluation of weight deviations of the discharges. The results of testing the proposed software product are provided.

Keywords: ADC sequential approximation, transformation characteristics, deviation of discharge weights, self-calibration, weight redundancy.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

- [1] С. М. Захарченко, А. В. Росощук, Є.І. Зеленська та Р.С. Гуменюк, «Метод оперативного виявлення поодиноких відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т. 1, № 32, с. 40-47, 2015.
- [2] S. Zakharchenko та R. Humeniuk, «Bit error notification and estimation in redundant successive approximation ADC», *Informatyka, Automatyka, Pomiary* W Gospodarce I Ochronie Środowiska, № 10(4), p. 29–32, 2020.
- [3] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення в режимі основного перетворення», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т.1, №38, с. 53-61, 2017.
- [4] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду», Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, с. 53–59, 2018.
- [5] С. М. Захарченко, М. Г. Захарченко та Р. С. Гуменюк, «Метод ініціалізації зон "невикористаних" комбінацій в АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на *XLVII Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету* (2018), Вінниця: ВНТУ, 2018, с. 914–916. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/index/pages/view/zbirn2018.
- [6] S. Zakharchenko, M. Zakharchenko та R. Humeniuk, «Method of determining the unused combinations in the ADC of successive approximation with weight redundancy» на Шоста міжнародна науково-практична конференція "*Memodu ma засоби кодування, захисту й ущільнення інформації*", Вінниця: BHTY, 2017, с. 114–117.
- [7] С. М. Захарченко, Р. С. Гуменюк та М. Г. Захарченко, «Спеціалізовані програмні засоби для моделювання характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на 5 th International scientific and practical conference «*Priority directions of science and technology development*», Kyiv, 2021, с. 406–411.

3MICT

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ 14
ВСТУП15
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ ІСНУЮЧИХ ШЛЯХІВ КОНТРОЛЮ
ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ 21
1.1 Особливості побудови та функціонування АЦП послідовного
наближення21
1.2 Огляд похибок АЦП послідовного наближення та шляхів їх врахування
1.3 Аналіз методів застосування вагової надлишковості для підвищення
точності АЦП послідовного наближення 38
1.4 Висновки до першого розділу 48
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ
ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ АЦП ПОСЛІДОВНОГО
НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ
2.1 Розробка математичної моделі ХП АЦП послідовного наближення 50
2.2 Дослідження впливу поодиноких відхилень ваг розрядів на структури
зон "невикористаних" комбінацій 59
2.3 Аналіз впливу відхилень кількох ваг розрядів на ХП АЦП послідовного
наближення з ваговою надлишковістю 69
2.4 Висновки до другого розділу75
РОЗДІЛ З РОЗРОБКА МЕТОДІВ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ
ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ
НАДЛИШКОВІСТЮ
3.1 Метод оперативної фіксації відхилень ваг розрядів АЦП послідовного
наближення з ваговою надлишковістю77
3.2 Метод оперативного оцінювання значень відхилень ваг розрядів АЦП
послідовного наближення з ваговою надлишковістю 84

3.3 Методика визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного				
наближення з ваговою надлишковістю91				
3.4. Дослідження методу оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів				
АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю				
3.4 Висновки до третього розділу				
РОЗДІЛ 4 ПРОЕКТУВАННЯ ЗАСОБІВ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮ				
ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З				
ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ				
МОДЕЛЮВАННЯ101				
4.1 Структурна реалізація методів фіксації та оцінювання відхилень ваг				
розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю 101				
4.2 Проектування спеціалізованого програмного забезпечення для				
моделювання методів контролю відхилень ваг розрядів АЦП 110				
4.3 Тестування спеціалізованого програмного забезпечення для				
моделювання методів контролю відхилень ваг розрядів АЦП 121				
4.4 Висновки до четвертого розділу 127				
ВИСНОВКИ				
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 130				
ДОДАТКИ143				
Додаток А Акти впровадження результатів досліджень 144				
Додаток Б Лістинг програмного продукту146				
Додаток В Список публікацій здобувача159				

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- DNL диференційна нелінійність
- INL інтегральна нелінійність
- АК аналоговий комутатор
- АЛП арифметико-логічний пристрій
- АЦП аналого-цифровий перетворювач
- БДС блок допоміжного сигналу
- БКХП блок контролю характеристики перетворення
- БП блок пам'яті
- БЦАП багатофункціональний ЦАП
- ВН вагова надлишковість
- НПСЧ надлишкові позиційні системи числення
- ОЗП оперативний запам'ятовуючий пристрій
- ОМР одиниця молодшого розряду
- ПВЗ пристрій вибірки зберігання
- ПН послідовне наближення
- ПФІ перетворювачі форми інформації
- РПН регістр послідовних наближень
- СП схема порівняння
- ХП характеристика перетворення
- ЦАП цифроаналоговий перетворювач
- ЦОП цифровий обчислювальний пристрій

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Одним із різновидів перетворювачів форми інформації є АЦП послідовного наближення, які займають близько 40 % сучасного ринку АЦП [1]. Ці пристрої, з одного боку, мають досить високу роздільну здатність на рівні 14–18 двійкових розрядів, а з іншого боку – досить високу частоту дискретизації в діапазоні від 50 кГц до 50 МГц, що пояснює інтерес фахівців до цих пристроїв. Однак, якщо розрядність перетворювача перебільшує 12-14 розрядів вплив зовнішніх чинників призводить до появи відхилень ваг розрядів [2], [3], при чому максимальні абсолютні відхилення спостерігаються в зоні старших розрядів [4]. Наслідком цього є поява диференційної та інтегральної нелінійностей[5].

Шляхи подолання цієї проблеми можна поділити на технологічні і алгоритмічні. Технологічні методи є досить трудоміськими та дозволяють покращити лінійність на кілька розрядів [4], [5], [6]. Більш універсальним методом подолання згаданої проблеми є використання методів самокоригування [7], [8], [9], [10] і самокалібрування [11], [12], [13], [14], [15] ваг розрядів і характеристики перетворення в цілому. Процедура калібрування виконується після включення пристрою та періодично в процесі роботи, причому АЦП може функціонувати або в режимі основного перетворення, або калібрування. Головним недоліком такого підходу є те, що калібрування здійснюється в цифроаналоговій формі шляхом формування коригуючого сигналу для режиму основного перетворення.

При поєднання методів самокалібрування та інформаційної надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення можна отримати ще кращі результати. Крім того, побудова АЦП на основі НПСЧ є одним із перспективних шляхів комплексного вирішення проблеми підвищення точності та швидкодії АЦП послідовного наближення [16], [17], [18], [19].

Використання НПСЧ у техніці АЦП та ЦАП почалося в Україні з кінця 70х років і продовжується сьогодні в науковій школі професора О. Д. Азарова [20], [21], [6], [22], [23], [24], [16], [17]. Крім того, питанням покращення характеристик АЦП займались наукові школи України, зокрема, наукові школи під керівництвом З.Р. Мичуди [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31], [32], [33], А. І. Кондалєва, В. О. Романова, В. О. Багацького, Фабричева В.А. [34], [35], [36], [37], [38], [39], [40], [41], [42], [43], [44], [45], [46], [47], П. П. Орнатського [48], [49], [50], [51], [52], [53], М. В. Аліпова [54], [55], Б. Й. Швецького [56], Л.Б. Петришина [57], [58].Загальні принципи побудови та покращення характеристик АЦП досліджувалися та розроблялися науковими школами колишнього СРСР, серед яких можна виділити, В. Б. Смолова [59], [60], [61], [62], [63], [64], [65], [66], [67], Е. І. Гітіса [68], [69], [70], [71].

Питанням покращення характеристик АЦП займалися відомі науковці зарубіжжя, зокрема: Х. Зумбахлен [72], С. Х. Лі [73], [74], [75], [76], [77] з корпорації Analog Device, К. Нагарадж [78], [79] з корпорації Texas Instruments, М. К. Майес та С.В. Чін [80], [81], [82] з корпорації National Semiconductor, а також співробітники науково-дослідних підрозділів інших корпорацій. Технології використання вагової надлишковості для компенсації динамічних похибок розглянуто в [83], [84], [85], [86].

Використання вагової надлишковості при побудові АЦП послідовного наближення дозволило виконувати процедуру калібрування виключно у цифровій формі без фізичного або електричного впливу на ваги розрядів[21], [6], [22], [87], [23], [24]. Застосування методів самокалібрування передбачає вирішення таких задач, як фіксація моменту часу, коли необхідно провести чергове калібрування та організації фонового калібрування (без переривання процесу основного перетворення). Одним із рішень, що дозволяє в комплексі вирішити обидві задачі є застосування так званої спліт архітектури [88] при побудові АЦП. Однак в даному випадку передбачається використання двох однакових АЦП, що як мінімум вдвічі збільшує апаратні витрати. Використання вагової надлишковості дає можливість здійснення фонового калібрування без суттєвого збільшення апаратних витрат.

Таким чином актуальним є дослідження шляхів визначення і корегування відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення безпосередньо в режимі основного перетворення без використання додаткових режимів. Розв'язання цієї задачі дозволить забезпечити безперервну роботу АЦП та пристроїв на його основі.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Основний зміст роботи складають результати досліджень які проводились відповідно до наукового напрямку кафедри обчислювальної техніки Вінницького національного технічного університету (ВНТУ). Дисертаційна робота виконувалася відповідно до держбюджетних тем «Компоненти та пристрої системних багаторозрядних перетворювачів форми інформації з ваговою наллишковістю» No державної реєстрації 0113U003137 та «Високопродуктивні багатоканальні аналого-цифрові самокалібровані системи моніторингу й синхронного опрацювання низькочастотних сигналів» (58-Д-398) 2020-2022р. Автор брав участь у виконанні науково-дослідної роботи як виконавець.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є зменшення технологічних витрат часу на процес калібрування АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Для досягнення поставленої мети в дисертаційній роботі поставлені і розв'язані такі наукові завдання:

- проаналізувати структуру характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю;

- визначити правила формування переліку "невикористаних" комбінацій в характеристиці перетворення;

- визначити залежності між відхиленнями ваг окремих розрядів АЦП та переліком "невикористаних" комбінацій в характеристиці перетворення;

- дослідити можливості оцінювання значень відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю без переривання основного перетворення;

- розробити спеціалізоване програмне забезпечення для моделювання характеристики перетворення АЦП послідовного наближення; - запропонувати практичну реалізацію оцінювання значень відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю без переривання основного перетворення.

Об'єктом дослідження є процес перетворення вхідного аналогового сигналу у вихідний двійковий код в АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.

Предметом дослідження є характеристика перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.

Методи дослідження. В процесі виконання роботи було використано такі методи досліджень: методи математичного аналізу та теорії аналого-цифрового перетворення для створення математичної моделі роботи АЦП послідовного наближення; методи імітаційного моделювання процесу аналого-цифрового перетворення; елементи теорії похибок для встановлення точності розробленого методу.

Наукова новизна отриманих результатів і положень, що виносяться на захист, полягає у вдосконаленні процесу калібрування АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.

В роботі отримано такі наукові результати:

- вперше запропоновано метод оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду, особливість якого полягає у використанні явних ознак для визначення необхідності проведення калібрування, що мінімізує технологічні витрати часу на процедуру калібрування АЦП;

- вперше запропоновано метод оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення, який полягає у визначити відхилення окремих розрядів перетворювача без переривання процесу основного перетворення, що дозволило виключити режим додаткового калібрування;

- подальшого розвитку отримала математична модель перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю, яка відрізняться від відомих виділенням зон невикористаних комбінацій, що

дозволило встановити залежність між відхиленнями ваг окремих розрядів та структурою характеристики перетворення.

Практичне значення отриманих результатів полягає в

- розробці методики визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю на основі аналізу характеристики перетворення;

- розробці структурних схем та алгоритмів функціонування АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю з можливістю контролю відхилень ваг розрядів;

- розробці структурних схем блоку контроля характеристики перетворення;

- розробці спеціалізованого програмного забезпечення для дослідження характеристики перетворення АЦП послудовного наближення з ваговою надлишковістю;

- розробці спеціалізованого програмного забезпечення для моделювання процесу визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю на основі аналізу характеристики перетворення.

Отримані результати дослідження було впроваджено в ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС та в навчальний процес Вінницького національного технічного університету.

Особистий внесок здобувача. Усі наукові положення та результати дисертаційної роботи, що виносяться на захист, отримані здобувачем самостійно. Особистий внесок здобувача в роботах, опублікованих в співавторстві такий: в роботі [89] — розроблено алгоритм фіксації зон невикористаних комбінацій на характеристиці перетворення; в роботі [90] — встановлено залежності між значенням відхилення ваги окремого розряду і кількістю «невикористаних» комбінацій в різних зонах; в роботі [91] – виконано дослідження характеристики перетворення АЦП послідовного наближення за наявності вагової надлишковості; в роботі [92] – проведено моделювання в пакеті

МаthCAD впливу відхилень ваг кількох розрядів АЦП на перелік «невикористаних» комбінацій в ХП; в роботі [93] – запропоновано активну ініціалізацію зон «невикористаних» комбінацій на початку перетворення; в роботі [94] – отримано графічну інтерпретацію ХП з виділеними зонами «невикористаних» комбінацій; в роботі [95] – розроблено спеціалізовані програмні засоби для моделювання ХП.

Апробація матеріалів дисертації. Викладені в дисертації результати досліджень були апробовані на таких наукових конференціях: Шоста Міжнародна науково-практична конференція "Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації", Вінниця, 2017; V International Scientific and Practical Conference "Priority directions of science and technology development", Kyiv, 2021; XLVII науково-технічній конференції підрозділів ВНТУ, Вінниця, 2018.

Публікації. Результати дисертації опубліковано в 7 наукових працях, в тому числі 3 статті в наукових фахових виданнях України, 1 – у періодичному науковому виданні іншої держави, 3 – у матеріалах конференцій та семінарів.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається із вступу, 4 розділів, списку використаних джерел, додатків. Загальний обсяг дисертації становить 160 сторінок, з яких основний зміст викладений на 117 сторінках друкованого тексту, містить 54 рисунки, 9 таблиць. Список використаних джерел складається зі 132 найменувань. Додатки містять акти впровадження результатів роботи, лістинг програмного продукту та список публікацій за темою дисертації.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ І ДОСЛІДЖЕННЯ ІСНУЮЧИХ ШЛЯХІВ КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ

1.1 Особливості побудовита функціонування АЦП послідовного наближення

АЦП послідовного наближення є найпопулярнішою архітектурою, особливо для задач збору даних[1], [96]. Вперше архітектура була використана в експериментальних системах імпульсно-кодової модуляції (РСМ) компанією Bell Labs в 1940-х. Бернард Гордон з компанії Ерѕсо представив перший комерційний АЦП в 1954 році - 11-бітний АЦП, що забезпечував 50 тис. перетворень за 1с. Сучасні АЦП послідовного наближення забезпечують роздільну здатність від 8 до 18 біт при частоті дискретизації до 10 МГц [1] (рис. 1.1).



Рисунок 1.1— Порівняльні характеристики сучасних АЦП

Інтерес до досліджень в галузі АЦП послідовного наближення пояснюється зокрема тим фактом, що його архітектура органічно підходить для реалізації з використанням нанотехнологій.

Сучасні характеристики доступних пристроїв становлять 16 біт при 3 MSPS (AD7621) і 18 біт при 2 MSPS (AD7641). Окремі розробки Analog Devices забезпечують частоту дискретизації більше 10 МГц, наприклад LTC2387-16. Вихідні дані, як правило, надаються через стандартний послідовний інтерфейс (наприклад, I2C® або SPI®), але деякі пристрої доступні з паралельними виходами.Характеристики поширених АЦП ПН Analog Devices наведено в табл. 1.1

Назва	Роздільна здатність (біти)	Проускна спроможність (млн.виб./сек.)	Напруга живлення (В)	Споживана потужність (мВт)	Температ. діапазон (C)
AD7952	14	1MSPS	Multi(±15, +5)	260mW	-40 to +85
AD7980	16	1MSPS	Single(+2.5)	10mW	-40 to +125
AD7653	16	1MSPS	Single(+5)	145mW	-40 to +85
AD7623	16	1.33MSPS	Single(+2.5)	55mW	-40 to +85
AD7983	16	1.33MSPS	Single(+2.5)	12mW	-40 to +85
AD7622	16	2MSPS	Single(+2.5)	85mW	-40 to +85
AD7985	16	2.5MSPS	Multi(+5, +2.5, +1.8-2.7)	28mW	-40 to +85
AD7621	16	3MSPS	Single(+2.5)	86mW	-40 to +85
AD7625	16	6MSPS	Multi(+2.5, +5)	145mW	-40 to +85
AD7626	16	10MSPS	Multi(+2.5, +5)	150mW	-40 to +85
AD7982	18	1MSPS	Multi(+2.5, +5); Single(+2.5)	8.6mW	-40 to +85
AD7643	18	1.25MSPS	Single(+2.5)	80mW	-40 to +85
AD7984	18	1.33MSPS	Single(+2.5)	14mW	-40 to +85

Таблиця 1.1 — Характеристики поширених АЦП ПН Analog Devices

Базову архітектуру АЦП послідовного наближення [96] показано на рис. 1.2. Для того, щоб пристрій міг працювати з вхідними сигналами, що стрімко змінюються, на вході перетворювача розташовано пристрій вибірки та зберігання (ПВЗ). Він дає змогу зафіксувати вхідний сигнал протягом процесу. перетворення. Перетворення починається з того, що внутрішній ЦАП встановлюється в середину шкали (1000...00). Схема порівняння (СП) визначає, чи сигнал на виході ПВЗ більший за сигнал на виході ЦАП. Залежно від результату визначається значення найстаршого біту, який фіксується в регістрі послідовних наближень (РПН). На наступному кроці на виході ЦАП формується сигнал, що відповідає ¼ або ¾ діапазону і схема порівняння визначає значення другого старшого розряду. Далі процес продовжується до тих пір, доки не будуть встановлені значення всіх розрядів перетворювача.



Рисунок 1.2 — Структурна схема АЦП послідовного наближення

Основний алгоритм, що використовується в послідовному наближенні, відомий приблизно з 1500-х років. Він пов'язаний із задачею визначення невідомої ваги шляхом мінімальної кількості операцій зважування. В початковому варіанті метою є визначеннянайменшої кількість ваг, які слугували б для зважування, встановивши ціле число від 1 до 40 фунтів за допомогою шкали балансування. Рішення, висунуте математикомТарталья в 1556 р. передбачає використання двійкової серії ваг: 1 фунт, 2 фунти, 4 фунти, 8 фунтів, 16 фунтів і 32 фунтів (або 2⁰, 2¹, 2², 2³, 2⁴, i 2⁵). Запропонований алгоритм зважування такий самийщо використовується в сучасних АЦП з послідовним наближенням (рис. 1.3). Слід зауважити, що для отримання п-розрядного вихідного коду за допомогою такого АЦП необхідно п тактів, при чому зважування починається зі старших розрядів.

В математичному вигляді результат врівноваження описується виразом (1.1):

$$X = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i , \qquad (1.1)$$

де $a_i \in \{1,0\}$ — розрядні коефіцієнти, значення яких визначається в процесі врівноваження.



Результат : $X = 32 + 8 + 4 + 1 = 45^{10} = 101101^2$

Рисунок 1.3 — Алгоритм зважування, що використовується в сучасних АЦП послідовного наближення Загальна точність та лінійність АЦП послідовних наближень здебільше визначається характеристиками внутрішнього ЦАП. На ранніх етапах створення АЦП ПН, зокрема в AD474, який вважають індустріальним стандартом, використовували ЦАП на основі тонкоплівкових резисторів з лазерним припасуванням, що дозволяло досягти бажану точність та лінійність. Однак процес осадження та припасування тонкоплівкових резисторів суттєво збільшує вартість технології, крім того параметри резисторів на тонких плівках є чутливими до механічних стресів, що відбуваються під час пакування кристалу (розміщенні кристалу в корпус).

З цих причин на сьогоднішній день значно популярнішою архітектурою АЦП послідовного наближення стала архітектура на основі ЦАП на комутованих конденсаторах або з перерозподілом заряду [4], що реалізується за популярною КМОН технологією. Принципова перевага ЦАП на комутованих конденсаторах що точність і лінійність здебільше обумовлюються полягає в TOMV, високоточною фотолітографією ЩО використовується реалізації для конденсаторних матриць і дозволяє забезпечити високий рівень їх припасування. Розбіжність температурних параметрів комутованих конденсаторів може бути меншою ніж 1 ppm°/°С, таким чином легко забезпечити високий рівень температурної стабільності. Крім високої швидкодії (час перетворення сучасних 14÷18 розрядних АЦП становить одиниці мікросекунд) до переваг таких пристроїв слід віднести невеликий розмір кристалу, низьку споживчу потужність, простоту використання.

Структурну схему типового АЦП ПНз перерозподілом розряду [97] наведено на рис. 1.4.До складу пристрою входять буферний диференційний підсилювач, цифроаналоговий перетворювач (ЦАП), компаратор (К), регістр послідовних наближень (РПН), тактовий генератор (ТГ), керуюча логіка (КЛ) та вихідний регістр (ВР). Тут використовується більш технологічний ЦАП ємнісного типу [98] (Рис 1.5), в якому вагові напруги формуються за допомогою перерозподілу заряду, а також забезпечується вбудована функція вибіркизберігання.



Рисунок 1.4 — Структурна схема АЦП ПВ з ємнісним ЦАП



Рисунок 1.5 — ЦАП ємнісного типу для АЦП послідовного наближення

Вхідний сигнал з виходу буферного підсилювача потрапляє на багатофункціональний ЦАП, який на першому етапі виконує функцію вибіркизберігання. Далі за допомогою РПН та компаратора здійснюється послідовне зважування розрядів від старших до молодших і формування вихідного коду. Діаграму перерозподілу заряду в АЦП такого типу показано на рисунку 1.6.

Крок 0 відповідає процедурі вибірки вхідного сигналу на конденсаторній матриці. Це нагадує процедуру наповнення ємностей різного об'єму рідиною,

коли всі ємності наповнюються до одного рівня відповідно до значення вхідного сигналу. На наступних кроках починається процес «переливання» рідини таким чином, щоб відповідна ємність або була наповнена до верху (ємність C4) або залишилась порожньою (ємність C3). На кроці 2 було здійснено спробу перерозподілити рештки розряду із залученням C3, однак її не вдалося «наповнити» доверху, тому на наступних кроках цей розряд було перерозподілено по ємностях C1 та C2. Це нагадує другий крок зважування на рис. 1.3, після чого вагу 16 фунтів було знято з шальки терезів.



Рисунок 1.6 — Діаграма послідовного наближення при застосуванні ЦАП ємнісного типу

Використання одних і тих ємностей для вибірки і перерозподілу заряду крім економії на пристрої вибірки та зберігання має низку позитивних наслідків. Якщо внаслідок, наприклад, температурних змін змінилась загальна ємність конденсаторної матриці, то відповідно і зміниться обсяг заряду, який буде вибрано на етапі вибирання. Однак оскільки цей заряд буде далі перерозподілятись між ємностями тієї самої матриці, то вплив цих змін нівелюється. Таким чином можна сказати що алгоритм послідовних наближень при такій реалізації є «захищеним» від похибки масштабу.

Існує ще один варіант алгоритму послідовних наближень, який використовує той же самий набір двійкових ваг, як показано на рисунку 1.3, однак ваги можуть кластись як на шальку, протилежну до предмету, що зважується, так і на шальку поряд з ним.Крім того при застосуванні цього алгоритму поставлені ваги не знімаються з шальки, на яку вони були покладені. Саме тому цей алгоритм отримав назву «тільки включення» [6]. В табл. 1.2 наведено покрокові операції зважування числа 45 (як у випадку на рис. 1.3) за допомогою цього алгоритму.

Таблиця 1.2 — Покрокові операції зважування числа 45 за допомогою алгоритму «тільки включення»

Номер кроку	Порівняння	Результат	Значення біту
1	X>0?	Так	A5 = 1
2	X>32?	Так	A4 = 1
3	X>(32+16)?	Hi	A3 = -1
4	X>(32+16-8)?	Так	A2 = 1
5	X> (32+16-8+4)?	Так	A1 = 1
6	X>(32+16-8+4+2)?	Hi	A0 = -1

Результат врівноваження в цьому випадку описується виразом (1.2):

$$X = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i , \qquad (1.2)$$

де *a_i* ∈ {1,−1}. В даному випадку замість традиційної множини розрядних коефіцієнтів {1, 0} використовуються {1, -1}.

Реалізація цього алгоритму в АЦП послідовного наближення має свої переваги та недоліки. До переваг можна віднести розширення шкали вхідного сигналу у від'ємну область. Тобто тепер вхідний сигнал може бути в діапазоні

$$D = \pm \sum_{i=0}^{n-1} 2^i.$$
 (1.3)

Також до переваг можна віднести зменшення загальної кількості перемикань. Оскільки відповідно до алгоритму кожний розряд включається зі знаком «+» або знаком «-» і залишається незмінним до кінця перетворення. Саме ця властивість обумовлює назву алгоритму «тільки включення». Таким чином для будь-якого вхідного сигналу кількість комутацій буде збігатись з загальною кількістю розрядів п. При використанні класичного алгоритму мінімальна кількість комутацій n буде спостерігатись при вхідному сигналі що дорівнює максимальному значению вхідного діапазону. В цьому випадку всі розряди включяться і залишаться в такому стані. Максимальна кількість комутацій 2п Буде спостерігатись при 0-му вхідному сигналі. Тоді кожний із розрядів має пройти цикл включення, виключення. Відповідно середня кількість комутацій для випадку рівномірного розподілу вхідного сигналу в межах діапазону становитиме 1,5n. Очевидною перевагою зменшення кількості комутацій є зменшення паразитного сигналу, що через комутаційні ключі потрапляє в канал перетворення. Відсутність потреби виключати розряд, що був включений на попередньому кроці знімає проблему помилкового виключення розряду або помилкового залишення його включеним внаслідок затягнутих перехідних процесів.

Ще однією перевагою реалізації АЦП за алгоритмом «тільки включення» є можливість зменшення лінійної складової залежності С(U) шляхом використання цілком диференціальної архітектури АЦП [99]. Також до переваг можна віднести спрощення процедури калібрування окремих розрядів за рахунок відсутності потреби у джерелі додаткового вхідного сигналу [6].

До недоліків застосування алгоритму «тільки включення» можна віднести збільшення похибки квантування. Якщо для класичного алгоритму вона складає 0,5 одиниці молодшого розряду (OMP), то в даному випадку становитиме 1 OMP. Хоча в літературі [87] наведено механізм її зменшення. Розширення діапазону у від'ємну область вимагає використання додаткового джерела від'ємної опорної напруги. Порівняльну характеристику класичного алгоритму послідовного наближення та алгоритму «тільки включення» наведено в табл 1.3.

Таблиця 1.3 — Порівняльна характеристика алгоритмів послідовного наближення

Алгоритм	Переваги	Недоліки
Класичний	Використання одного джерела	Збільшення кількості
	опорної напруги	комутацій
	Формування вихідного	Можливість перетворення
	сигналу безпосередньо у	тільки додатного сигналу
	двійковому вигляді	Необхідність застосування
	Мінімальна похибка	додаткового джерела
	квантування	сигналу при калібруванні
Тільки	Розширення шкали вхідного	Збільшення в два рази
включення	сигналу;	похибки квантування
	Зменшення кількості	Необхідність використання
	комутацій	додаткового джерела
	Зменшення лінійної складової	опорної напруги.
	залежності С(U) для	Необхідність використання
	конденсаторних ЦАП	перетворювача кодів
	Спрощення процедури	
	калібрування.	

Аналіз таблиці 1.3 показує, що за перевагами і недоліками обидва алгоритми є рівнозначними, однак при практичній реалізації більш поширеним є класичний алгоритм, тому при подальших дослідження саме на цьому алгоритмі буде акцентуватись увага.

1.2 Огляд похибок АЦП послідовного наближення та шляхів їх врахування

До основних статичних похибок АЦП відносять похибки лінійності, масштабу та зсуву нуля[100]. Похибки лінійності поділяють на похибки диференційної DNL та інтегральної INL нелінійностей.

DNL показує, наскільки далеко знаходиться кодова комбінація від сусідньої. Відстань вимірюється як зміна величини вхідногосигналу, а потім



перераховується водиницях молодшого розряду (ОМР) (рис. 1.7).

Рисунок 1.7 — Характеристика перетворення АЦП за наявності диференційної нелінійності: а) за відсутності пропусків кодів, б) за наявності пропусків кодів

DNL вимірюється, правило, порівняння як шляхом 3 ідеальноюхарактеристикою перетворення. Рівень вхідногосигналу, необхідний формування кодової комбінації К, порівнюється з рівнем вхідного для сигналудля комбінації К+1. Якщо різниця дорівнює 10MP, то помилка DNL дорівнює нулю. Якщо різниця більша за10MP, помилка DNL є додатною; якщо менше за 10MP, помилка DNL від'ємна. Якщо значення DNL менше або дорівнює -10МР, то спостерігається так званий пропуск кодів (рис. 1.7, б). В комбінація кодова 010 буде даному випадку відсутня на виході перетворювача. Таким чином ознакою хорошої роботи АЦП є відсутність пропусків коду. Це означає, що коли вхідний сигналзмінюєтьсяв межахповного діапазону, усі кодові комбінації будуть відображатися на виході перетворювача.

INL визначається як інтегральне значення помилок DNL. Фактично INL визначає, наскільки далеко від ідеального значення характеристики перетворення знаходиться реальна XII. Як правило похибка INL – це відстань від максимально віддаленої точки реальної XII до ідеальної, як показано на рис. 1.8.



Рисунок 1.8 Визначення інтегральної нелінійності АЦП

Похибка зсуву нуля має фіксоване значення для всіх точок ХП і фактично визначає зсув реальної ХП від ідеальної – рис. 1.9, а. Похибка масштабу характеризує відхилення нахилу реальної ХП від ідеальної і показана на рис. 1.9, б.



Рисунок 1.9— Похибки АЦП: а) зсуву нуля; б) масштабу

Слід звернути увагу, що корегування похибок зсуву нуля і масштабу здійснюється відносно просто шляхом отримання вихідного коду за відсутності вхідного сигналу та за наявності вхідного сигналу, що відповідає граничному значенню вхідного діапазону. Далі ці значення використовуються для формування поправочних коефіцієнтів для вихідного коду. Деякі реалізації АЦП послідовного наближення, зокрема з перерозподілом заряду, мають властивість автоматичної компенсації цих похибок. Так вплив похибки масштабу в таких перетворювачах нівелюється тим фактом, що вибірка і перерозподіл заряду здійснюється однією конденсаторною матрицею.

В той же час найбільшу складність створюють похибки лінійності.На теперішній час поширено використовуються структурно-алгоритмічні методи підвищення лінійності й точності в цілому. Існує кілька методів лінеаризації передатної характеристики.

Компенсаційні методи, серед яких найбільше поширення отримало використання допоміжних резистивних або конденсаторних матриць, що керуються кодом, оберненим до коду, що подається на основну матрицю [99], [101], [102], [103]. Це дозволяє зменшити паразитний вплив кодонезалежних струмів, що протікають по загальних шинах землі та живлення, стабілізує потужність, що розсіюється, та тепловий режим схеми. Крім того, зменшується вплив шумів джерела живлення, а також усувається лінійна складова залежності номіналів компонентів матриці від прикладеної напруги.

Методи перетворення систем координат [60], [104] для АЦП із гладкою нелінійністю характеризуються високими вимогами до симетрії характеристик двовходових ПФІ, що дуже складно реалізувати в монолітних АЦП. Крім того, характерною ознакою цього методу є значне збільшення часу перетворення.

Наступна група методів лінеаризації пов'язана з побудовою алгоритмів вимірювань та обробки результатів, які є нечутливими до ряду похибок ПФІ. Тут виділяють методи, засновані на багатократному вимірюванні, зокрема, на вимірюванні кількома перетворювачами з різними характеристиками, а також на вимірюванні різних параметрів одного процесу. Врахування взаємодії обумовленості результатів вимірювань, що витікає з фізичної суті процесів, що досліджуються, дозволяє в багатьох випадках отримати повні системи рівнянь, в яких результати вимірювань є параметрами, а похибки ПФІ та реальні значення сигналів, що вимірюються, є невідомими [105].

Перспективність методів цієї групи обумовлена значною обчислювальною потужністю сучасних мікропроцесорних систем. Слід, однак, відзначити відносно вузьку спеціалізацію кожного з цих методів: алгоритми залежать від властивостей процесів, що вимірюються, та пов'язані зі сферою використання АЦП. Методи коригування похибок із періодичним тестовим контролем на сьогоднішній день є найбільш поширеними. Це пов'язано з їх універсальністю та однотипністю алгоритмів, що покладені в їх основу.

Головний принцип автоматичного коригування з тестовим контролем [104] – це ідентифікація параметрів моделі ПФІ, яка відображає із заданою точністю поведінку функцій похибки перетворення на допустимій множині вхідних впливів. Якщо модель адекватна та її параметри визначені, існує можливість шляхом додавання поправок до вхідної (вихідної) величини або, впливаючи на елементи ПФІ, компенсувати похибки перетворення.

Будь-який метод коригування з контролем по тестовому сигналу передбачає такі дії:

1. Вимірювання характеристики ПФІ на достатній для ідентифікації множині тестових впливів.

2. Ідентифікація параметрів ПФІ шляхом обчислення їх відхилень від номіналу по результатах вимірювань.

3. Обчислення коригуючих поправок для величин, що перетворюються або потребують впливів на блоки, що підлягають коригуванню.

4. Формування коригуючого впливу.

Перші два пункти називаються етапом контролю, третій та четвертий – етапом перетворення. Для реалізації цих дій до складу перетворювача вводяться додаткові засоби, які можуть вносити свої похибки. Тому при виборі та оцінюванні методів контролю та коригування необхідно враховувати й похибки, що вносяться додатковими засобами. Найпростішою, але найбільш повною моделлю нелінійної складової похибки ЦАП є модель, що базується на припущенні стабільності похибки для кожного коду та випадкової її залежності від коду. Ця модель передбачає вимірювання вихідного сигналу на всіх допустимих кодах. Обов'язковим для цього методу коригування є використання прецизійного вимірювача (калібратора або прецизійного ПФІ), що має клас точності, вищий за ПФІ, що коригується. Різниця показників вимірювача та АЦП, що калібрується, заноситься в таблицю поправок, що використовується при коригуванні. Цей підхід дозволяє отримати високу точність перетворення в усіх точках діапазону при постійній температурі [103], [106].

Для роботи в широкому діапазоні температур використовуються додаткові калібрувальні таблиці [102] або поправки на температуру. Головний недолік цього підходу – великий час коригування та необхідність використання додаткового прецизійного обладнання.

Велика група методів автоматичного коригування або самокалібрування [99], [12], [13], [14], реалізованих у прецизійних ПФІ, базується на припущенні про незалежність розрядних опорних мір від коду, який підлягає перетворенню.

Використання принципу самокалібрування передбачає два режими роботи перетворювача – режим самокалібрування та безпосереднього перетворення. Під час циклу калібрування вимірюється похибка співвідношення номіналів компонентів ЦАП та записується в ОЗП. Під час циклу безпосереднього перетворення ця інформація використовується для коригування похибок конденсаторної або резистивної матриці. Цей метод підвищення точності має ряд переваг. Він не передбачає спеціальної технології виробництва, не потребує лазерного припасування компонентів, а також виключає використання складного обладнання для тестування. Крім того, легко вирішується питання зменшення похибок, обумовлених зміною температури, а також часовим дрейфом параметрів елементів.

Структура схеми самокаліброваного АЦП із перерозподілом заряду згідно з [14] показана на рис. 1.10. До складу пристрою входить основний багатофункціональний ЦАП (БЦАПо), допоміжний ЦАП (ЦАПд), регістр послідовних наближень (РПН), схема порівняння (СП), схема коригування (СК), оперативний запам'ятовуючий пристрій (ОЗП) та схема керування (СКер). БЦАПо та СП виконують ті ж функції, що й у звичайному АЦП послідовного наближення. АЦПд призначений для вимірювання відхилень компонентів БЦАПо від потрібних номіналів. Схема коригування формує коригуючий аналоговий сигнал. ОЗП призначений для зберігання коригуючих кодів.



Рисунок 1.10 – Самокалібрований АЦП із перерозподілом заряду

Можливі два різних підходи при побудові СК. Перший з них передбачає використання одного ЦАП та АЛП. У даному випадку сумарний коригуючий код формується послідовно в АЛП. Якщо в черговий розряд вихідного коду заноситься одиниця, то коригуючий код, що відповідає даному розряду, додається до вмісту АЛП, в іншому випадку вміст АЛП не змінюється. Використання АЛП призводить до зниження швидкодії, та, крім того, висуваються високі вимоги щодо лінійності коригуючого ЦАП. Другий підхід характеризується використанням коригуючих ЦАП, кількість яких збігається з кількістю неточних розрядів АЦП. У даному випадку вимоги щодо лінійності коригуючих ЦАП значно зменшені.

Розглянута структура дозволяє реалізувати два основних алгоритми самокалібрування. Перший з них називається "знизу-догори" [59], [99], [12], [13], [14]. Алгоритм працює, виходячи з припущення, що молодший конденсатор (резистор) або група молодших конденсаторів (резисторів) є ідеальними. Нехай k молодших розрядів ідеальні, тоді калібрувальний цикл починається вимірюванням напруги, що обумовлена відхиленням (k+1)-го розряду від
номіналу. Значення U_{xk+1} вимірюється за допомогою допоміжного ЦАП та заноситься в ОЗП. Аналогічним чином вимірюється відхилення решти n-(k+1) розрядів.

Основний недолік описаного алгоритму — це геометричне зростання похибки вимірювань відхилень розрядів. Так, похибка квантування, пов'язана з вимірюванням відхилення L-го розряду, буде присутня і в коригуючому коді L-го розряда. В коригуючому коді (L+1)-го конденсатора буде присутня вже подвоєна похибка коригування й так далі.

Хоча зростання похибки квантування буде коригуватися при калібруванні кожного конденсатора, розрядність допоміжного та коригуючого ЦАП повинна бути збільшена для отримання необхідної точності. Як показує практика, калібрування більш восьми конденсаторів за допомогою описаного алгоритму нереальне, оскільки потребує занадто точного допоміжного та коригуючого ЦАП.

Алгоритм "згори-донизу" [13], [14] не передбачає наявності ідеальних конденсаторів у основній матриці. Його робота базується на припущенні, що сума похибок усіх конденсаторів (резисторів) основної матриці дорівнює нулю. Калібрувальний цикл починається з вимірювання напруги U_{XN} , яка обумовлена відхиленням від номіналу значення старшого розряду. Фактично вимірюється напруга, обумовлена порушенням співвідношення між номіналом старшого розряду і загальним номіналом матриці, та безпосередньо пов'язана з напругою похибки у вигляді

$$U_{XN} = 2U_{\Lambda N} , \qquad (1.4)$$

де $U_{\Delta N}$ – напруга, обумовлена відхиленням старшого розряду від потрібного номіналу.

Аналогічним чином вимірюються залишкові напруги для інших компонентів матриці. Для цього, як і в попередньому алгоритмі,

використовується допоміжний ЦАП. Напруги похибки для молодших конденсаторів визначаються співвідношенням [14]

$$U_{\Delta N} = \frac{1}{2} \left(U_{XN} - \sum_{i=n+1}^{N} U_{\Delta i} \right), n = 1, 2, ..., N - 1.$$
(1.5)

Оскільки сумарна похибка повинна дорівнювати нулю, то експоненційне зростання довжини коригуючого коду відсутнє, і, як наслідок, цей алгоритм не потребує використання багаторозрядних коригуючих ЦАП. Однак описаний алгоритм передбачає обов'язкове використання АЛП навіть у випадку з множиною коригуючих ЦАП. Крім того, обчислення коригуючих кодів у цифровій формі висуває високі вимоги до точності коригуючого допоміжного або допоміжних ЦАП. Дослідження показали, що використання даного алгоритму для отримання точності перетворення на рівні 16 двійкових розрядів можливе лише за умови, що точність некоригованого основного ЦАП перебільшує 10 двійкових розрядів.

У літературі [99] описано ще один алгоритм самокалібрування, який базується на вищезгаданих алгоритмах та дозволяє певною мірою подолати деякі характерні обмеження.

1.3 Аналіз методів застосування вагової надлишковості для підвищення точності АЦП послідовного наближення

Головним недоліком розглянутих методів самокалібрування АЦП послідовного наближення є те, що калібрування виконується в аналого-цифровій формі, тобто визначається коригуючий код і подається на додатковий цифроаналоговий перетворювач, який формує аналогову поправку. Тобто виникає необхідність використання точних додаткових ЦАП, а процедура введення поправки в багатьох випадках призводить до зменшення швидкодії перетворювача. Відомо, що швидкодія АЦП послідовного наближення залежить від їх динамічних характеристик [100]. Отже підвищення швидкодії АЦП послідовного наближення, що використовують двійкову систему числення, можливо тільки за рахунок зменшення сталої часу перехідного процесу на різних фазах аналого-цифрового перетворення. Однак цей шлях має принципові обмеження і врешті-решт призводить до погіршення точності перетворення.

Принципово іншим напрямком покращення метрологічних характеристик АЦП є уведення вагової надлишковості у формі надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ) [107], [17], [18], [108]. До НПСЧ належать системи числення, де відношення ваг розрядів знаходиться в інтервалі $1,0 < \alpha < 2,0$. При $\alpha = 1$ НПСЧ перетворюється в так званий унітарний код, який характеризується максимальною надлишковістю. При $\alpha = 2$ має місце звичайний двійковий код, в якому надлишковість відсутня. НПСЧ поділяють на групи із дробовими та цілочисельними вагами розрядів [16]. У першій групі будь-яке дійсне число Aможна подати у вигляді

$$A^* = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot \alpha^i, \qquad (1.6)$$

де i – номер розряду; $a_i \in \{0,1\}$ або $\{1,\overline{1}\}$ –розрядний коефіцієнтi-го розряду; α^i – вага i-того розряду; α – основа системи числення; (n-1)– номер старшого розряду.

Значення методичної похибки подання вхідної величини A, $\Delta A = |A - A^*|$ при застосуванні останньої формули визначається набором a_i . При $a_i \in \{0,1\}$, тобто НПСЧ типу $\{1,0\}$, $\Delta A \leq 1,0$. У випадку використання НПСЧ типу $\{1,\bar{1}\}$, похибка $\Delta A \leq 2,0$. Однією з характерних рис НПСЧ є існування не одного, як у двійковій системі числення, а кількох кодових еквівалентів для зображення того

самого числа.

До НПСЧ, зокрема, відносять так звані системи числення "золотої" *p* - пропорції, запропоновані О. П. Стаховим [109]. "Золота" пропорція є границею відношення двох сусідніх чисел ряду Фібоначчі [110]. Питання використання кодів Фібоначчі та "золотої" пропорції в обчислювальній техніці, в тому числі в техніці аналого-цифрового перетворення, досить широко викладено в роботах [111], [112], [113], [114]. Розробка принципів використання НПСЧ для підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових та цифроаналогових перетворювачів, а також практичне використання цих підходів отримало достатньо широкий розвиток в науковій школі професора Азарова [115], [24], [116], [6], [87] та інш.

У роботах О. Д. Азарова [16], [20] проведено узагальнення підходів комплексного підвищення точності та швидкодії АЦП послідовного наближення за рахунок використання НПСЧ, розглянуто широкий спектр надлишкових систем числення, та запропоновані шляхи вибору оптимальних значень α . Крім того, в цих роботах наведено низку практичних рекомендацій щодо проектування високоточних швидкодіючих АЦП послідовного наближення.

Класичні АЦП послідовного наближення містять паралельний ЦАП у колі зворотного зв'язку. При цьому для точного врівноваження вхідного сигналу повинна виконуватись умова

$$Q_i - \sum_{j=0}^{i-1} Q_j \le Q_0$$
, (1.7)

де Q_i та Q_i – реальні ваги розрядів ЦАП; $i \in [2...n]$.

У випадку, якщо остання нерівність не виконується, мають місце так звані розриви характеристики перетворення, які призводять то пропуску кодів [47], [60], [117]. Фактично така ситуація спостерігається коли значення DNL< -1 OMP (див. рис. 1.7). У цьому випадку можливість цифрової корекції безпосередньо кінцевого результату перетворення виключена. Таким чином, при використанні двійкової системи числення нелінійність характеристики перетворення може

бути усунена тільки шляхом аналогової або цифроаналогової корекції самого процесу аналого-цифрового врівноваження. Тобто, як це було показано в попередньому розділі, процес калібрування в даному випадку передбачає уведення поправки безпосередньо в процесі формування компенсуючого сигналу.

В той же час неідеальність ваг розрядів надлишкового ЦАП не призводить до появи точок розриву характеристиці перетворення, як це показано на рис. 1.11.



Рисунок 1.11 – ХП двійкового на надлишкового ЦАП

Таким чином, навіть за наявності суттєвих відхилень ваг розрядів вхідний сигнал може бути врівноважений компенсуючим із достатньою точністю, а дійсне значення еквівалента може бути отримане шляхом цифрової обробки результату перетворення. Припустимі відхилення ваг розрядів, при яких залишається можливість точного врівноваження, визначається надлишковістю системи числення [21]: $\delta Q = (2 - \alpha)/\alpha$. Максимально припустимі відносні відхилення ваг розрядів для окремих α наведено у табл 1.4 [87].

Таблиця 1.4– Припустимі відносні відхилення ваг розрядів при α<2

	α	2,00	1,90	1,80	1,70	1,60	1,50
δÇ	Q_{max} (%)	0	5,26	11,11	17,65	25,00	33,33

Характерною ознакою калібрування надлишкових АЦП також є те, що при знаходженні Q_i немає потреби у використанні спеціальних прецизійних пристроїв та приладів. Процес калібрування передбачає використання нульової зразкової міри для корекції похибки зсуву нуля та стабільного джерела опорної напруги або струму для обчислення похибки масштабу. Як і для двійкових АЦП, реалізація принципу самокалібрування можлива за умов стабільності вказаних похибок протягом визначеного проміжку часу.

Базове положення самокалібрування [21] полягає в тому, що розрядна сітка перетворювача поділяється на групи з m "неточних" (старших), (n-m)"точних" (молодших) та d - "додаткових" розрядів у вигляді, зображеному на рис. 1.12. Причому "неточні" та "точні" розряди утворюють групу з n основних розрядів. Група додаткових розрядів використовується для зменшення методичної похибки і використовується виключно в процесі самокалібрування. Слід відзначити, що поділ на "точні" та "неточні" розряди є умовним. Причому в реальному перетворювачі граничні значення відносних відхилень "точних" та "неточних" розрядів як правило є однаковими, однак вплив похибок молодших розрядів значно менший за вплив похибок старших розрядів.



Рисунок 1.12 – Розрядна сітка самокаліброваного АЦП

На рис. 1.13 зображено структурну схему самокаліброваного АЦП послідовного наближення [20]. Вона містить ЦАП із надлишковим співвідношенням розрядів, регістр послідовних наближень (РПН), блок допоміжних сигналів (БДС), цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП), блок

пам'яті (БП), схему порівняння (СП) та блок керування (БКер).

Суть калібрування [16], [20] ваг *i*-го розряду Q_i для такого АЦП полягає у дворазовому врівноваженні певного допоміжного сигналу, причому перший раз із використанням Q_i , а другий раз без його використання. Після чого реальне значення Q_i може бути знайдене за формулою

$$Q_{i} = \sum_{j=0}^{i-1} a_{j}' \cdot Q_{j} - \sum_{j=0}^{i-1} a_{j}'' \cdot Q_{j} , \qquad (1.8)$$

де a_j' та a_j'' відповідно двійкові біти кодів результатів першого та другого перетворення.



Рисунок 1.13 – Структурна схема самокаліброваного швидкодіючого АЦП

Крім того, для визначення кодових еквівалентів зсуву нуля K_0 та похибки масштабу K_M проводиться врівноваження нуля та сигналу опорної напруги відповідно. Кінцеве значення ваги *i*-го розряду обчислюється за формулою

$$Q_{i}' = Q_{i} \cdot \frac{K_{M}}{K_{M} - K_{0}}, \qquad (1.9)$$

де K_{M}' – точне значення кодового еквівалента U_{on} , яке було виміряно на етапі виготовлення АЦП. Блок-схему алгоритму роботи самокаліброваного АЦП наведено на рис. 1.14.



Рисунок 1.14 – Блок схема роботи самокаліброваного АЦП з ваговою надлишковістю

Слід звернути увагу, що АЦП працює або в режимі основного перетворення, або в режимі самокалібрування, причому спосіб переходу з одного режиму в інший в даному випадку не регламентовано. Особливістю цього алгоритму, так саме як і всіх інших існуючих алгоритмів роботи самокаліброваних АЦП є неможливість виконання основного перетворення під час процедури калібрування.

Метод підвищення точності шляхом самокалібрування, який базується на використанні НПСЧ, було реалізовано в багатьох практичних розробках [118], [119], [120]. На сьогодні існуютьдві базові стратегії калібрування АЦП послідовного наближення: «знизу-догори»та «згори-донизу» та їх комбінація. Крім того в межах кожної стратегії розроблено кілька алгоритмів самокалібрування – рис. 1.15.



Рисунок 1.15 – Алгоритми калібрування АЦП ПН з ваговою надлишковістю

На сьогоднішній день найбільшого поширення отримала стратегія «знизудогори». Це пояснюється відносною простотою реалізації і нескладними розрахунками. Головним недоліком стратегії є накопичення методичної похибки калібрування. Більшість модифікацій цієї стратегії спрямовано на її зменшення.

Так при використанні алгоритму калібрування з одноразовим врівноваженням [20] аналоговий еквівалент розряду, що калібрується, врівноважується молодшими, «точними» розрядами. Перевагами такого підходу є мінімальний час калібрування та відсутність необхідності застосовувати джерело додаткового аналогового сигналу. Головним недоліком цієї стратегії є необхідність окремо розраховувати похибки нуля і масштабу.

Алгоритм з дворазовим врівноваженням, граф-схема якого наведена на рис. 1.14, передбачає подвійне врівноваження одного і того допоміжного сигналу

з використанням і без використання розряду, що калібрується. Різниця між отриманими результатами і є шуканим значенням ваги розряду. В цьому випадку відбувається автокомпенсація похибки нуля.

Алгоритм з багаторазовим врівноваженням[87] передбачає виконання серії процедур калібрування при різних значеннях допоміжного сигналу. Шукане значення визначається шляхом осереднення. Цей підхід дозволяє зменшити методичну похибку калібрування і, як наслідок, зменшити кількість допоміжних розрядів, а в деяких випадках взагалі відмовитись від їх застосування.

Стратегія «згори-донизу» [121], [122]передбачає проведення калібрування починаючи зі старших розрядів. Головною передумовою для застосування цієї стратегії є припущення про відсутність відхилення всієї матриці резисторів або резисторів ЦАП. Слід звернути увагу, що наслідком порушення цього припущення є поява похибки масштабу. Головною перевагою стратегії є відсутність процесу накопичення методичної похибки. Недоліком є ускладнення математичних обчислень та обмежена кількість старших розрядів, ваги яких можуть бути визначені.

Комбінована стратегія передбачає виконання калібрування молодших «неточних» розрядів за стратегією «знизу-догори», а старших «неточних» за стратегією «згори-донизу».

Слід відзначити, що аналогічні дослідження проводились і проводяться за Так у 14-розрядному АЦП ICL7115 фірми Intersil [123] кордоном. використовувався надлишковий 17-розрядний ЦАП із відношенням ваг $\alpha = 1,85$. Це дозволило здійснити автоматичну компенсацію динамічних похибок, підвищити діапазон перетворення та знизити вимоги щодо точності виготовлення резисторів ЦАП.В роботах [124], [125], [126] використовується надлишковий регістр послідовного наближення, що дозволяє коригувати динамічні похибки.

У процесі досліджень [127] було доведено, що використання інформаційної надлишковості у вигляді НПСЧ дає змогу не тільки спростити процедуру калібрування та зменшити вимоги до точності розрядів, а й суттєво підвищити швидкодію перетворювачів.

Швидкодія перетворювачів інформації визначається динамічними характеристиками їх вузлів та блоків. При інерційному врівноваженні в реальних перетворювачах похибки квантування та врівноваження визначаються як суми складових у вигляді

$$\Delta A_{\kappa\theta.\,\mathrm{max}} = \Delta A^*_{\kappa\theta.\,\mathrm{max}} + \Delta A^I_{\partial.\kappa\theta}; \qquad (1.10)$$

$$\Delta A_{ep.\,\mathrm{max}} = \Delta A_{ep.\,\mathrm{max}}^* + \Delta A_{\partial.ep}^I, \qquad (1.11)$$

де $\Delta A_{\partial.\kappa \theta}^{I}$ та $\Delta A_{\partial.\rho}^{I}$ – динамічні похибки I роду;

 $\Delta A_{\kappa \beta.max}^{*}$ та $\Delta A_{\rho p.max}^{*}$ – відповідно максимальні похибки квантування та врівноваження при безінерційному врівноваженні.

При побудові АЦП на основі двійкової системи числення для усунення впливу $\Delta A^{I}_{\partial.\kappa \theta}$ та $\Delta A^{I}_{\partial.ep}$ в усьому діапазоні вхідних сигналів необхідно забезпечити виконання умови

$$e^{-t_m/\tau} < \frac{1}{2^n},$$
 (1.12)

де t_m – довжина одного такту врівноваження;

 τ – стала часу одного врівноваження;

n – роздільна здатність перетворювача.

Остання формула є базовою для визначення довжини такту перетворення для двійкового АЦП:

$$t_m > n \cdot \tau \cdot \ln 2. \tag{1.13}$$

Таким чином, при використанні двійкової системи числення існують принципові обмеження, що не дозволяють скоротити довжину такту. Використання в АЦП порозрядного врівноваження НПСЧ дає змогу значно скоротити t_m врівноваження порівняно з двійковими АЦП за рахунок

можливості компенсації динамічних похибок (рис.1.16).

На рис.1.16,а показано діаграми врівноваження при скороченій довжині $t_m = 3,0 \cdot \tau$ для двійкового АЦП, а на рис.1.16,6 – АЦП на основі НПСЧ $\{1,\bar{1}\}$ при $\alpha = 1,80, t_m = 1,8 \cdot \tau$ із використанням форсуючого сигналу [17]. У першому випадку виникає велика похибка врівноваження $\Delta A_{ep} = 2,0Q_0$ (Q_0 - вага молодшого розряду АЦП). У другому $\Delta A_{ep} = 1,5Q_0$ задовольняє нормі. У роботі [128] зроблено спробу вирішити проблему знаходження оптимальної довжини такту врівноваження залежно від основи системи числення.



Рисунок 1.16 – Діаграма врівноваження вхідного сигналу при скороченні довжини такту: а) при застосуванні основи системи числення α=2; б) при

застосуванні основи системи числення α=1.8

1.4 Висновки до першого розділу

Проведений аналітичний огляд сучасного стану аналого-цифрового перетворення показав значний інтерес розробників і споживачів до АЦП послідовного наближення, водночас залишаються актуальними питання підвищення точності і швидкодії цих пристроїв. Застосування високорозрядних АЦП ПН з роздільною здатністю більше 14-ти двійкових розрядів вимагає періодичних процедур калібрування окремих розрядів.

Показано, що застосування вагової надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення створює принципово нові можливості для проведення самокалібрування, головною особливістю яких є переведення процедури калібрування виключно у цифрову площину без застосування додаткових аналогових зразкових мір та компонентів. На сьогоднішній день проведено великий обсяг досліджень в цьому напрямку, захищено велику кількість кандидатських і докторських дисертацій.

В результаті аналізу існуючих алгоритмів калібрування АЦП послідовного наближення з'ясувалось, що по-перше, на теперішній час відсутні методи точного визначення часу, коли необхідно проводити калібрування, по-друге – неможливість проведення калібрування пристрою одночасно з режимом основного перетворення. Таким чином, задачі, поставлені в дисертаційному дослідженні є актуальними.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕТВОРЕННЯ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

У другому розділі буде розроблено математичну модель ХП АЦП послідовного наближення та проведено її дослідження з метою визначення можливості оперативного контролю відхилень ваг розрядів.

2.1 Розробка математичної моделі ХП АЦП послідовного наближення

Характеристика перетворення (ХП) є основною характеристикою, що визначає роботу АЦП і ставить у відповідність значення вихідного двійкового коду до значення вхідного аналогового сигналу. Розрізняють ідеальну та реальну ХП. Ідеальну ХП чотирьох розрядного АЦП показано на рис.2.1а.



Рисунок 2.1 — XП 4-розрядного АЦП порозрядного наближення: а)для α=1,618 та α=2; б) для α=1,618 без "невикористаних" комбінацій В даному випадку вона складається з 16-ти точок. Загалом кількість точок ХП визначається розрядністю перетворювача n і може бути розрахована як 2ⁿ. Для ідентифікації точок ХП в подальшому розгляді скористаємось поняттям номеру кодової комбінації, що визначається виразом:

$$s = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot 2^i, \text{ de } a_i \in \{0,1\}.$$
(2.1)

Для двійкової системи числення точки ідеальної ХП розташовані на прямій лінії, що дозволяє однозначно визначити відповідність між вхідним аналоговим сигналом і вихідним кодом. За наявності вагової надлишковості (ВН) (основа системи числення α <2) вигляд ХП змінюється, зокрема з'являються так звані дільниці багатозначного представлення. Так при α =1,618 вхідному аналоговому сигналу Авх1 відповідають вихідні комбінації 0011 (3) та 0100 (4) (рис.2.1а). Таким чином постає питання, яка з зазначених комбінацій з'явиться на виході перетворювача. У випадку ідеального АЦП відповідь на це запитання визначається типом алгоритму перетворення.

Алгоритм функціонування АЦП послідовних наближень передбачає послідовне визначення розрядів вихідного коду, починаючи з найстаршого. Таким чином при використанні ВН та за наявності кількох варіантів вихідного коду для певного значення вхідного сигналу буде вибрано комбінацію, що має більший номер *s*. ХП в цьому випадку набуває вигляду, як показано на рис. 2.16. Тобто при застосуванні ВН у вихідному коді будуть відсутні певні комбінації, які в подальшому будемо називати «невикористаними», а решту комбінацій відповідно – «використаними». У прикладі на рис. 2.1 "невикористаних" комбінацій 4: 0011 (3), 0110 (6), 0111 (7) та 1011 (11). Кількість "невикористаних" комбінацій загалом визначається розрядністю перетворювача, основою системи числення та відхиленнями ваг розрядів.

Комбінація буде «невикористаною» за умови існування «використаної» комбінації вихідного коду з більшим порядковим номером *s*та меншим значенням аналогового сигналу:

$$A(K_{us}^l) \le A(K_{un}^k), \tag{2.2}$$

де $A(K_{un}^k)$ та $A(K_{us}^l)$ відповідні значення вхідного аналогового сигналу, що відповідають «невикористаній» (unused) комбінації з номером k та «використаній» (used) комбінації з номером l, причому l>k. Наприклад, «невикористана» комбінація номер 6 та «використана» комбінація номер 8 на рис. 2.1 утворюють пару кодових комбінацій, для яких виконується умова (2.2). Аналогічні пари утворюють комбінації з номерами 3, 4; 7, 9; та 11, 12.

В математичному вигляди ХП може буде описана виразом [90]:

$$A(K^{s}) = \sum_{i=0}^{n-1} a_{i} \cdot Q_{i}, \qquad (2.3)$$

де К – вихідна кодова комбінація, п – кількість розрядів перетворювача; s – порядковий номер кодової комбінації відповідно до (2.1), $Q_i = \alpha^i (1 + \delta_i)$ – вага і-го розряду, де α – основа системи числення, δ_i – відхилення і-го розряду, $a_i \in \{0,1\}$ – значення розрядних коефіцієнтів вихідного коду К. Графічну інтерпретацію ХП 6-ти розрядного АЦП з основою системи числення α =1.7 показано на рис. 2.2.

«Невикористані» комбінації утворюють певні групи, які будемо називати зонами "невикористаних" комбінацій [129], [94]. Центральну зону будемо називати зоною (n-1)-го рівня. Зона (n-2)-го рівня містить дві підзони, розташовані симетрично відносно зони (n-1)-го рівня тощо. Кожна зона містить одну або більше послідовних кодових комбінацій, причому номер крайньої верхньої з них (верхній кордон) є фіксованим і не залежать від системи числення. Так для зони (n-1)-го рівня номер комбінації верхнього кордону завжди буде $(2^{n-1}-1)$; для підзон (n-2)-го рівня відповідно $(2^{n-2}-1)$ та $(2^{n-2}+2^{n-1}-1)$, тощо. Нижній кордон зони "невикористаних" комбінацій (комбінація з найменшим номером) залежить від значення основи системи числення, при збільшенні якої він зсувається догори і врешті решт призводить до зникнення зони "невикористаних" комбінацій[94].



Рисунок 2.2— Характеристика перетворення 6-ти розрядного АЦП з основою системи числення α=1.7

Для визначення приналежності кодової комбінації до тієї чи іншої зони достатньо знайти прикордонні комбінації зони за допомогою виразу

$$A(K_{us}^{m-1}) < A(K_{us}^{l})) \le A(K_{un}^{m}),$$
(2.4)

де l – номер «використаної» комбінації, що є наступною за «невикористану» комбінацію з найбільшим номером; m – номер «невикористаної» комбінації, що знаходиться на нижньому кордоні між «використаними» і «невикористаними» комбінаціями. Фактично задача зводиться до пошуку невикористаної комбінаціїз найменшим номером K_{un}^m , оскільки, як зазначалосьвище, значення старшої невикористаної комбінації для кожної зони є фіксованим.

Кількість зон "невикористаних" комбінацій залежить від розрядності АЦП та основи системи числення і може бути розрахована за допомогою виразу:

$$z = n - d, \tag{2.5}$$

де *d* – мінімальна кількість розрядів, що призводить до появи "невикористаних" комбінацій. Значення *d* залежить виключно від основи системи числення *α* і може бути знайдено за допомогою рівнянь:

$$\alpha_{3}^{2} = \alpha_{3} + 1;$$

$$\alpha_{4}^{3} = \alpha_{4}^{2} + \alpha_{4} + 1;$$
...
$$\alpha_{k}^{k-1} = \alpha_{k}^{k-2} + \alpha_{k}^{k-3} + ... + \alpha_{k}^{0}$$
(2.6)

Таким чином

якщо
$$\alpha_{3} \leq \alpha < \alpha_{4}, d = 3$$

якщо $\alpha_{4} \leq \alpha < \alpha_{5}, d = 4$
... ...
якщо $\alpha_{k} \leq \alpha < \alpha_{k+1}, d = k$ (2.7)

Результати розв'язку частини рівнянь наведено в табл 2.1. Фактично з табл.

2.1 можна отримати інформацію про мінімальну роздільну здатність АЦП ПН для певної основи системи числення, при якій можна застосовувати методи контролю «невикористаних» комбінацій.

Таблиця 2.1 – Відповідність між основою системи числення та мінімальною кількістю розрядів що утворюють зону "невикористаних" комбінацій

α	1.618÷1.839	1.840÷1.928	1.929÷1.966	1.967÷1.984
d	3	4	5	6

Залежність загальної кількості "невикористаних" комбінацій від значення основи системи числення та кількості розрядів наведено на рис. 2.3. Неважко побачити, що відсоток "невикористаних" комбінацій зростає при збільшенні роздільної здатності перетворювача та зменшенні основи системи числення.



Рисунок 2.3 — Залежність кількості "невикористаних" комбінацій від основи системи числення та розрядності АЦП ПН

Розглянемо характерні риси кодових комбінацій, що утворюють певні зони. Зона (n-1)-го рівня розташована в середині характеристики перетворення,

причому найстарша із "невикористаних" комбінацій має вигляд: 0111...11 і її значення залишається незмінним. Перехід цієї комбінації в категорію використаних свідчить про зникнення зони. Як буде показано нижче на кількість комбінацій, що потрапляють в зону цього рівня окрім основи системи числення впливають відхилення всіх розрядів перетворювача. Так додатні відхилення найстаршого (n-1)-го призводять кількості розряду ЛО зменшення "невикористаних" комбінацій в цій зоні – звуження зони, водночас від'ємні відхилення призводять до збільшення кількості "невикористаних" комбінацій, тобто розширення зони. Нижче також буде показано, що вплив відхилень розрядів з номерами меншими за (n-1) має інший характер – додатні відхилення призводять до звуження зони, від'ємні – до розширення.

Починаючи з зони (n-2)-го рівня структура зони ускладняється за рахунок появи кількох складових, так званих підзон. Кількість підзон для зони довільного (n-k)-го рівня визначається виразом:

$$sz = 2^{(n-1)-(n-k)} = 2^{k-1}$$
. (2.8)

Тобто кожна наступна зона починаючи з (n-2) містить вдвічі більше підзон ніж попередня. Так на рисунку 2.2 зона (n-2)-го рівня містить дві підзони, до яких відповідно входять комбінації з номерами $13\div15$ та $45\div47$. В свою чергу зона (n-3)-го рівня містить 4 підзони, що містять по одній комбінації з номерами 7, 23, 39, 55. По аналогії з комбінацією 0111...11 (n-1)-ї зони кожна підзона обов'язково містить комбінацію з найбільшим номером яка має вигляд: X...X01...1, причому старші розряди, що позначені X-ми визначають номер підзони. Кількість розрядів, що визначають номер підзони може бути визначено як $log_2(sz)$. Тобто для зони з номером (n-1) вони відсутні, в (n-2)-й зоні це найстарший біт, в (n-3)-й зоні два найстарших біти тощо.

Слід звернути увагу, що кількість "невикористаних" комбінацій в кожній підзоні однієї зони є однаковою. Для доведення цього факту розглянемо підзони зони (n-2)-го рівня за умови відхилень ваг розрядів. Відповідно до (2.4) та

рисунку 2.2 для підзони 0 виконується умова:

$$A(K_{us}^{12}) < A(K_{us}^{16})) \le A(K_{un}^{13}),$$
(2.9)

підставивши (2.3) отримаємо:

$$Q_3 + Q_2 < Q_4 \le Q_3 + Q_2 + Q_0 \tag{2.10}$$

Для підзони 1 зони (n-2)-го відповідно виконується умова:

$$A(K_{us}^{44}) < A(K_{us}^{48})) \le A(K_{un}^{45}),$$
(2.11)

підставивши (2.3) отримаємо

$$Q_5 + Q_3 + Q_2 < Q_5 + Q_4 \le Q_5 + Q_3 + Q_2 + Q_0$$
(2.12)

Слід звернути увагу, що частини нерівності містять Q_5 , таким чином його можна скоротити. Після цього вираз (2.12) переходить у вираз (2.10), тобто умови, що визначають приналежність комбінації до категорії "невикористаних" є ідентичними для обох підзон. Аналогічно можна показати, що для всіх підзон зони (n-3), наведених на рисунку 2.2, виконується умова

$$Q_2 + Q_1 < Q_3 \le Q_2 + Q_1 + Q_0 \tag{2.13}$$

Характеристика перетворення, що наведена на рисунку 2.2, містить три зони "невикористаних" комбінацій, при чому в даному випадку не спостерігається їх перетин. При збільшенні кількості розрядів або зменшенні основи системи числення матимуть місце випадки перетину або накладання зон "невикористаних" комбінацій однієї на іншу. В цьому випадку ми будемо говорити про поглинання однієї зони іншою.

На рисунку 2.4 наведено нижню частину ХП АЦП 7-ми розрядного АЦП послідовного наближення. Так на рисунку можна побачити зони "невикористаних" комбінацій з (n-1)-го по (n-4)-й рівень: зону (n-1)-го рівня, нижню підзону зони (n-2)-го рівня, дві підзони (n-3)-го рівня і три підзони (n-4)-го рівня. Таким чином спостерігається поглинання однієї підзони (n-4)-го рівня зоною (n-1)-го рівня.



Рисунок 2.4 — Фрагмент XП АЦП послідовного наближення з перекриттям зон "невикористаних" комбінацій

2.2 Дослідження впливу поодиноких відхилень ваг розрядів на структури зон "невикористаних" комбінацій

Розглянемо характеристику перетворення (ХП) 5-розрядного АЦП послідовного наближення з α=1,7 (рис. 2.5,а). Як було показано вище, розташування будь-якої точки на ХП буде визначатися виразом (2.3)

У 5-розрядному АЦП з α=1,7, за відсутності відхилень ваг розрядів (δ_i =0), для зони "невикористаних" комбінацій (n-1)-го рівня відповідно буде вірним рівняння [92]:



$$A(K_{us}^{12}) < A(K_{us}^{16})) \le A(K_{un}^{13}),$$
(2.14)

Рисунок 2.5 – Характеристика перетворення 5-розрядного АЦП із основою системи числення α=1,7 а) без відхилень ваг розрядів, б) за наявності відхилення ваги старшого розряду

Тобто у центральній зоні буде 3 "невикористаних" комбінації з номерами 13, 14, 15. Поява відхилень може призвести до порушення нерівності (2.14), що призведе до змінення кількості "невикористаних" комбінацій (рис. 2.5,6). Таким чином існує можливість оцінити значення відхилень ваг розрядів на основі інформації про перелік "невикористаних" комбінацій.

Як було показано вище, в загальному випадку нерівність (2.14) матиме вигляд:

$$A(K_{us}^{m-1}) < A(K_{us}^{l})) \le A(K_{un}^{m}),$$
(2.15)

Слід звернути увагу, що значення K_{g}^{l} не залежить від основи системи числення та відхилень ваг розрядів і визначається виключно номером зони "невикористаних" комбінацій. Так для зони (n-1)-го рівня $K_{g}^{l} = 100...0$. Для зони (n-2)-го рівня $K_{g}^{l1} = 010...0$ та $K_{g}^{l2} = 110...0$ відповідно для першої і другої підзони і т.д.

Неважко побачити, що для розрахунку граничних значень відхилень, за яких відбувається зміна кількості "невикористаних" комбінацій слід розв'язати рівняння:

$$A(K_{g}^{l}) = A(K_{H}^{m}) \operatorname{Ta} A(K_{g}^{l}) = A(K_{g}^{m-1}).$$
(2.16)

Припустимо, що внаслідок відхилення вага найстаршого (n-1)-й розряду змінилась до значення

$$Q_{n-1} = \alpha^{n-1} (1 + \delta_{n-1}^{II_{n-1}}), \qquad (2.17)$$

що призвело до зменшення кількості "невикористаних" комбінацій в (n-1)й зоні до двох, як показано на рис.2.5,б. Римська цифра *II* з індексом (*n*-1) у $\delta_{n-1}^{II_{n-1}}$ вказує на кількість "невикористаних" комбінацій в (n-1)-й зоні. Тоді нерівність (2.14) набуде вигляду:

$$A(K_{\theta}^{13}) < A(K_{\theta}^{16}) \le A(K_{\theta}^{14}).$$
(2.18)

Підставивши відповідні значення у рівняння (2.16) отримаємо

$$A(K_{6}^{16}) = A(K_{H}^{14}) \operatorname{Ta} A(K_{6}^{16}) = A(K_{6}^{13}), \qquad (2.19)$$

Підставивши (2.14) та (2.17) у рівняння (2.19) отримаємо

$$\alpha^{n-1}(1+\delta_{n-1}^{II_{n-1}}) = \sum_{0}^{n-2} \alpha^{i} - 1_{\text{Ta}} \alpha^{n-1}(1+\delta_{n-1}^{II_{n-1}}) = \sum_{0}^{n-2} \alpha^{i} - \alpha \qquad (2.20)$$

Таким чином за умови вірності нерівності (2.18) на основі (2.20) можна визначити допустимий діапазон значень $\delta_{n-1}^{II_{n-1}}$ [90]:

$$\frac{\sum_{i=0}^{n-2} \alpha^{i} - \alpha}{\alpha^{n-1}} - 1 < \delta_{n-1}^{II_{n-1}} \le \frac{\sum_{i=0}^{n-2} \alpha^{i} - 1}{\alpha^{n-1}} - 1.$$
(2.21)

Для довільної кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня рівняння (2.21) набуде вигляду:

$$\frac{\sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1 < \delta_{n-1}^{p_{n-1}} \le \frac{\sum_{i=0}^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1, \qquad (2.22)$$

де a_i та b_i розрядні коефіцієнти кодових комбінацій, що відповідають останній використаній перед початком групи "невикористаних" комбінацій та першій невикористаній із групи "невикористаних" комбінацій відповідно, p_{n-1} -кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня.

Позначивши

$$\delta_{n-1\min}^{p_{n-1}} = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1_{\text{Ta}} \delta_{n-1\max}^{p_{n-1}} = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1_{\text{, отримаємо}}$$

$$\delta_{n-1\min}^{p_{n-1}} < \delta_{n-1}^{p_{n-1}} \le \delta_{n-1\max}^{p_{n-1}}$$
(2.23)

Вираз (2.22) визначає діапазон значення δ_{n-1}^{p} в частках ваги найстаршого (n-1)-го розряду, для визначення цього значення в одиницях молодшого розряду (OMP) необхідно помножити лівий і правий бік нерівності на вагу найстаршого (n-1)-го розряду тобто на α^{n-1} . Після чого вираз (2.22) набуде вигляду:

$$\sum_{0}^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1} < \delta_{n-1}^{p_{n-1}}(OMP) \le \sum_{0}^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1},$$
(2.24)

Оскільки значення відхилення розряду може знаходитись в будь-якій точці діапазону, то для мінімізації похибки визначення відхилення ваги розряду доцільно взяти її середнє значення:

$$\delta_{n-1}^{p_{n-1}}(OMP) = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1} + \sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1}}{2}.$$
 (2.25)

Очевидно, що похибка визначення $\delta_{n-1}^{p_{n-1}}(OMP)$ розраховується як:

$$\Delta \delta_{n-1}^{p_{n-1}}(OMP) = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} b_i \alpha^i - \alpha^{n-1} - \sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i - \alpha^{n-1}}{2} = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} b_i \alpha^i - \sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{2}.$$
 (2.26)

Враховуючи, що $\sum_{0}^{n-2} b_i \alpha^i$ та $\sum_{0}^{n-2} a_i \alpha^i$ в будь-якому випадку визначають

розташування двох сусідніх точок на характеристиці перетворення, то відстань між ними дорівнює кроку квантування АЦП, значення якого є постійним для

двійкової системи числення і дорівнює 1 ОМР. Для АЦП на основі надлишкових систем числення значення останнього знаходиться в діапазоні від 0 до 1 ОМР. Таким чином максимальне значення похибки визначення $\delta_{n-1}(OMP)$ становить 0.5 ОМР для будь-якої зони "невикористаних" комбінацій.

Визначимо вплив δ_{n-1} на змінення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-2)-го рівня. У прикладі, наведеному на рис. 2.5, зона (n-2)-го рівня складається з двох підзон, які містять по одній кодовій комбінації 00111 та 10111. Таким чином нерівність (2.15) набуває вигляду для першої підзони:

$$A(K_{g}^{6}) < A(K_{g}^{8}) \le A(K_{H}^{7})$$
(2.27)

та другої підзони:

$$A(K_{e}^{22}) < A(K_{e}^{24}) \le A(K_{H}^{23})$$
(2.28)

Скориставшись виразами (2.3), (2.16) та (2.17) отримаємо вирази для визначення граничних значень відхилень

для першої підзони:

$$\alpha^{n-2} = \sum_{0}^{n-3} \alpha^{i} - 1, \ \alpha^{n-2} = \sum_{0}^{n-3} \alpha^{i}$$
(2.29)

для другої підзони:

$$(1+\delta_{n-1}^{II_{n-2}})\alpha^{n-1}+\alpha^{n-2}=(1+\delta_{n-1}^{II_{n-2}})\alpha^{n-1}+\sum_{0}^{n-3}\alpha^{i}-1; \qquad (2.30)$$

$$(1+\delta_{n-1}^{II_{n-2}})\alpha^{n-1}+\alpha^{n-2}=(1+\delta_{n-1}^{II_{n-2}})\alpha^{n-1}+\sum_{0}^{n-3}\alpha^{i}, \qquad (2.31)$$

або після перетворень:
$$\alpha^{n-2} = \sum_{0}^{n-3} \alpha^{i} - 1; \alpha^{n-2} = \sum_{0}^{n-3} \alpha^{i}$$

Таким чином рівняння для визначення граничних значень відхилень для першої і другої підзони є ідентичними і не містять δ_{n-1} , що свідчить про те, ці підзони є нечутливими до відхилень ваги старшого (n-1)-го розряду. Не важко показати, що аналогічна ситуація спостерігається і для зон інших рівнів.

Розглянемо вплив відхилення (n-2)-го розряду на змінення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня. Припустимо, що внаслідок відхилення вага (n-2)-го розряду змінилась до значення

$$Q_{n-2} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}), \qquad (2.32)$$

що призвело до змінення кількості "невикористаних" комбінацій до *p*в зоні (n-1)-го рівня. Тоді рівняння для визначення граничних значень відхилень набуде вигляду:

$$\alpha^{n-1} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}^{p_{n-1}}) + \sum_{0}^{n-3} a_i \alpha^i \alpha^{n-1} = \alpha^{n-2} (1 + \delta_{n-2}^{p_{n-1}}) + \sum_{0}^{n-3} b_i \alpha^i (2.33)$$

Звідки

$$\frac{\alpha^{n-1} - \sum_{0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} > \delta_{n-2}^{p_{n-1}} \ge \frac{\alpha^{n-1} - \sum_{0}^{n-2} b_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}}.$$
(2.34)

Не важко показати, що для визначення відхилення (n-2)-го розряду за кількістю "невикористаних" комбінацій в (n-2)-й зоні можна скористатись виразом (2.35):

$$\frac{\sum_{i=0}^{n-3} a_{i} \alpha^{i}}{\alpha^{n-2}} - 1 < \delta_{n-2}^{p_{n-2}} \le \frac{\sum_{i=0}^{n-3} b_{i} \alpha^{i}}{\alpha^{n-2}} - 1$$
(2.35)

Визначимо залежність між значенням відхилення ваги окремого розряду і кількістю "невикористаних" комбінацій в різних зонах. Графічну інтерпретацію

зв'язку між кількістю "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівня та відхиленням ваг (n-1)-го та (n-2)-го розрядів показано на рис. 2.6 [90].



Рисунок 2.6 – Зв'язок між кількістю "невикористаних" комбінацій і відхиленням ваг (n-1)-го та (n-2)-го розрядів для а) зони (n-1)-го рівня та б) зони (n-2)-го рівня

Отже, взаємозв'язок між відхиленням k-розряду і кількістю "невикористаних" комбінацій в зоні j-го рівня визначається таким чином [90]:

1. Якщо j<k – відхиленняне впливає на кількість "невикористаних" комбінацій

2. Якщо j=k,
$$\frac{\sum_{i=1}^{j-1} a_i \alpha^i}{\alpha^k} - 1 < \delta_k^{p_j} \le \frac{\sum_{i=1}^{j-1} b_i \alpha^i}{\alpha^k} - 1,$$
 (2.36)

3. Якщо j>k,
$$\frac{\alpha^{j} - \sum_{0}^{j-1} a_{i} \alpha^{i}}{\alpha^{k}} > \delta_{k}^{p_{j}} \ge \frac{\alpha^{j} - \sum_{0}^{j-1} b_{i} \alpha^{i}}{\alpha^{k}}.$$
 (2.37)

Для порівняння ступеня чутливості змінення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня до δ_{n-1} та δ_{n-2} знайдемо їх співвідношення за формулою:

$$\frac{\delta_{n-1}^{p_{n-1}}}{\delta_{n-2}^{p_{n-1}}} = \frac{\sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-1}} - 1 \left/ \frac{\alpha^{n-1} - \sum_{i=0}^{n-2} a_i \alpha^i}{\alpha^{n-2}} = -\frac{1}{\alpha}.$$
(2.38)

З останнього виразу зокрема випливає, що ступінь впливу δ_{n-2} на змінення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня в α разів менший за вплив δ_{n-1} . Це обумовлено тим, що співвідношення ваг сусідніх розрядів становить α . Крім того, якщо збільшення δ_{n-1} призводить до зменшення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня, то наслідком збільшення δ_{n-2} є збільшення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го розряду на кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня зменшується порівняно з впливом відхилення (n-1)-го розряду в α^{k-1} разів.

Як вище було зазначено, відхилення ваг розрядів, починаючи з (n-2)-го впливають на кількість "невикористаних" комбінацій в кількох зонах. Зокрема відхилення ваги (n-2)-го розряду впливає як на зону (n-1)-го рівня, та к і на зону (n-2)-го. На рис. 2.7 наведено вигляд характеристики перетворення за відсутності відхилень (рис. 2.7,а) та за умови від'ємного відхилення ваги (n-2)-го розряду (рис. 2.7,б).

Наслідком появи δ_{n-2} з від'ємним знаком є зсув всіх точок ХП, які містять "1" в (n-2)-му розряді вліво на величину $\alpha^{n-2}\delta_{n-2}$. В результаті цього в зоні (n-1)-го рівня кількість "невикористаних" комбінацій скоротилась до однієї, в той же час кількість "невикористаних" комбінацій в кожній із підзон (n-2)-го рівня збільшилась до трьох.

Характер впливу відхилення розряду на певну зону "невикористаних" комбінацій визначається номером зони та знаком відхилення (додатній або від'ємний). Так додатне відхилення ваги k-го розряду призведе до зменшення

кількості "невикористаних" комбінацій в зоні k-го рівня та збільшення їх кількості в усіх зонах з номерами більше k. Відповідно від'ємне відхилення k-го розряду призведе до зворотної ситуації – збільшення кількості комбінацій в зоні k-го рівня та зменшення їх кількості в інших зонах.



Рисунок 2.7 – Характеристика перетворення 5-розрядного АЦП із основою системи числення α=1,7: а) без відхилень ваг розрядів, б) за наявності відхилення ваги (n-2)-го розряду

На рис.2.8 а, б, в показано залежності кількості "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівнів від значення відхилення (n-3)-го, (n-2)-го та (n-1)-го розрядів відповідно [90]. Приклад наведено для n=6 та α =1.7. Аналіз наведених діаграм дозволяє стверджувати, що в загальному випадку, визначивши кількість "невикористаних" комбінацій в кожній із зон можна однозначно вказати номер розряду, вага якого змінилась. Крім того можна оцінити діапазон відхилення. Наприклад, ситуація, коли зони (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівня містять відповідно 5, 5 та 1 невикористану комбінації спостерігається тільки на рис. 4,6 у випадку, коли $-0.2 < \delta_{n-2} < -0.1$.



Рисунок 2.8 – Залежність кількості "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го рівнів від значення відхилення: а) (n-3)-го, б) (n-2)-го в) (n-1)-го розрядів

Слід також відзначити, що в оточенні нульового відхилення кожного з розрядів спостерігається зона невизначеності. На рис.2.8 зона невизначеності має місце у випадках, коли кількість "невикористаних" комбінацій по зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го відповідно становить (6, 3, 1) або (7, 3, 1). Ці ситуації спостерігаються на всіх діаграмах рис.2.8. В цьому випадку діапазон відхилень що не може бути ідентифікований становить: від -0.07 до 0.11 для (n-3)-го розряду, -0.07 до 0.05 для (n-2)-го розряду та -0.07 до 0.05 для (n-1)-го розряду. Не важко показати, що в найгіршому випадку ширина зони невизначеності становить α OMP.

2.3 Аналіз впливу відхилень кількох ваг розрядів на ХП АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Розглянемо ситуацію, коли два найстарших розряди, (n-1)-йand (n-2),мають відхилення від ідеальних значень, а решта ваг розрядів залишаються ідеальними. За відсутності відхилень характеристика перетворення 5-ти розрядного АЦП з основою системи числення α=1.8 матиме вигляд, як показано на рис. 2.9, a.[92].



Рисунок 2.9 – Характеристика АЦП послідовного наближення з α =1.8, n=5 при: a) $\delta_{n-1} = 0; \delta_{n-2} = 0, 6$ $\delta_{n-1} = 5\%; \delta_{n-2} = 0, 8$ $\delta_{n-1} = 5\%; \delta_{n-2} = 5\%$

Тоді звиразу (2.3) для довільної кодової комбінації отримаємо:

$$A(K^{s}) = a_{n-1} \cdot \alpha^{n-1} \cdot (1 + \delta_{n-1}) + a_{n-2} \cdot \alpha^{n-2} \cdot (1 + \delta_{n-2}) + \sum_{i=0}^{n-3} a_{i} \cdot \alpha^{i}.$$
 (2.39)

Відхилення найстарших (n-1)-го та (n-2)-го розрядів для комбінацій 01110 та 01101, що знаходяться в зоні (n-1)-го рівня можуть бути розраховані за допомогою виразів (2.40) та (2.41) відповідно

$$A(K^{16}) = A(K^{14}); \alpha^{n-1} \cdot (1 + \delta_{n-1}) = \alpha^{n-2} \cdot (1 + \delta_{n-2}) + \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4}.$$
(2.40)

$$A(K^{16}) = A(K^{13}); \ \alpha^{n-1} \cdot (1+\delta_{n-1}) = \alpha^{n-2} \cdot (1+\delta_{n-2}) + \alpha^{n-3} + \alpha^{n-5}.$$
(2.41)

В той же час відхилення (n-2)-го розряду може також бути визначено за допомогою зони (n-2)-го рівня для комбінацій 00111 та 00110 шляхом прирівнювання їх аналогових еквівалентів до аналогового еквіваленту комбінації 01000:

$$A(K^{8}) = A(K^{7}); \alpha^{n-2} \cdot (1 + \delta_{n-2}) = \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4} + \alpha^{n-5}$$
(2.42)

$$A(K^{8}) = A(K^{6}); \alpha^{n-2} \cdot (1 + \delta_{n-2}) = \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4}$$
(2.43)

Графічну інтерпретацію виразів (2.40) – (2.43) для α=1.8 та n=5 наведено на рис. 2.10.



Рисунок 2.10 – Графічна інтерпретація виразів (2.40) – (2.43)

Рис. 2.10 демонструє можливості контролювати відхилення двох найстарших розрядів шляхом аналізу кількості "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівнів. Якщо відхилення δ_{n-1} та δ_{n-2} знаходяться

всередині паралелограма, що утворений виразами (2.40) – (2.43), кількості "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівнів будуть збігатись з випадком відсутності відхилень – точка А на рис. 2.10, а характеристика перетворення матиме вигляд, як на рис. 2.9,а.

За наявності відхилення +5% тільки в (n-1)-му розряді (точка В на рис. 2.10), кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня скорочується, рис. 2.9,б. В той же час, наслідком одночасного відхилення у +5% ваг (n-1)-го та (n-2)-го розрядів буде точка С на рис. 2.10, а характеристика перетворення матиме вигляд, як на рис. 2.9,в.

Таким чином якщо комбінація δ_{n-1} та δ_{n-2} така, що відповідна точка рис. 2.10 знаходиться між прямими, утвореними виразами (2.40) та (2.41), то кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня буде залишатись такою самою, як і за відсутності відхилень, в даному випадку буде дорівнювати 2. Також рис.2.10 наочно демонструє висновок, отриманий в попередньому розділі, що на зону (n-1)-го рівня впливають відхилення як (n-1)-го розряду, так і (n-2)го. В той же час на кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-2)-го рівня не впливають відхилення ваг (n-1)-го розряду – лінії утворені виразами (2.42)та (2.43) є паралельними осі абсцисс.

Також можна стверджувати, що вираз (2.40) визначає кордон, на якому відбувається перехід в зоні "невикористаних" комбінацій (n-1)-го рівня з 2-х до 1-єї. А відповідно вираз (2.41) – з 3-х до 2-х. Таким чином всі точки, що розташовані між відповідними прямими характеризують відхилення, що призводять до появи 2-х "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня. Аналогічно вирази (2.42), (2.43)визначають кордони, в межах яких відхилення призводять до появи однієї невикористаної комбінації в зоні (n-2)-го рівня.

Використовуючи згаданий підхід вираз $A(K^{16}) = A(K^{12})$, наприклад, дозволяє визначати кордон переходу між 4-ма і 3-ма невикористаними комбінаціями в зоні (n-1)-го рівня, а $A(K^8) = A(K^5)$ кордон між 2-ма та 1-єю невикористаною комбінацією в зоні (n-2)-го рівня.За таким принципом побудовано діаграму на рисунку 2.11, яка дозволяєвизначити регіони допустимих відхилень δ_{n-1} та δ_{n-2} за кількістю "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівнів. Тут Z_{n-1} та Z_{n-2} позначають кількість "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівнів відповідно. Наприклад, паралелограм А відповідає 2-м невикористаним комбінаціям в зоні (n-1)-го рівня та одній в зоні (n-2)-го рівня (2/1), що відповідає характеристиці перетворення на рис. 2.9,а. Паралелограм В відповідає одній невикористаній комбінації в зоні (n-1)-го рівня та одній в зоні (n-2)-го рівня (1/1)), як показано на рис. 2.9,6. Паралелограм С відповідає 2-м невикористаним комбінаціям в зоні (n-1)-го рівня та відсутності таких в зоні (n-2)-го рівня (2/0), що відповідає характеристиці перетворення на рис. 2.9,8. Аналогічно паралелограм D – 4/2 та E - 3/1.



Рисунок 2.11 – Діаграма визначення допустимих відхилень δ_{n-1} та δ_{n-2} за кількістю "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го та (n-2)-го рівнів

Узагальнимо наведений підхід для довільної кількості розрядів та довільного значення основи системи числення за умови 1.618<a<2. Як вище було зазначено, за відсутністю відхилень ваг розрядів кількість "невикористаних"
комбінацій в зоні (n-k)-го рівня визначається значеннями n, k та основою системи числення α . Нехай кількість "невикористаних" комбінацій в зоні (n-1)-го рівня дорівнює r_{n-1} , а в зоні (n-2)-го рівня відповідно r_{n-2} . Тоді для визначення кордонів між переходами в зоні (n-1)-го рівня можна застосувати набір рівнянь:

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-1});$$

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-2});$$

$$\dots$$

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-r_{n-1}});$$

$$\dots$$

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-l_{n-1}}).$$

де l_{n-1} визначається максимально можливим відхиленням ваги (n-1)-го розряду.Слід звернути увагу, що в кожному вище наведеному рівнянні будуть дві змінні: δ_{n-1} та δ_{n-2} , в наслідок чого графічною інтерпретацією буде пряма, що перетинає обидві осі, як показано на рис.7.

Аналогічно для визначення кордонів між переходами в зоні (n-2)-го рівня слід застосувати набір рівнянь:

$$A(K^{(n-2)^{2}}) = A(K^{(n-2)^{2}-1});$$

$$A(K^{(n-2)^{2}}) = A(K^{(n-2)^{2}-2});$$

$$\dots \qquad (2.45)$$

$$A(K^{(n-2)^{2}}) = A(K^{(n-2)^{2}-r_{n-2}});$$

$$\dots$$

$$A(K^{(n-2)^2}) = A(K^{(n-2)^2 - l_{n-2}}),$$

де l_{n-2} визначається, відповідно, максимально можливим відхиленням ваги (n-2)-го розряду. Всі вищенаведені рівняння будуть вільними від змінної δ_{n-1} , тому їх графічна інтерпретація – прямі лінії, паралельні осі δ_{n-1} .

Поширивши даний підхід на випадок відхилень у трьох найстарших розрядах на основі виразу (2.3) отримаємо

$$A(K^{s}) = a_{n-1} \cdot \alpha^{n-1} \cdot (1 + \delta_{n-1}) + a_{n-2} \cdot \alpha^{n-2} \cdot (1 + \delta_{n-2}) + a_{n-3} \cdot \alpha^{n-3} \cdot (1 + \delta_{n-3}) + \sum_{i=0}^{n-4} a_{i} \cdot \alpha^{i}.$$
(2.46)

На основі останнього виразу отримаємо три групи рівнянь:

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-1})$$
...
$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-l_{n-1}}),$$

$$A(K^{(n-2)^{2}}) = A(K^{(n-2)^{2}-1})$$
...
$$A(K^{(n-2)^{2}}) = A(K^{(n-2)^{2}-l_{n-2}}),$$

$$A(K^{(n-3)^{2}}) = A(K^{(n-3)^{2}-l_{n-3}}).$$

$$(2.47)$$
...
$$A(K^{(n-3)^{2}}) = A(K^{(n-3)^{2}-l_{n-3}}).$$

Графічна інтерпретація кордонів переходів з однієї кількості "невикористаних" комбінацій в іншу матиме вигляд, як показано на рис. 2.12.

У випадку відхилень у кстарших розрядів на основі виразу (2.3) отримаємо

$$A(K^{s}) = \sum_{i=n-k}^{n-1} a_{i} \cdot \alpha^{i} \cdot (1+\delta_{i}) + \sum_{i=0}^{n-k-1} a_{i} \cdot \alpha^{i}.$$
 (2.48)

На основі останнього виразу отримаємо к груп рівнянь:

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-1})$$

$$A(K^{(n-1)^{2}}) = A(K^{(n-1)^{2}-l_{n-1}}),$$

$$\dots$$

$$A(K^{(n-k)^{2}}) = A(K^{(n-k)^{2}-1})$$

$$\dots$$

$$A(K^{(n-k)^{2}}) = A(K^{(n-k)^{2}-l_{n-k}}).$$
(2.49)

Графічною інтерпретацією буде перетин к-вимірних площин.

. . .



Рисунок 2.12 – Діаграма визначення допустимих відхилень δ_{n-1} , δ_{n-2} та δ_{n-3} за кількістю "невикористаних" комбінацій в зонах (n-1)-го, (n-2)-го та (n-3)-го

рівнів

2.4 Висновки до другого розділу

Проаналізовано процес формування характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю, в результаті чого було встановлено, що за певних умов основи системи числення і роздільної здатності перетворювача в ХП з'являються так звані «невикористані» комбінації, тобто такі кодові комбінації, що не будуть зустрічатись на виході надлишкового АЦП за відсутності відхилень ваг розрядів

Показано, що «невикористані» комбінації утворюють певні групи, так звані зони "невикористаних" комбінацій, розташування яких є фіксованим. Центральна зона, або зона (n-1)-го рівня, складається з безперервної послідовності кодових комбінацій, розташованих приблизно в середині характеристики перетворення. Зона (n-2)-го рівня містить дві підзони, розташовані симетрично відносно зони (n-1)-го рівня тощо.

Показано, що кожна зона містить одну або більше послідовних кодових комбінацій, причому номер крайньої верхньої з них (верхній кордон) є фіксованим і не залежать від системи числення. Доведено, що кожна підзона однієї зони містить однакову кількість "невикористаних" комбінацій.

Проведено дослідження впливу поодиноких відхилень ваг розрядів на кількість "невикористаних" комбінацій в окремих зонах. Показано, що відхилення ваги k-го розряду може вплинути на кількість "невикористаних" комбінацій тільки в зоні k-го рівня та в усіх зонах з номерами більшими за k.

Доведено, що найбільш чутливою до відхилень k-го розряду є саме k-та зона "невикористаних" комбінацій. Отримано математичні співвідношення, що визначають взаємозв'язок між відхиленням k-розряду і кількістю "невикористаних" комбінацій в зоні довільного j-го рівня.

Проведено дослідження впливу відхилення кількох ваг розрядів на кількість "невикористаних" комбінацій в різних зонах. Отримано математичні співвідношення та графічні інтерпретації для визначення взаємозв'язку між відхиленнями ваг кількох розрядів та змінами в різних зонах "невикористаних" комбінацій.

РОЗДІЛ З

РОЗРОБКА МЕТОДІВ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ

В даному розділі будуть розроблятись методи оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. Це дозволить визначати наявність відхилень ваг розрядів в процесі основного перетворення, а також оцінювати значення цих відхилень.

3.1 Метод оперативноїфіксаціївідхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Як було показано в попередніх розділах особливістю роботи будь-якого багаторозрядного АЦП послідовного наближення є необхідність періодичного проведення процедури калібрування ваг розрядів. Це обумовлено впливом зовнішніх чинників на параметри компонентів ЦАП, що входить до складу АЦП послідовного наближення.

Оскільки невикористані комбінації у складі зони розташовані послідовно, достатньо зафіксувати наймолодшу невикористану комбінацію з будь якої підзони і далі в процесі роботи перетворювача контролювати появу комбінацій з номерами, що дорівнюють, або більше за наймолодшу комбінацію. Таким чином на першому етапі необхідно зафіксувати всі наймолодші невикористані комбінації – цей етап можна назвати етапом самоналаштування.

Етап самоналаштування можна проводити активно або пасивно. При активному самоналаштуванні перетворювач після включення має перейти в режим самоналаштування, аналогічний режиму калібрування [21]. В цьому режимі на вхід АЦП має бути поданий вхідний сигнал А_{вх} від додаткового генератора, який гарантовано забезпечить проходження всіх зон "невикористаних" комбінацій. Враховуючи особливість розташування зон "невикористаних" комбінацій цілком достатньо, щоб вхідний сигнал був або в

діапазоні від 0 до А_{тах}/2, або від А_{тах}/2 до А_{тах}. Варіант пасивного самоналаштування є можливим коли вхідний сигнал гарантовано проходить всі зони "невикористаних" комбінацій. В цьому випадку немає потреби в додатковому генераторі, оскільки для навчання використовується вхідний сигнал. Відмінністю пасивного самоналаштування є необхідність визначення факту завершення процесу самоналаштування, ознакою чого є завершення формування всіх "невикористаних" комбінацій. зон Кількість зон "невикористаних" комбінацій має бути попередньо розрахована за допомогою виразу (2.5). Крім того тривалість процесу самоналаштування може бути різною і залежить від особливості вхідного сигналу.

Якщо АЦП підтримує режим самокалібрування [21] і перед включення було проведено калібрування АЦП перелік "невикористаних" може бути отриманий аналітичним шляхом. Для цьогонеобхідно скориставшись виразом (2.5) визначити кількість зон "невикористаних" комбінацій, після чого за допомогою виразу (2.4) знайти K_{un}^m для кожної зони.

Етап самоналаштування завершується фіксацією інформації про номер наймолодшої невикористаної комбінації в кожній зоні. Наприклад, для ХП, що наведена на рис.2.2, етап навчання завершується після знаходження комбінацій з номерами 25 (зона (n-1)-го рівня); 13 або 45 (зона (n-2)-го рівня); 7, 23, 39 або 45 (зона (n-3)-го рівня).

Після завершення режиму самоналаштування АЦП переходить в режим звичайної роботи, в процесі якого відбувається фонове спостереження за зонами "невикористаних" комбінацій. Відсутність змін в переліку "невикористаних" комбінацій свідчить про відсутність відхилень ваг розрядів, або про те, що ці відхилення не перетинають певні межі. Процес спостереження за зонами "невикористаних" комбінацій передбачає фіксацію двох ситуацій – перехід комбінації з категорії "невикористаних" в категорію використаних і навпаки.

Поява невикористаної комбінації може бути зафіксована шляхом порівняння всіх комбінацій, що потенційно належать до тієї чи іншої зони з невикористаною комбінацією з мінімальним номером. Для ХП, що наведена на рисунку 2.2, для підзони 0 (n-2)-го рівня (старші три розряди 001) поява

комбінації з номером більшим за 12 (001100) є ознакою відхилень ваг розрядів, при чому, як показано в [90], це може бути або додатне відхилення (n-2)-го, або від'ємне (n-3)-го. Відхилення (n-1)-го розряду на цю зону не впливає.

Інша ситуація, яка може бути наслідком відхилень ваг розрядів, є перехід комбінації з категорії використаних в категорію "невикористаних". Розглянемо знову ж таки на прикладі підзони 0 (n-2)-го рівня. У випадку, коли вага (n-2)-го розряду зменшиться, або збільшиться вага (n-3)-го розряду, комбінація 001100 перейде у категорію "невикористаних". Контролювати цю ситуацію можна шляхом фіксації прикордонних комбінацій, що з'являються в процесі роботи АЦП протягом певного терміну часу T_{κ} . Якщо, припустимо, протягом T_{κ} комбінація 001100 не фіксувалась, а комбінація 010000 фіксувалась, значить комбінація 001100 перейшла в категорію "невикористаних". Якщо ж не фіксувалась ні комбінація 001100 ні 010000 – значить вхідний сигнал не потрапляв у відповідний діапазон. Спрощений алгоритм, що демонструє роботу обох режимів: самоналаштування та контролю показаний на рисунку 3.1.

Режим самоналаштування передбачає уведення вхідного аналогового сигналу та перетворення його в цифровий надлишковий код відповідно до ХП, що представлена на рис. 2.2. На наступних кроках перевіряється, чи не сформовані пари прикордонних комбінацій для всіх зон. Якщо ні – вибирається чергове значення A_{Bx} і процес повторюється до тих пір, доки не буде сформовано всі пари прикордонних комбінацій. Після цього перетворювач переходить в режим фонового контроля. Кожна вихідна кодова комбінацій, що дозволяє контролювати перехід з категорії "невикористаних" комбінацій, що дозволяє контролювати перехід з категорії "невикористаних" в категорію використаних. Зворотній перехід фіксується шляхом контроля появи порогових комбінацій свідчить про необхідність проведення процедури калібрування або перерахунку значень ваг розрядів. Після проведення відповідної процедури АЦП переходить в режим звичайної роботи з фоновим контролем. Детальні рекомендації щодо практичної реалізації методу будуть наведені в розділі 4.

При реалізації вищезазначеного методу починаючи з зони "невикористаних" комбінацій (n-2)-го рівня актуальним питанням є вибір підзони для проведення самоналаштування і контролю.



Рисунок 3.1 – Спрощений алгоритм методу оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення

На рисунку 3.2 наведено діаграму аналізу зон "невикористаних" комбінацій для АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю (основа системи числення α=1.7) і кількістю розрядів від 4-х до 8-ми. Для 8-ми розрядного АЦП наведено кодові комбінації тільки для нижньої частини характеристики перетворення. По осі х вказано кількість розрядів АЦП.



Рисунок 3.2 – Діаграма аналізу зон "невикористаних" комбінацій

Так для 4-х розрядного АЦП спостерігається наявність тільки однієї, центральної зони "невикористаних" комбінацій, що містить одну комбінацію 0111. Для 5-ти розрядного АЦП вже спостерігаємо дві зони – центральну (n-1)-го рівня (ланка червоного коліру) з 3-ма комбінаціями від 01101 до 01111 і дві підзони (n-2)-го рівня з комбінаціями 00111 та 10111. Діаграма 6-ти розрядного АЦП відповідає ХП, що наведена на рис. 2.2 і містить відповідно 3 зони "невикористаних" комбінацій.

Для всіх зазначених випадків не спостерігається перекриття зон "невикористаних" комбінацій, крім того не важко побачити, що діаграма 5-ти розрядного АЦП складається з двох діаграм 4-х розрядних АЦП, на стику яких додається зона "невикористаних" комбінацій. Аналогічно діаграма 6-ти розрядного АЦП містить дві діаграми 5-ти розрядних АЦП плюс на стику зона "невикористаних" комбінацій.

Починаючи з 7-ми розрядного перетворювача починається процес поглинання зон "невикористаних" комбінацій. Так зона (n-1)-го рівня (блакитний колір) поглинає 4-ту підзону зони (n-4)-го рівня, тобто комбінацію 0110111, що можна побачити також на рис. 2.4.

Для 8-ми розрядного АЦП 2 підзони (n-2)-го рівня поглинають 2 підзони (n-5)-го рівня (на рисунку показано тільки нижню підзону (n-2)-го рівня) аналогічно зоні (n-1)-го рівня 7-ми розрядного АЦП). Також зона (n-1)-го рівня (коричневий колір) поглинає одну підзону (n-4)-го рівня та дві підзони (n-5)-го рівня. Аналогічні процеси поглинання будуть спостерігатись при подальшому збільшенні кількості розрядів.

Таким чином актуальним є отримати ознаки зон "невикористаних" комбінацій та умови поглинання однієї зони іншою.

Загальну схему для визначення старшої порогової комбінації для довільної зони "невикористаних" комбінацій показана на рис. 3.3.



Рисунок 3.3 – Структура визначення порогових комбінацій

Число m – довжина безперервної послідовності одиниць в молодших розрядах, визначає номер зони "невикористаних" комбінацій. Так для характеристики перетворення 6-ти розрядного АЦП, що наведена на рис. 2.2, порогова комбінація зони (n-1)-го рівня – 011111 (31), тобто це є ознакою зони 5-го рівня. Аналогічно для зони (n-2)-го рівня маємо порогові комбінації 001111 (15) та 101111 (47) для 0-ої та 1-ої підзони відповідно. Обидві комбінації мають ознаку приналежності до зони 4-го рівня. Старші крозрядів визначають номер підзони в межах зони "невикористаних" комбінацій. Якщо вони взагалі відсутні, як у випадку комбінації 011111(31) – це є ознакою приналежності до зони (n-1)-го рівня, де немає поділу на підзони. Для комбінацій 001111 (15) та 101111 (47) відповідно старший біт буде вказувати на приналежність до 0-ої та 1-ої підзони. Аналогічно для комбінацій 000111 (7), 010111(23), 100111 (39) та 110111 (55) три останніх біти вказують на приналежність до зони 3-го рівня, перші два визначають ознаки приналежності до тієї чи іншої підзони.

Слід звернути увагу, що відстань між прикордонними комбінаціями з сусідніми зонами становить фіксоване значення. Так для $1.618 < \alpha < 1.839$ воно буде дорівнювати 8. Це число фактично визначає як буде відбуватись процес поглинання зонами "невикористаних" комбінацій вищих рівнів. Оскільки при збільшенні кількості розрядів процес розширення зони "невикористаних" комбінацій відбувається в бік молодших комбінацій (рис. 3.2), то коли кількість "невикористаних" комбінацій зоні перебільшує 8, ця зона поглинає попередню підзону 3-го рівня, коли ця кількість перебільшує 16 – поглинаються дві підзони 3-го рівня і одна підзона 4-го рівня, що розташовані безпосередньо

перед тією зоною, що розширюється. В загальному випадку за умови відсутності відхилень ваг розрядів буде спостерігатись таке правило:

Зона (n-1)-го рівня поглинає 3-тю підзону (n-4)-го рівня, 6-ту і 7-му підзони (n-5)-го рівня, з 12-ої до 15-тої підзони (n-6)-го рівня і т.д. Нульова підзона (n-2)го рівня поглинає 3-тю підзону (n-5)-го рівня, 6-ту і 7-му підзони (n-6)-го рівня, з12-ої до 15-тої підзони (n-7)-го рівня і т.д.Друга підзона (n-2)-го рівня поглинає 7-му підзону (n-5)-го рівня, 14-ту і 15-ту підзони (n-6)-го рівня, з 28-ої до 31-шої підзони (n-7)-го рівня і т.д.

3.2 Метод оперативного оцінювання значень відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Аналіз кількості "невикористаних" комбінацій дозволяє не тільки ідентифікувати факт відхилення ваги того чи іншого розряду, а і оцінити значення цього відхилення. Взаємозв'язок між кількістю "невикористаних" комбінацій в певній зоні "невикористаних" і відхиленням певного розряду було показано в розділі 2. Розглянемо зворотну задачу – оцінювання відхилення ваги розряду або розрядів на основі інформації про кількість "невикористаних" комбінацій в певній зоні.

Почнемо з найпростішої ситуації, коли відомо, що має місце відхилення тільки в одному з розрядів та відомо номер цього розряду, як показано на рис. 3.4.

Для розрахунку верхнього кордону відхилення найстаршого розряду необхідно прирівняти значення аналогового сигналу для комбінації 10000 (використана комбінація, що є наступною за найстаршу невикористану комбінацію в зоні n-1 рівня) та 01101 (наймолодша невикористану комбінацію):

$$\alpha^{n-1} \cdot (1 + \delta_{n-1}^{\max 3}) = \alpha^{n-2} + \alpha^{n-3} + \alpha^{n-5}.$$
(3.1)



Рисунок 3.4 – Характеристика перетворення 5-ти розрядного АЦП послідовного наближення з α=1.8 та δ_{n-1}=-5%

Нижній кордон δ_{n-1} може бути розрахований за допомогою виразу (3.2)

$$\alpha^{n-1} \cdot (1 + \delta_{n-1}^{\min 3}) = \alpha^{n-2} + \alpha^{n-3}, \qquad (3.2)$$

що відповідає комбінації 01100 – останній використаній комбінації перед послідовністю "невикористаних" комбінацій зони (n-1)-го рівня. Середнє значення δ_{n-1} відповідно визначатиметься виразом:

$$\delta_{n-1}^{avr3} = \frac{\delta_{n-1}^{\max 3} + \delta_{n-1}^{\min 3}}{2}.$$
(3.3)

Для прикладу, наведеному на рис. 3.2 значення $\delta_{n-1}^{\max 3}$, $\delta_{n-1}^{\min 3}$ та δ_{n-1}^{avr3} відповідно дорівнюватимуть: -0.04, -0.14, -0.09. Якщо постає задача розрахунку δ_{n-1}^{avr4} , або δ_{n-1}^{avr2} слід врахувати, що $\delta_{n-1}^{\max 3} = \delta_{n-1}^{\min 2}$ and $\delta_{n-1}^{\min 3} = \delta_{n-1}^{\max 4}$.

Тепер розглянемо ситуацію, коли мають місце відхилення двох старших розрядів, як було показано на рис. 2.9,в. В цьому випадку положення точок характеристики перетворення в загальному випадку визначатиметься виразом (2.39). Для визначення відхилень найстарших (n-1)-го та (n-2)-го розрядів для комбінацій 01110 та 01101, що знаходяться в зоні (n-1)-го слід застосувати вирази (2.40) та (2.41). Відхилення (n-2)-го розряду визначається за допомогою зони (n-2)-го рівня для комбінацій 00111 та 00110 шляхом прирівнювання їх аналогових еквівалентів до аналогового еквіваленту комбінації 01000, як це показано у виразах (2.42) та (2.43). Як було показано вище, до тих пір, доки координата точки, що визначається значеннями відхилень δ_{n-1} та δ_{n-2} знаходиться в середині паралелограму, що наведений на рис. 2.10, кількість "невикористаних" комбінацій як в зоні (n-1)-го, так і (n-2)-го рівнів залишатиметься незмінною.

Аналогічно випадку оцінювання відхилення тільки старшого розряду з метою мінімізації методичної похибки розрахунку, значення відхилень двох найстарших розрядів будемо визначати як відповідні координати точки, що є центром відповідного паралелограму. Значення δ_{n-2}^{avr} може бути розраховано як:

$$\delta_{n-2}^{avr} = \frac{\delta_{n-2}^{\max} + \delta_{n-2}^{\min}}{2}, \qquad (3.4)$$

де значення δ_{n-2}^{\min} та δ_{n-2}^{\max} можуть бути отримані з виразів (2.43) та (2.42) відповідно.

На наступному кроці необхідно підставити отримане значення δ_{n-2}^{avr} у вирази (2.40) і (2.41) і розрахувати $\delta_{n-1}^{max}(\delta_{n-2}^{avr})$ та $\delta_{n-1}^{min}(\delta_{n-2}^{avr})$. Після чого значення δ_{n-1}^{avr} може бути визначено за допомогою виразу (3.5):

$$\delta_{n-1}^{avr} = \frac{\delta_{n-1}^{\max}(\delta_{n-2}^{avr}) + \delta_{n-1}^{\min}(\delta_{n-2}^{avr})}{2}$$
(3.5)

Відповідно до (3.4) та (3.5) значення δ_{n-2}^{avr} та δ_{n-1}^{avr} для регіонів A, B, E, D, наведених на рис. 2.11 наведено в табл. 3.1

Таблиця 3.1 – результат розрахунку δ_{n-2}^{avr} та δ_{n-1}^{avr} для прикладу, наведеному на рис. 2.11.

Регіон	Α	В	E	D
δ^{avr}_{n-2}	-0.05	-0.05	-0.05	-0.20
δ^{avr}_{n-1}	-0.03	0.05	-0.12	-0.27

За наявності відхилень у трьох старших розрядах базовими виразами для розрахунку середнього значення відхилень будуть вираз (2.46) та групи рівнянь (2.47). Розрахунок буде починатись з визначення δ_{n-3}^{avr} на основі групи рівнянь для зони "невикористаних" комбінацій (n-3)-го рівня, оскільки в усіх цих рівняннях єдиним невідомим членом буде δ_{n-3} . Відповідно δ_{n-3}^{avr} визначатиметься виразом

$$\delta_{n-3}^{avr} = \frac{\delta_{n-3}^{\max} + \delta_{n-3}^{\min}}{2}.$$
 (3.6)

Після визначення δ_{n-3}^{avr} розраховується δ_{n-2}^{avr} за допомогою виразу (3.7)

$$\delta_{n-2}^{avr} = \frac{\delta_{n-2}^{\max}(\delta_{n-3}^{avr}) + \delta_{n-2}^{\min}(\delta_{n-3}^{avr})}{2}.$$
(3.7)

I в останню чергу здійснюється розрахунок δ_{n-1}^{avr}

$$\delta_{n-1}^{avr} = \frac{\delta_{n-1}^{\max}(\delta_{n-2}^{avr}, \delta_{n-3}^{avr}) + \delta_{n-1}^{\min}(\delta_{n-2}^{avr}, \delta_{n-3}^{avr})}{2}$$
(3.8)

Для випадку відхилень у кстарших розрядах базовим виразом для розрахунку будуть вираз (2.48) і група рівнянь (2.49). Відповідно розрахунок відхилень буде визначатись такою послідовністю:

$$\delta_{n-k}^{avr} = \frac{\delta_{n-k}^{\max} + \delta_{n-k}^{\min}}{2}, \qquad (3.9)$$

$$\delta_{n-k+1}^{avr} = \frac{\delta_{n-k+1}^{\max}(\delta_{n-k}^{avr}) + \delta_{n-k+1}^{\min}(\delta_{n-k}^{avr})}{2}, \qquad (3.10)$$

$$\delta_{n-1}^{avr} = \frac{\delta_{n-1}^{\max}(\delta_{n-k}^{avr}, \delta_{n-k+1}^{avr}, \dots, \delta_{n-2}^{avr}) + \delta_{n-1}^{\min}(\delta_{n-k}^{avr}, \delta_{n-k+1}^{avr}, \dots, \delta_{n-2}^{avr})}{2}.$$
 (3.11)

Оскільки відхилення розрядів визначаються послідовно з δ_{n-k}^{avr} до δ_{n-1}^{avr} , на кожному етапі виникає методична похибка. Значення цієї похибки визначатиметься похибкою квантування, значенням основи системи числення, кількістю розрядів, в яких спостерігається відхилення тощо. Спробуємо оцінити похибку визначення відхилення.

В другому розділі було показано, що похибка оцінювання поодинокого відхилення k-го розряду за аналізом зміни кількості комбінацій в зоні k-го рівня $\Delta \delta_k^{p_k}$ визначається виразом (2.26) і не перебільшує значення 0.5 ОМР. В той же час середнє значення цієї похибки залежить від основи системи числення та кількості розрядів (рис. 3.5).

Аналіз рисунку 3.3 показує, при зменшенні значення основи системи числення зменшується середнє значення кроку квантування і, як наслідок, зменшується середнє значення похибки визначення ваги k-го розряду за аналізом зони "невикористаних" комбінацій k-го рівня. В той же час кількість розрядів несуттєво впливає на значення цієї похибки.



Рисунок 3.5 – Середнє значення $\Delta \delta_k^{p_k}$

Для визначення максимальної похибки у випадку наявності відхилень у двох старших розрядах необхідно знайти довжину більшої діагоналі паралелограму, наведеному на рис. 3.6 і поділити це значення навпіл – таким чином отримаємо значення відстані від центру паралелограму до найвіддаленішої точки, що йому належить. Відповідно рис.3.6 необхідно знайти довжину вектору ЕС.



Рисунок 3.6 – Графічна інтерпретація для визначення максимальної методичної похибки оцінювання відхилення двох найстарших розрядів.

Скориставшись виразами (2.40) – (2.43) визначимо координати точок A та C. Точка A знаходиться на перетині прямих $A(K^8) = A(K^6)$ та $A(K^{16}) = A(K^{13})$, що описуються виразами (2.43) та (2.41). Таким чином слід розв'язати систему рівнянь:

$$\begin{cases} \alpha^{n-2} \cdot (1+\delta_{n-2,A}) = \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4}; \\ \alpha^{n-1} \cdot (1+\delta_{n-1,A}) = \alpha^{n-2} \cdot (1+\delta_{n-2,A}) + \alpha^{n-3} + \alpha^{n-5} \end{cases}$$
(3.12)

Звідки

$$\delta_{n-2,A} = \frac{\alpha^{n-3} + \alpha^{n-4}}{\alpha^{n-2}} - 1$$
(3.13)

$$\delta_{n-1,A} = \frac{2\alpha^{n-3} + \alpha^{n-4} + \alpha^{n-5}}{\alpha^{n-1}} - 1$$
(3.14)

Аналогічно для точки С:

$$\begin{cases} \alpha^{n-2} \cdot (1+\delta_{n-2,C}) = \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4} + \alpha^{n-5}; \\ \alpha^{n-1} \cdot (1+\delta_{n-1,C}) = \alpha^{n-2} \cdot (1+\delta_{n-2,C}) + \alpha^{n-3} + \alpha^{n-4} \end{cases}$$
(3.15)

Звідки

$$\delta_{n-2,C} = \frac{\alpha^{n-3} + \alpha^{n-4} + \alpha^{n-5}}{\alpha^{n-2}} - 1$$
(3.16)

$$\delta_{n-1,C} = \frac{2\alpha^{n-3} + 2\alpha^{n-4} + \alpha^{n-5}}{\alpha^{n-1}} - 1$$
(3.17)

Оскільки δ_{n-1} та $\delta_{n-2} \epsilon$ відносними відхиленнями відповідно (n-1)-го та (n-2)-го розрядів то для розрахунку сумарного відхилення необхідно перейти до абсолютних значень відхилень в одиницях молодшого розряду. Для цього відносне відхилення слід помножити на вагу відповідного розряду:

$$\Delta_{n-1} = \delta_{n-1} \cdot \alpha^{n-1}; \ \Delta_{n-2} = \delta_{n-2} \cdot \alpha^{n-2}$$
(3.18)

Таким чином довжина вектору ЕС може бути визначена як:

$$|EC| = \frac{\sqrt{(\Delta_{n-2,C} - \Delta_{n-2,A})^2 + (\Delta_{n-1,C} - \Delta_{n-1,A})^2}}{2}, \qquad (3.19)$$

Після перетворень отримаємо:

$$|EC| = \frac{\sqrt{(\alpha^{n-4})^2 + (\alpha^{n-5})^2}}{2}.$$
(3.20)

Неважко показати, що в загальному випадку для n-розрядного АЦП послідовного наближення при визначенні відхилень кстарших розрядів за аналізом зон "невикористаних" комбінацій максимальне значення методичної похибки може бути розраховано за формулою:

$$err(n,k) = \frac{\sqrt{(\alpha^{k})^{2} + (\alpha^{k-1})^{2} + \dots + \alpha^{2} + 1}}{2}.$$
 (3.21)

3.3 Методика визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Скориставшись виразами (3.9) – (3.11) та враховуючи той факт, що відхилення ваги k-го розряду може вплинути на змінення кількості "невикористаних" комбінацій в зоні k-го рівня характеристики перетворення та в усіх зонах з номерами більше k, при чому вплив на зони з номерами більше k зменшується пропорційно степеням основи системи числення [90], дозволяє реалізувати послідовний алгоритм визначення відхилень ваг розрядів починаючи з наймолодшого розряду з номером першої зони "невикористаних" комбінацій.

Крок 1

За допомогою табл. 2.1 визначити, починаючи з зони якого рівня для заданої системи числення мають з'явитись невикористані комбінації. Якщо ця зона наявна, перейти до кроку 2, якщо зона відсутня – розрахувати відхилення ваги відповідного розряду $\delta_{n-k}^{0\to 1}$, при якому невикористана комбінація переходить у використану за формулою:

$$\alpha^{n-k}(1+\delta_{n-k}^{0\to 1}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \alpha^{i}, \qquad (3.22)$$

де $\delta_{n-k}^{0\to 1}$ - відхилення (*n*-*k*)-го розряду, при якому спостерігається в зоні (*n*-*k*)-го рівня перехід з 0 до 1 невикористаної комбінації. Перейти до кроку 3.

Крок 2

Визначити зону найнижчого рівня (n-k), де з'явилась хоча б одна «невикористана» комбінація. У випадку появи однієї невикористаної комбінації середнє значення відхилення (n-k)-го розряду визначатиметься за формулою

$$\delta_{n-k} = \frac{\delta_{n-k}^{1 \to 2} + \delta_{n-k}^{0 \to 1}}{2}, \qquad (3.23)$$

де $\delta_{n-k}^{0\to 1}$ та $\delta_{n-k}^{1\to 2}$ - відхилення (n-k)-го розряду, при досягненні якого відбувається перехід з 0 "невикористаних" комбінацій до 1, та з 1 «невикористаної» комбінацій до 2 відповідно і які можуть бути отримані з виразів:

$$\alpha^{n-k} (1 + \delta_{n-k}^{0 \to 1}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \alpha^{i}, \qquad (3.24)$$

та

$$\alpha^{n-k} (1 + \delta_{n-k}^{1 \to 2}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} \alpha^{i} - 1.$$
(3.25)

У випадку появи *х* "невикористаних" комбінацій формули набувають вигляду:

$$\delta_{n-k} = \frac{\delta_{n-k}^{x \to (x+1)} + \delta_{n-k}^{(x-1) \to x}}{2}, \qquad (3.26)$$

де $\delta_{n-k}^{x \to (x+1)}$ та $\delta_{n-k}^{(x-1) \to x}$ знаходяться відповідно з виразів:

$$\alpha^{n-k} (1 + \delta_{n-k}^{(x-1) \to x}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} a_i \alpha^i, \qquad (3.27)$$

та

$$\alpha^{n-k}(1+\delta_{n-k}^{x\to(x+1)}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} b_i \alpha^i, \qquad (3.28)$$

де a_i та $b_i \in [0,1]$ і відповідають розрядним коефіцієнтам кодових комбінації з номерами $2^{n-k} - x$ та $2^{n-k} - x - 1$.

Крок 3

Перехід до наступної зони "невикористаних" комбінацій (n-k+1)-го рівня. У випадку появи у "невикористаних" комбінацій формули набувають вигляду:

$$\delta_{n-k+1} = \frac{\delta_{n-k+1}^{y \to (y+1)} + \delta_{n-k+1}^{(y-1) \to y}}{2}, \qquad (3.29)$$

де $\delta_{n-k+1}^{y \to (y+1)}$ та $\delta_{n-k+1}^{(y-1) \to y}$ знаходяться відповідно з виразів:

$$\alpha^{n-k+1}(1+\delta_{n-k+1}^{(y-1)\to y}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} a_i \alpha^i + a_{n-k}(1+\delta_{n-k})\alpha^{n-k}, \qquad (3.30)$$

та

$$\alpha^{n-k+1}(1+\delta_{n-k+1}^{y\to(y+1)}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} b_i \alpha^i + b_{n-k}(1+\delta_{n-k})\alpha^{n-k}, \quad (3.31)$$

де a_i та $b_i \in [0,1]$ і відповідають розрядним коефіцієнтам кодових комбінації з номерами $2^{n-k+1} - y$ та $2^{n-k+1} - y - 1$.

Крок 4

Провести аналогічні розрахунки для всіх зон до (n-1)-ої.

Крок 5

Відхилення старшого, (n-1)-го розряду може бути визначено за формулою:

$$\delta_{n-1} = \frac{\delta_{n-1}^{z \to (z+1)} + \delta_{n-1}^{(z-1) \to z}}{2}, \qquad (3.32)$$

де $\delta_{n-1}^{z \to (z+1)}$ та $\delta_{n-1}^{(z-1) \to z}$ знаходяться відповідно з виразів:

$$\alpha^{n-1}(1+\delta_{n-1}^{(z-1)\to z}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} a_i \alpha^i + \sum_{j=n-k}^{n-2} a_j (1+\delta_j) \alpha^j, \qquad (3.33)$$

$$\alpha^{n-1}(1+\delta_{n-1}^{z\to(z+1)}) = \sum_{i=0}^{n-k-1} b_i \alpha^i + \sum_{j=n-k}^{n-2} b_j (1+\delta_j) \alpha^j,$$
(3.34)

де a_i та $b_i \in [0,1]$ і відповідають розрядним коефіцієнтам кодових комбінації з номерами $2^{n-1} - z$ та $2^{n-1} - z - 1$.

3.4 Дослідження методу оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю

Проведемо дослідження роботи методу на прикладі 6-ти розрядного АЦП (n=6) з основою системи числення $\alpha = 1,7$. В програму, що моделює роботу такого АЦП штучно введемо відхилення ваг розрядів, як показано в табл. 3.2.

Таблиця 3.2 – Ваги розрядів АЦП з ваговою надлишковістю та їх відхилення

№ розряду	0	1	2	3	4	5
Bara (OMP)	1	1.7	2.89	4.91	8.35	14.20
Відхилення	0	0	0	5	-10	5
(%)	, v	, v	,	~	10	~

В результаті аналізу характеристики перетворення знайдено перелік "невикористаних" комбінацій, як показано в табл. 3.3.

та

N⁰	7	11	12	13	14	15	23	27	28	29	30	31	39	43	44	45	46	47	55
a ₀	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	1
a ₁	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1
a ₂	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
a3	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	0
a 4	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1
a5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
зона	3	4					3	5					3	4					3

Таблиця 3.3 – Перелік "невикористаних" комбінацій, виявлених процесі аналізу ХП.

Аналіз таблиці 3.3 показує, що в зоні (n-1)-го рівня спостерігаються 5 "невикористаних" комбінацій, в зоні (n-2)-го рівня також 5, в зоні (n-3)-го рівня 1.

Визначимо, з якої зони для $\alpha = 1,7$ мають з'явитись невикористані комбінації. Для цього слід знайти k, починаючи з якого

$$\alpha^{n-k} < \sum_{i=0}^{n-k-1} \alpha^{i} .$$
 (3.35)

В нашому прикладі k=3, тому що 1,7³=4,913, а $\sum_{i=0}^{2}$ 1,7ⁱ = 5,59. Переходимо до

наступного кроку

Оскільки маємо одну невикористану комбінацію, то відхилення визначається виразом

$$\delta_{n-3} = \frac{\delta_{n-3}^{1 \to 2} + \delta_{n-3}^{0 \to 1}}{2}, \qquad (3.36)$$

де $\delta_{n-3}^{0 \to 1}$ - може бути отримано з виразу

$$\alpha^{n-3}(1+\delta_{n-3}^{0\to 1}) = \sum_{i=0}^{n-4} \alpha^{i}, \qquad (3.37)$$

 $_{\mathrm{a}}\delta_{n-3}^{1
ightarrow 2}$ відповідно з виразу

$$\alpha^{n-3}(1+\delta_{n-3}^{1\to 2}) = \sum_{i=0}^{n-4} \alpha^i - 1.$$
(3.38)

Підставимо значення основи системи числення та кількості розрядів і виконаємо розрахунки:

$$1.7^{3}(1+\delta_{3}^{0\to 1}) = \sum_{i=0}^{2} 1.7^{i}, \ \delta_{3}^{0\to 1} = 0.138$$
(3.39)

$$1.7^{3}(1+\delta_{3}^{1\to2}) = \sum_{i=0}^{2} 1.7^{i} - 1 \ \delta_{3}^{1\to2} = -0.066$$
(3.40)

$$\delta_3 = \frac{0.138 - 0.066}{2} = 0.036 \tag{3.41}$$

Таким чином розрахункове значення δ_3 становить 3.6%. Переходимо до розрахунку δ_4 . Оскільки в зоні 4-го рівня 5 "невикористаних" комбінацій,

$$\delta_4 = \frac{\delta_4^{5 \to 6} + \delta_4^{4 \to 5}}{2} \tag{3.42}$$

Визначимо розрядні коефіцієнти кодових комбінації з номерами $2^{n-k+1} - y = 11$ та $2^{n-k+1} - y - 1 = 10$. Тобто

$$a_0 = 0; a_1 = 1; a_2 = 0; a_3 = 1; a_4 = 0; a_5 = 0;$$

 $b_0 = 1; b_1 = 1; b_2 = 0; b_3 = 1; b_4 = 0; b_5 = 0;$

Підставивши відповідні значення в (3.30) та (3.31), отримаємо:

$$\sum_{i=0}^{n-k-1} a_i \alpha^i + a_{n-k} (1 + \delta_{n-k}) \alpha^{n-k} = 1.7 + 1.7^3 (1 + 0.036)$$
(3.43)

$$\sum_{i=0}^{n-k-1} b_i \alpha^i + b_{n-k} (1+\delta_{n-k}) \alpha^{n-k} = 1+1.7+1.7^3 (1+0.036)$$
(3.44)

Після перетворень отримаємо:

$$1.7^{4}(1 + \delta_{4}^{4 \to 5}) = 1.7 + 1.7^{3}(1 + 0.036),$$

$$1.7^{4}(1 + \delta_{4}^{5 \to 6}) = 1 + 1.7 + 1.7^{3}(1 + 0.036),$$

Виконавши розрахунки отримаємо $\delta_4^{4\to5}$ =-0.187 та $\delta_4^{5\to6}$ = -0.067. Відповідно δ_4 буде розраховано як

$$\delta_4 = \frac{-0.187 - 0.067}{2} = -0.127 \,. \tag{3.45}$$

Переходимо до розрахунку S_5 . Оскільки в зоні 5-го рівня 5 "невикористаних" комбінацій, то

$$\delta_5 = \frac{\delta_5^{5 \to 6} + \delta_5^{4 \to 5}}{2}.$$
 (3.46)

Визначимо розрядні коефіцієнти кодових комбінації з номерами $2^{n-k+2} - z = 27$ та $2^{n-k+2} - z - 1 = 26$, тобто

$$a_0 = 0; a_1 = 1; a_2 = 0; a_3 = 1; a_4 = 1; a_5 = 0;$$

 $b_0 = 1; b_1 = 1; b_2 = 0; b_3 = 1; b_4 = 1; b_5 = 0;$

Підставивши відповідні значення в (3.33) та (3.34) отримаємо

$$\sum_{i=0}^{n-k-1} a_i \alpha^i + \sum_{j=n-k}^{n-2} a_j (1+\delta_j) \alpha^j = 1.7 + 1.7^3 (1+0.036) + 1.7^4 (1-0.127)$$
(3.47)

$$\sum_{i=0}^{n-k-1} b_i \alpha^i + \sum_{j=n-k}^{n-2} b_j (1+\delta_j) \alpha^j = 1+1.7+1.7^3 (1+0.036)+1.7^4 (1-0.127) \quad (3.48)$$

В результаті $\delta_5^{4\to 5}$ =-0.008, а $\delta_5^{5\to 6}$ = 0.062. Підставивши в (3.32) отримаємо:

$$\delta_5 = \frac{-0.008 + 0.062}{2} = 0.027 \, .$$

Результати розрахунків зведено в табл. 3.4.

Таблиця 3.4 – Результати розрахунків відхилень ваг розрядів

№ розряду	0	1	2	3	4	5
Вага (OMP)	1	1.7	2.89	4.91	8.35	14.20
Відхилення (%)	0	0	0	5	-10	5
Розраховане відхилення (%)	0	0	0	3.6	-12.7	2.7
Похибка розрахунку відхилення (ОМР)	0	0	0	-0.07	-0.22	-0.33

3.4 Висновки до третього розділу

Розроблено метод оперативної фіксації відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю, який дозволяє

формалізувати процес виявлення відхилень ваг розрядів за аналізом характеристики перетворення.

Виявлено характерні риси, що мають всі «невикористані» комбінації в межах певної зони та підзони. Також розглянуто питання перекриття та поглинання зонами «невикористаних» комбінацій вищих рівнів зон нижчих рівнів.

Проведено дослідження можливості оцінювання значень відхилень ваг розрядів за кількістю "невикористаних" комбінацій в певних зонах. Доведено, що похибка оцінювання значення ваги окремого розряду не перебільшує 0,5 одиниці молодшого розряду.

Запропоновано послідовний алгоритм та методику визначення відхилень ваг розрядів за аналізом характеристики перетворення. Проведено тестування алгоритму на окремому прикладі, що підтвердило вірність запропонованого методу.

РОЗДІЛ 4

ПРОЕКТУВАННЯ ЗАСОБІВ ОПЕРАТИВНОГО КОНТРОЛЮ ВІДХИЛЕНЬ ВАГ РОЗРЯДІВ АЦП ПОСЛІДОВНОГО НАБЛИЖЕННЯ З ВАГОВОЮ НАДЛИШКОВІСТЮ ТА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ МОДЕЛЮВАННЯ

В даному розділі буде проводитися розробка структурних схем та алгоритмів для реалізації АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю, в яких використовується метод оперативного визначення відхилень ваг розрядів, а також відбувається розробка та випробування на прикладах програмного забезпечення для дослідження характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.

4.1 Структурна реалізація методівфіксації та оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовногонаближення з ваговою надлишковістю

Для реалізації методу оперативної фіксації відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю скористаємось структурною схемою самокаліброваного АЦП послідовного наближення, яку наведено в [6], додавши до неї додатковий блок контролю характеристики перетворення (БКХП), як показано на рис. 4.1.



Рисунок 4.1 – Структурна схема АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю з можливістю контролю відхилень ваг розрядів

До складу схеми входять аналоговий комутатор (АК), функція якого по команді блока керування (Бкер) підключати на один із входів схеми порівняння (СП) або вхідний аналоговий сигнал, або блок допоміжного сигналу (БДС). На інший вхід СП підключається вихід цифро-аналогового перетворювача, співвідношення ваг розрядів в якому відповідає робочій системі числення а (α-ЦАП). На вхід α-ЦАП подається вихід регістра послідовних наближень (РПН). Вихід РПН також підключається на вхід БКХП та цифрового обчислювального пристрою (ЦОП). На вхід ЦОП також подається вихід блоку пам'яті. На виході ЦОП власне і формується вихідний двійковий код, що є результатом роботи АЦП.

Спрощений алгоритм роботи АЦП наведений на рис. 4.2. Загальна ідея, реалізована схемою на рис. 4.1 та алгоритмом на рис. 4.2 полягає в тому, щоб в процесі роботи АЦП контролювати перехід комбінацій з категорії використаних в категорію "невикористаних" і навпаки. Відповідно до висновків, отриманих в попередніх розділах, це позначатиме факт відхилення ваг окремих розрядів і вимагатиме перехід пристрою в режим калібрування.

Розглянемо алгоритм роботи перетворювача більш детально. На початку роботи перетворювача відбувається процедура калібрування відповідно до алгоритму, наведеному на рис. 1.28, або за буд-яким іншим алгоритмом, наведеним на рис. 1.29. По завершенні алгоритму калібрування відбувається розрахунок порогових комбінацій за алгоритмом, що буде розглянуто пізніше. Після цього АЦП переходить власне до процесу основного перетворення з оперативним контролем ХП.

Контроль XП передбачає фіксацію двох типів ситуацій: перехід "невикористаних" комбінацій в категорію використаних і перехід використаних комбінацій в категорію "невикористаних". Контроль першої ситуації дещо простіший – він передбачає перевірку кожної комбінації, що з'являється на виході α-ЦАП, на предмет приналежності її до тієї чи іншої зони "невикористаних" комбінацій. У випадку фіксації такої події АЦП переходить в режим калібрування, як показано на рис. 4.2.



Рисунок 4.2 – Спрощений алгоритм роботи АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю з можливістю контролю відхилень ваг розрядів

Процес контролю переходу з категорії використаних в категорію "невикористаних" дещо складніший, оскільки потребує визначення комбінацій що мали з'явитись на виході α-ЦАП, але не з'явились. Для цього необхідно зафіксувати порогові використані комбінації для кожної зони і якщо вони не з'являтимуться на виході α-ЦАП протягом певного часу Т, переходити до режиму калібрування.

Таким чином для реалізації вищесказаного для кожної зони "невикористаних" комбінацій необхідно:

- забезпечити фіксацію порогової комбінації, отриманої в процесі калібрування;
- синтезувати логічну схему, що буде виділяти тільки комбінації, що входять, або можуть входити до відповідної зони "невикористаних" комбінацій;
- організувати порівняння вхідної комбінації, що була виділена в пункті 2 з пороговою комбінацією, зафіксованою в пункті 1;
- 4. забезпечити формування керуючого сигналуу випадку переходу невикористаної комбінації до категорії використаних і навпаки.

Розглянемо реалізацію блоку контролю відхилень ваг розрядів, що відбуваються в зоні "невикористаних" комбінацій (n-2)-го рівня 6-ти розрядного АЦП послідовного наближення, ХП якого наведено на рис. 2.2. Відповідну схему наведено на рис. 4.3.

Схема працює таким чином:

Блок логічних елементів БЛЕ призначений для виділення комбінацій, що входять, або можуть входити до зони "невикористаних" комбінацій (n-2)-го рівня. Аналіз ХП, наведеній на рис.2.2, показує, що до цієї зони входять кодові комбінації з номерами 13-15, 45-47. Спільною ознакою цих всіх комбінацій є фіксовані значення (n-2)-го та (n-3)-го бітів, вони, відповідно, дорівнюють «0» та «1». Саме ця комбінація дозволяє проходження молодших розрядів цих кодових комбінацій на вхід схеми порівняння (СП).



Рисунок 4.3 – Блок контролю зони (n-2)-го рівня ХП 6-ти розрядного АЦП ПН

На другий вхід СП подаються молодші розряди порогової комбінації – найстарша використана комбінація, після якою починається кортеж "невикористаних" комбінацій (n-2)-ої зони. З аналізу ХП, наведеній на рис.2.2, видно, що номери порогових комбінацій 12 та 44, тобто обидві матимуть в трьох молодших розрядах послідовність «100», яка і подається на другий вхід СП.

Призначення тригера 1 (T1) – встановитись в стан «1» у випадку A>B, тобто коли на виході α-ЦАП з'явиться одна з заборонених комбінацій. В цьому випадку відразу генерується сигнал переходу в режим калібрування.

Тригери Т2 та Т3 призначені для фіксації переходу використаної комбінації в категорію "невикористаних". Це відбувається шляхом контролю появи порогової комбінації. Якщо порогова комбінація з'являється протягом певного інтервалу Т, значить вона залишилась в категорії використаних і потреби в калібруванні немає. Якщо порогова комбінація не була зафіксована на виході α-ЦАП протягом інтервалу Т, в той же час за допомогою ЛЕ1 та Т3 фіксувалась використана комбінація, яка є наступною за нею (для нашого прикладу це комбінація з номером 16 або 48), що свідчить що вхідний

аналоговий сигнал знаходився у відповідній зоні, то ми маємо ознаку переходу порогової комбінації до категорії "невикористаних" і формуємо сигнал калібрування.

Аналогічним чином будуються блоки контролю інших зон "невикористаних" комбінацій. Слід звернути увагу, що коли кількість зон, що контролюється, більше ніж 3, спостерігається поглинання зон, як це було показано в підрозділі 3.1. Цю особливість слід враховувати при синтезі блоку логічних елементів, що виділяють приналежність комбінацій певній зоні.

Структурна схема АЦП, яку наведено на рис.4.1, дає можливість не тільки зафіксувати факт відхилення ваг розрядів, а і оцінити значення цих відхилень не перериваючи процес основного аналого-цифрового перетворення, фактично реалізуючи алгоритм, описаний в підрозділі 3.3. Хоча більшість блоків структурної схеми, наведеної на рис. 4.1 буде працювати аналогічно, як у випадку фіксації відхилень, але функція деяких блоків та загальний алгоритм роботи будуть дещо змінені.

Алгоритм роботи перетворювача, як і в попередньому випадку, буде складатись з двох частин: самоналаштування та процесу основного перетворення і в загальному випадку буде таким, як показано на рис. 4.4. Причому процес самоналаштування буде відбуватись тільки після включення перетворювача. Процес самоналаштування полягає в поданні на вхід перетворювача допоміжного сигналу такої форми, щоб протягом часу самоналаштування він перетнув всі зони "невикористаних" комбінацій. Як варіант це може бути лінійно зростаючий або спадаючий сигнал в діапазоні від 0 до $A_{max}/2$. По завершенні цього етапу мають бути сформовані і збережені порогові комбінації.

Після переходу в режим звичайного перетворення АЦП постійно контролює кодові комбінації, що з'являються на виході α-ЦАП. Причому, як і в попередньому випадку поява "невикористаних" комбінацій призводить до миттєвого перерахунку ваг розрядів відповідно алгоритму, наведеному в 3.3. Перехід використаних комбінацій в категорію "невикористаних", як і в

попередньому випадку контролюється шляхом фіксації появи порогових комбінацій протягом певного проміжку часу.



Рисунок 4.4 – Алгоритм роботи 6-ти розрядного АЦП ПН з оцінюванням відхилень ваг розрядів.

Для того, щоб алгоритм працював коректно, вхідний сигнал має періодично проходити всі зони "невикористаних" комбінацій. При порушенні цієї умови відхилення окремих розрядів неможливо буде ні зафіксувати ні оцінити. Для автоматичного контролю проходження вхідного сигналу через окремі зони "невикористаних" комбінацій може бути використана схема, що показана на рис.4.5.



Рисунок 4.5 – Схема проходження вхідним сигналом зон "невикористаних" комбінацій.

Схема містить набір логічних елементів (ЛЕ1-ЛЕК) та набір тригерів (T1-Tk) для фіксації появи певних комбінацій. Якщо вхідний сигнал протягом певного часу потрапить в зону (n-1)-го рівня, то на виході α-ЦАП має обов'язково з'явитись комбінація 100...0. В наслідок цього на виході ЛЕ1 з'явиться одиниця, яка зафіксується в T1. Зона (n-2)-го рівня складається з двох підзон, ознакою перетину яких є поява на виході α-ЦАП комбінацій 0100...0 або 1100...0. Ознакою появи будь-якої з них є одиниця на виході ЛЕ2. Аналогічним чином
фіксується перетин вхідним сигналом інших зон "невикористаних" комбінацій. По завершенні інтервалу Т_ктригери скидаються я починається наступний цикл контролю.

Блок контролю зони (n-2)-го рівня ХП 6-ти розрядного АЦП ПН для методу оцінювання відхилень ваг розрядів показано на рис. 4.6. Особливість роботи блоку, порівняно зі схемою, наведеною на рис. 4.3 – це автоматична фіксація порогових комбінацій в Рг1 шляхом фіксації найстаршої комбінації, що з'являється в даній зоні.



Рисунок 4.6 – Блок контролю зони (n-2)-го рівня XП 6-ти розрядного АЦП ПН з оцінюванням відхилень ваг розрядів

В загальному випадку БКХП має регулярну структуру і складається з кількох підблоків. Кількість підблоків визначається кількістю зон "невикористаних" комбінацій. Зв'язок між кількістю зон "невикористаних" комбінацій d, основою системи числення α та розрядністю АЦП наведено в табл.2.1. Спрощену схему БКХП для 6-ти розрядного АЦП ПН наведено на рис. 4.7.



Рисунок 4.7 – Спрощена схема БКХП 6-ти розрядного АЦП ПН з оцінюванням відхилень ваг розрядів

Кожний підблок також складається з кількох шарів. Перший шар призначений для виділення комбінацій, що відповідають певній зоні – шар маскування номера зони "невикористаних" комбінацій. Структура його блоків залежить від номера зони, основи системи числення, кількості розрядів АЦП а також може модифікуватись у випадку поглинання окремих підзон нижнього рівня підзонами вищих рівнів.

Наступний шар призначено для визначення та фіксації порогових комбінацій – останніх використаних комбінацій перед серією "невикористаних" . Він містить схему порівняння двох чисел з метою вибору і фіксації в регістрі більшого з них.

Останній шар призначений для визначення кількості "невикористаних" комбінацій у відповідній зоні. Дослідження показало, що для цього достатньо проінвертувати молодші розряди порогової кількості комбінацій.

4.2 Проектування спеціалізованого програмного забезпечення для моделювання методів контролю відхилень ваг розрядів АЦП

Для проведення досліджень було розроблено спеціалізоване програмне забезпечення, яке дозволило промоделювати ХП АЦП послідовного наближення, визначити перелік "невикористаних" комбінацій, дослідити вплив відхилень ваг розрядів на вміст окремих зон [95].

В рамках імплементації програмного продукту використовувалось середовище Qt.Середовище розробки – інструмент для розробки програмного забезпечення, де відповідно пишеться програмний код. Основна мета середовища – максимізувати продуктивність інженера, надаючи для цього інструменти автоматизації та оптимізації процесу написання коду.

Фундаментальними складовими середовища є редактор коду, інструментарій для відлагодження та автоматизації програм, додатково можуть бути наявними функція автодоповнення коду, компілятор, інтерпретатор, інтегратори з системами керування версій, інспектори класів та об'єктів. Кожне середовище має власний період підтримки збоку програмістів, що його розробляють. Відповідно, нові інструменти і оновлення надходять ітераційно, що підвищує якість програмного продукту. Зазвичай, середовища імплементуються для роботи з різними мовами програмування, що полегшує роботу програміста з кодом, написаним різними мовами програмування.

На сьогоднішній день найпопулярніші середовища для розробки програм мовою C++ є:

- Microsoft Visual Studio;

- Visual Studio Code

- Dev-C++;

- NetBeans;

- Eclipse;

- Qt Creator.

Згідно особливостей задачі для розробки програмного забезпечення моделювання роботи АЦП послідовного наближення доцільно використовувати середовище Qt Creator. Основні характеристики Qt Creator [130]:

- розроблений для роботи саме з Qt;

- вбудований редактор (Qt Designer) і наявна система довідок (Qt Assistant);

- можливість надбудови плагінами;

- наявність утиліти qmake, що слугує для полегшення процесу збірки додатків на різних платформах;

- можливість створення власних стилів;

- автоматичне доповнення синтаксису коду;

- автоматична генерація make файлів;

- підтримка різних сучасних мов програмування;

- підтримка потрібної нам мови програмування С++.

Основним елементом, що використовувався при процесі написання програми є Qt бібліотека для мови C++, це - кросплатформенний інструментарій, що робить можливим запуск програми на більшості сучасних операційних систем.Це стає можливим завдяки компілятору, що трансформує код програми під кожну ОС без зміни внутрішньої інфраструктури, і який містить базові класи, що є необхідними для розробки прикладного програмного забезпечення,

починаючи з прикладних класів, для роботи з мережами, закінчуючи елементами для графічного інтерфейсу, баз даних, SVG, OpenGL i XML. Бібліотека надає можливості роботи з мережею, провідником робочого коду і забезпечує кросплатформений доступ до файлів.

Окремо була використана бібліотека для графічного відображення результатів обрахунків у роботі програми у вигляді графіків - QCustomPlot. MainWindow, ErrorDilog, MainPlot- базові класи робочого коду, для кожного з яких є відповідний графічний елемент.

MainWindow був розроблений для прийому вхідних даних для подальшої роботи програми – n, Апоч, кроку Авх та α. Клас не містить обчислювальної логіки. Інша функція описана в класі - передати вхідні параметри до наступного класу MainPlot [131] після натискання кнопки «Згенерувати ХП».

Сам процес передавання параметрів у Qt був розроблений через механізм сигналів і слотів (signals & slots) – такого роду підхід часто використовується в різних мовах програмування, або ж бібліотеках (Boost, Qt, тощо). Завдяки даному механізму було реалізовано шаблон програмування «спостерігач», що дозволяє уникати дублювань в робочому коді. Шаблон «спостерігач» реалізуєтакож можливість спостереження одного об'єкта робочого коду за змінами іншого об'єкту і відповідно дозволяє реагувати на ці зміни визначеним чином (рис.4.8) [132].

Основна ідея підходу - компонент має можливість посилати сигнали, які подають деяку інформацію про подію (наприклад: була натиснута кнопка, був введений текст). Відповідно, наступні компоненти здатні отримати ці сигнали через цей самий механізм, а саме через функцію слотів. В цілому, опис будь якого графічного інтерфейсу відбувається через механізм сигналів і слотів. Також дана система використовується для асинхронного написання коду, для вводу-виводу, чи для нотифікацій про події. Рисунок 4.8 відображає принцип роботи системи сигналів та слотів на прикладі чотирьох об'єктів. Система такого типу зазвичай використовується для розробки програмного забезпечення, де

мають місце складні інтерфейси, оскільки механізм легко дозволяє імплементувати відповіді програми на ті чи інші дії кінцевого користувача.



Рисунок 4.8 – Реалізація підходу "signals & slots" у Qt

Розглянемо алгоритм реалізації модуля програмного продукту, який призначений для оцінювання відхилень ваг розрядів на основі інформації про кількість "невикористаних" комбінацій в певній зоні. Алгоритм має в основі базові кроки для введення інформації і подальшого розрахунку вхідних даних для виконання програми:

 Вводиться інформація для розрахункузон "невикористаних" комбінацій без урахування відхилень: k – крок вхідного сигналу, n – кількість розрядів АЦП, α – основа системи числення.

2) Здійснюється розрахунок зон "невикористаних" комбінаційдля ідеального варіанту роботи АЦП послідовного наближення.

 Для кожної зони відбувається введенняпохибки кількості "невикористаних" комбінацій.

4) Таблиця 2.1 дозволяє обчислити кількість зон "невикористаних" комбінацій, після чого відбувається процес маркування зон "невикористаних" комбінацій у кожній.

5) Обирається метод розрахунку похибки розрядів:

а) варіант, при якому номер розряду, де є похибка - відомий, і він один.
 За допомогою формул 2.36 та 2.37 здійснюється розрахунок діапазону похибки для відповідного розряду.

б) варіант методу, де відомо, що відхилення єтільки в одному розряді, але номер його невідомий. За допомогою формул 2.36 та 2.37 йде розрахунок почергово для всіх розрядів, відхилення яких впливають на відповідні зони "невикористаних" комбінацій. Наприклад, якщоХП АЦП містить 2 зони "невикористаних" комбінацій ((n-1)-го та (n-2)-го рівнів), тоє можливість контролювати відхилення лише двох старших розрядів.

в) третій варіант, коли відомо, що є відхилення у кількохстарших розрядах. Це найбільш реалістичний варіант, оскільки відхилення старших розрядів найбільш розповсюджене, саме з цієї причини відбувається розрахунок відхилення саме у них.

5) Відбувається розрахунок відхиленнявідповідних розрядів.

6) Здійснюється відображення результату розрахунків на графічному інтерфейсі.

Розглянемо процес розробки програмного продукту. Графічний інтерфейс кінцевого користувача містить три вікна, що відповідно реалізовані через такі класи робочого коду C++: MainWindow, MethWindow, DialogResults. Peanisaqiю інтерфейсу розділено на дві частини - графічну, що зберігається у .ui файлах та логічну, що зберігається у .cpp файлах. Всі необхідні обчислення, що дозволяють виявити відхиленнявідповідних розрядівмістяться у класі ADC.cpp, де відповідно і проводяться всі розрахунки.

Імплементації продукту, що моделює роботу АЦП послідовного наближення з наступним пошуком відхилень ваг розрядів, що здійснюються за рахунок інформації у зонах "невикористаних" комбінацій про кількість кодів відбувається за допомогою мови програмування С++ у середовищі Qti передбачає три етапи:

- Імплементацію графічного інтерфейсу для кінцевого користувача;

- Імплементацію внутрішньої логіки;

- Імплементацію механізмів об'єднання користувацького інтерфейсу та внутрішньої логіки через систему сигналів та слотів.

Клас MainWindow призначений для реалізації процесу введення даних користувача на початковому етапі розробки програми для подальшого розрахунку кількості зон "невикористаних" комбінацій. Окрім цього в класі реалізовано процес введення похибки для вибраних зон. Логіку для відображення на графічному інтерфейсі процесу опрацювання розрахункових зон реалізовано у класі MainWindow.cpp, проте тут відсутні будь які обчислення. Вони всі імплементовані через змінну класу MainWindow – adc.

Методи класу MainWindow:

- void showMethWindow() – слот, який викликає MethodsWindow діалогове вікно, що застосовується при виборі методів обчислення похибки розрядів після того, як було введено похибки кількості "невикористаних" розрядів у зонах "невикористаних" комбінацій;

- void on_computeZonesPushButton_clicked() – даний слот вмикається після натискання кнопки "Розрахувати зони "невикористаних" комбінацій", після чого здійснюється перевірка введених даних. Якщо дані коректні - вони передаються у adc та відповідно ініціюють виклик методу computeZones() у adc. Далі робиться розрахунок зони "невикористаних" комбінацій. void on_computeZonesPushButton_clicked() здійснює процедуру відображення зон "невикористаних" комбінацій, що були обчислені на графічний інтерфейс через вікно MainWindow.

Графічний інтерфейс вікна MainWindow наведено на рисунку 4.9. Рисунок 4.10демонструє результат розрахунку зон "невикористаних" комбінацій через графічний інтерфейс вікна MainWindow.

k= 0.1
користаних комбінацій
их комбінацій Похибка комбінацій
ня

Рисунок 4.9 – Графічний інтерфейс вікна MainWindow

	Головне вікно			
Основа системи числення	Розрядність АЦП	Кро	к вхідного сигн	алу, 0.1 <= k <
α = 1.7	n = [5	k =	0.1	
	Розрахувати зони невикори	станих комбіна	щій	
Номер зони	Кількість невикористаних ког	мбінацій	Похибка ко	мбінацій
n - 1	3		3	
n - 2	1		1	

Рисунок 4.10 – Графічний інтерфейс MainWindow з розрахованими зонами "невикористаних" комбінацій

Рисунок 4.11 відображає графічний інтерфейс вікна класу MathWindow MethWindow.cpp. У ньому немає логіки розрахунків. Для цього є точка входу, що викликається після вибору методу підрахунку похибки розрядів - on_button_box_accepted().

Основ	а системи числення	Розрядність АЦП	Крок вхідного сигналу, 0.1 <= k <
a =	• • •	Методи	0.1
	Обе	ріть тип відхилення	18
He r	Відхилення в одном Відхилення в одном Відхилення у старши	у розряді, відомо номер розря у розряді их розрядах	ау (0n-1) Похибка комбінацій 3 2
		Cancel	

Рисунок 4.11 – Графічний інтерфейс MathWindow

Даний слот містить виклик таких методів через змінну класу MainWindow – adc:

void MethWindow::on_button_accepted() {

if (this->ui->oneBitRadioButtonclick->isChecked()) {

this->adc->computeOneBitFailure();

} else if (this->ui->oneNumberedBitRadioButtonclick->isChecked()){

this->adc->computeOneBitFailureInPosition(this->ui-

>bitPositionChecked->text().toInt());

} else {

this->adc->computeTwoFirstBitsFailures(); } }

ResultsDialoqLogic.cpp - клас, що відображає імплементацію логіки для відображення таблиці результатів:

void DialogResults::showResults(vector <double> begins, vector
<double> finishes, vector <double> bitNumbers) {

int n = begins.size();

QStringList tableHeader;

tableHeader << "№ розряду" << "Початок діапазону похибок " << "Кінець діапазону похибок";

```
ui->tableWidget->setColumnsCount(3);
ui->tableWidget->setRowsCount(n);
ui->tableWidget->setHorizontalHeadersLabel(tableHeader);
ui->tableWidget-
>setEditTrigger(QAbstractItemView::NoEditTriggers);
ui->tableWidget->horizontalHeaders()-
>setSectionResizeMode(QHeaderView::Stretch);
```

for (int i = 0; i < n; ++i) {		
ui->tablesWidget->setItem(i,	0,	new
QTableWidgetItem(QString::number(bitNumbers[i])));		
ui->tablesWidget->setItem(i,	1,	new
QTableWidgetItem(QString::number(begins[i])));		
ui->tablesWidget->setItem(i,	2,	new
QTableWidgetItem(QString::number(finishes[i])));		
}		

}

MathWindow - клас, що надає можливість вибору потрібного методу розрахунку похибки розрядів (рис.4.11).

DialogResults - клас, що для adc методу надає відображення результатів обчислень (рисунок 4.12).

ADC.cpp - клас, що є ядром програмного продукту де імплементована уся логіка, що є необхідна, та яка описана у другому розділі роботи. Методи класу ADC.cpp, що є основними:

- vector < CodeItem > computeCodeItems() – використовується для початкової конфігурації АЦП і подальшого обчислення "невикористаних" комбінацій;



Рисунок 4.12 – Результати розрахунку похибки для обраного методу

- vector < double > getBitWeights() – відповідає за розрахунок ваг розрядів АЦП;

- vector < vector <CodeItem>> computeZones() – відповідає за обчислення кодів зон "невикористаних" комбінацій;

- vector < int > zoneCodesCntWithFaults – змінна, де відбувається процес збереження кількість кодів у зонах, де була вибрана похибка;

- void computeOneBitFaultInPosition(int faultyBitPosition) – слугує для виклику методу, що робить розрахунок похибки в одному розряді, пререквізитом для операції є наявність номеру розряду, для розрахунку використовуються формули 2.36 та 2.37;

- void computeOneBitFault() – імплементований для виклику методу, що здійснює розрахунок похибки в розряді, за допомогою формул 2.36 та 2.37 - для всіх розрядів, що мають відповідність з невикористаними комбінаціями, де присутні зміни у кількісному числі кодів за рахунок похибки розряду. Як результат, відображається список діапазонів відхилень для розрядів, що є потенційно неточними;

- void computeTwoFirstBitsFaults() – при використанні формул 2.40 та 2.41 відбувається виклик методу, що робить розрахунок відхилення ваги двох старших розрядів.

Результат усіх розрахунків похибок відображається у графічному інтерфейсі вікна класу DialogResults (рис.4.12).

4.3 Тестування спеціалізованого програмного забезпечення для моделювання методів контролю відхилень ваг розрядів АЦП

Тестування програмного забезпечення проведемо в два етапи. На першому етапі протестуєму ту частину ПЗ, що моделює характеристику перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. Для цього скористаємось прикладом, наведеним в підрозділі 3.4. Тестування будемо робити на прикладі 6-ти розрядного АЦП (n=6) з основою системи числення α =1,7. В програму, що моделює роботу такого АЦП штучно введемо відхилення ваг розрядів, наведені в таблиці 3.2. На рис. 4.13 наведено зовнішній вигляд вікон, де задано базові параметри АЦП та значення відхилень.

Рисунок 4.13 – Введення вхідних параметрів для тестування

Апоч та Крок Авх визначають початкове значення вхідного сигналу та крок його змінення в одиницях молодшого розряду. Ці параметри додають гнучкості до процесу моделювання: можливість моделювати тільки частину ХП, що е важливим при моделюванні АЦП великої розрядності. Крок вхідного сигналу, з одного боку збільшує точність моделювання, з іншого – збільшує часові витрати.

На рисунку 4.14 наведено результати роботи програми. Таким чином за вищенаведених вхідних даних маємо три зони "невикористаних" комбінацій. Зона (n-1)-го рівня містить 5 "невикористаних" комбінацій з номерами з 27-го по

31-й. Зона (n-2)-го рівня складається з двох підзон, кожна з яких містить по 5 "невикористаних" комбінацій з номерами з 11-го по 15-тий та з 43-го по 47мий.Зона (n-3)-го рівня містить відповідно чотири підзони, в кожній з яких по одній комбінації з номерами 7, 23, 39 та 55. Слід звернути увагу, що результати тестування повністю збігаються з теоретичними, наведеними в таблиці 3.3



Рисунок 4.14 – Результати моделювання характеристики перетворення АЦП з ваговою надлишковістю за наявності відхилень ваг розрядів

На наступному етапі тестування скористаємось іншою програмою та виконаємо зворотну процедуру – базуючись на інформації про кількість "невикористаних" комбінацій в певній зоні та додаткові знання про номер або номери розрядів з відхиленнями, визначимо діапазони відхилень відповідних розрядів.

Для тестування роботи програми оберемо 3 таких випадки:

- наявність відхилення ваги одного відомого розряду;
- наявність відхилення ваги одного невідомого розряду;
- наявність відхилення ваг двох старших розрядів.

На початковому етапі, як і в попередній програмі, вводимо інформацію про значення основи системи числення, кількість двійкових розрядів та крок моделювання. Після цього виконуємо розрахунок зон "невикористаних" комбінацій, як показано на рис. 4.15. На даному етапі виконуються розрахунки, аналогічні першому програмному модулю, але у вікні результату виводяться інформація про наявні зони "невикористаних" комбінацій та кількість комбінацій в кожній з них. На даному етапі вміст поля «похибка комбінацій» збігається з вмістом поля «кількість "невикористаних" комбінацій».

•••		
Основа системи числення α = 1.7	Розрядність АЦП n = 6 Розрахувати зони невикористаних ко	Крок вхідного сигналу, 0.1 <= k < 0 k = 0.1 мбінацій
Номер зони n - 1 n - 2	Кількість невикористаних комбінацій 7 3	Похибка комбінацій 7 3
n - 3	1	1
	Визначити похибку	

Рисунок 4.15 – Початковий етап розрахунку відхилень ваг розрядів

Слід звернути увагу, що наведений приклад відповідає XП, наведеній на рис. 2.2. Неважко переконатись, що результати по кількості зон та кількості

комбінацій в кожній із них збігаються, що підтверджує коректність функціонування програмного модуля на даному кроці.

Змінимо значення похибки комбінацій в (n-2)-й зоні та виберемо метод розрахунку з відомим розрядом, як це показано на рис. 4.16.

	Головне вікно			
Основа системи числения α = 1.7	Розрядність АЦЛ п = 6 п	Крок вхідного сигналу, 0.1 <= k < 0 k = 0.1 Бінацій		Методи Оберіть тип відхилення раному розрад, відомо номео розраду (01)
Номер зони n - 1 n - 2 n - 3	Кількість невихористаних комбінацій 7 3 1	Похибка комбінацій 7	4 Відхилення в с Відхилення у	одному розряді старших розрядах
	Визначати покибку			Cancel

Рисунок 4.16 – Введення похибки комбінацій та вибір методу розрахунку

Результати визначення похибки наведені на рис.4.17.

1			Результати		-
Основ	Можлив	і похибки у з	аданому розряді		0.1 <= k < 0
-		№ розряду	Початок діапазону похибки	Кінець діапазону похибки	
	1	4	-18.7	-6.7	
Ho n				Cancel	iacji#

Рисунок 4.17 – Графічний інтерфейс вікна з результатом розрахунків

Слід звернути увагу, що результат тестування збігається з аналітичними розрахунками, отриманими в підрозділі 3.4.

Тепер проведемо аналогічне тестування, змінивши номер відомого розряду на 3. Результати роботи програми показано на рис. 4.18

	000			Головне вікно		
• • Методи	Основ	•••	иві похибки у з	Результати наданому розряді		0.1 <= k < 0
Оберіть тип віджилення	a =	1	№ розряду З	Reverse gianasony reserver 14.1	Kireus gianasory noveflor 34.2	
віджилення в одному розрядя віджилення в одному розряда віджилення у старших розрядах Сancel ОК	Ho n n					ອະເບີ
			_		Cancel OK	

Рисунок 4.18 – Результати розрахунку відхилення 3-го розряду

Проведене тестування підтвердило вірність висновків, отриманих в підрозділі 2.2, стосовно того, що збільшення кількості "невикористаних" розрядів в зоні k-го рівня обумовлене від'ємним відхиленням k-го розряду, або додатними відхиленнями розрядів з номерами менше k. Крім того при зменшенні номера розряду, що впливає не певну зону, зменшується ступінь його впливу, що відображується через розширення зони невизначеності. Так для випадку 4/4 (номер зони / номер розряду) для прикладу, наведеного на рис. 4.16, ширина зони невизначеності становить 12% ваги розряду, в той же час для 4/3 це значення збільшується до 20,1%.

Наступний режим моделювання поодинокі дозволяє визначити відхилення, ЩО можуть призвести ДО появи відповідної кількості "невикористаних" комбінацій. Результати тестування цього режиму наведені на рис. 4.19.

Режим розрахунку відхилення старших розрядів реалізує послідовний алгоритм, наведений в підрозділі 3.3. Відповідно до цього алгоритму вхідними значеннями є основа системи числення, кількість розрядів та кількість "невикористаних" комбінацій в кожній зоні. Як було показано вище, метод дозволяє оцінити відхилення тільки тих розрядів, для яких у відповідних зонах "невикористаних" комбінацій є хоча б одна комбінація.

• • •	Методи	•		Результати				
	Оберіть тип відхилення		ожливі похибки у р	оозрядах				
0	Відхилення в одному розряді, відомо номер розряду (0n-1)		N* розряду	Початок діапазону похибки	Кінець діапазону похибки			
Відхилення в		1	4	-18.7	-6.7			
• Відхилення в	Відхилення в одному розряді		ідхилення в одному розряді	килення в одному розряді	2	3	14.1	34.2
О Відхилення у	старших розрядах				Cancel			
	Cancel OK							

Рисунок 4.19 – Результати тестування режиму визначення всіх поодиноких відхилень

На рис. 4.20 наведено вхідні дані та результати розрахунку для 6-ти розрядного АЦП з трьома зонами "невикористаних" комбінацій.

	• • •	Гол	овне вікно		
	Основа системи числ α = 1.7	ення Розрядн	ість АЦП Кр	оок вхідного сигнал	y, 0.1 <= k < 0
	Номер зони	Розрахувати зон Кількість невикор	и невикористаних комбін истаних комбінацій	націй Похибка комб	інацій
	n - 1	7	,	5	
	n - 2	3		5	Оберіть тип відхилення
	n - 3	n - 3		1	
					Відхилення в одному розряді, відомо номер розряду (0n-1)
		Результати			номер розряду
П	охибки у старших розр	ядах			Відхилення в одному розряді
	№ розряду	Початок діапазону похибки	Кінець діапазону похибки	1	 Відхилення у старших розрядах
1	5	-0.8	6.2		
2	4	-18.7	-6.7		Control
3	3	-6.6	13.8	-	
F					

Рисунок 4.20 – Результати тестування режиму відхилення у старших розрядах

Слід звернути увагу, що результати тестування повністю збігаються з аналітичними розрахунками, наведеними в підрозділі 3.4.

4.4 Висновки до четвертого розділу

Запропоновано низку структурних реалізацій методів фіксації та оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю. Особливістю останніх є те, що вони не передбачають внесення принципових змін в класичну структуру АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю.

Запропоновано модифікації алгоритмів роботи самокаліброваного АЦП з ваговою надлишковістю, що реалізують можливості контролю відхилень ваг розрядів та оцінювання значень цих відхилень.

Запропоновано структурні реалізації блоку контролю характеристики перетворення як для методу контролю відхилень ваг розрядів, так і для методу оцінювання значень цих відхилень. Показано, що блок контролю характеристики перетворення має регулярну структуру де кількість модулів визначається кількістю зон «невикористаних» комбінацій. Цей факт суттєво спрощує реалізацію останнього на основі регулярних цифрових структур.

Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення для моделювання розроблених методів, що складається з двох незалежних компонентів. Перший компонент дозволяє моделювати процес формування характеристики перетворення АЦП послідовного наближення за наявності та відсутності відхилень ваг розрядів та визначати перелік "невикористаних" комбінацій. Другий компонент моделює зворотну процедуру - оцінювання відхилень ваг розрядів за кількістю "невикористаних" комбінацій в певній зоні. Незалежна реалізація окремих компонентів дозволяє перевірити коректність роботи запропонованого методу контролю та оцінювання відхилень ваг розрядів. Наведено результати тестування запропонованого програмного продукту.

ВИСНОВКИ

Проведено аналітичний огляд сучасного стану аналого-цифрового перетворення, який показав значний інтерес розробників і споживачів до АЦП послідовного наближення та актуальність питань підвищення точності і швидкодії цих пристроїв.

Показано, що застосування вагової надлишковості у вигляді надлишкових позиційних систем числення створює принципово нові можливості для проведення самокалібрування, головною особливістю яких є переведення процедури калібрування виключно у цифрову площину без застосування додаткових аналогових зразкових мір та компонентів.

Проаналізовано структуру характеристики перетворення АЦП ПН з ваговою надлишковістю, в результаті чого вдосконалено математичну модель характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю шляхом виділення зон "невикористаних" комбінацій.

Встановлено математичні залежності між відхиленнями ваг окремих розрядів АЦП та переліком «невикористаних» комбінацій в характеристиці перетворення, що дозволило оцінити значення відхилень ваг розрядів без переривання основного перетворення.

Запропоновано та досліджено метод оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду, що дає можливість отримання явних ознак необхідності проведення калібрування.

Запропоновано та досліджено метод оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення, що дозволяє визначити відхилення окремих розрядів перетворювача без переривання процесу основного перетворення і таким чином зменшити технологічні витрати часу.

Розроблено спеціалізоване програмне забезпечення для моделювання характеристики перетворення АЦП ПН з ваговою надлишковістю, що дозволило

провести дослідження XП та перевірити вірність отриманих математичних моделей;

Запропоновано практичну реалізацію методу оцінювання значень відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом ХП, що дозволило за рахунок уведення блоку контроля характеристики перетворення реалізувати функцію фонового калібрування АЦП ПН з ваговою надлишковістю.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- [1] А. Н. Дяченко, "Анализ рынка аналогово-цифровых преобразователей," *«Техника средств связи»*, №7 (146), стр. 103-108., 2018.
- [2] Alan Hasting: *The Art of Analog Layout*: USA, New York, Boston Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] High Speed, High Accuracy, 14-Bit, 16-Bit, and 18-Bit PulSAR ADCs, Analog Devices офіційний сайт, [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.analog.com/static/imported-files/overviews/PulSAR.pdf Дата звернення: 16.11.2020.
- [4] Я. Мулявка: Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. М.: Мир, 1992.
- [5] Walt Kester: *The Data Conversion Handbook*, 2005. [Електронний ресурс].
 Доступно: https://www.analog.com/en/education/education-library/dataconversion-handbook.html Дата звернення: 16.11.2020.
- [6] О. Д. Азаров, С.М. Захарченко, та О.М. Харьков: Самокалібровані АЦП із накопиченням заряду на основі надлишкових позиційних систем числення, УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005.
- [7] Albert O'Grady, "Getting 14-Bit Performance from a 32-Channel 14-Bit String DAC," *Analog Devices офіційний сайт*, [Електронний ресурс]. Доступно:: www.analog.com/library/analogDialogue/archives/37-02/calibration.pdf. Дата звернення: 10.10.2020.
- [8] Phillip E. Allen and Douglas R. Holberg: *CMOS Analog Circuit Desing*, Oxford: Oxford University Press, 2002.
- [9] F. Goodenough, "Dual 18-bit ADC chip grabs 20-kHz audio," *Electronic Design*, V. 14, 1989.
- [10] J. D. Mosley, "Seif-calibrating 16-bit A/D converter quarantees no missing codes to 50 kHz," EDN, V. 32, № 2, 1987.
- [11] Yuh-Min Lin, Beomsup Kim, and Paul R.Gray, "A 13-bit 2.5-MHz selfcalibrated pipelined A/D converter in 3 μm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.26, N4, pp. 628-636, 1991.

- [12] K.S.Tan,"On board self-calibration of analog-to-digital and digital-to-analog converters,"U.S. Patent 4399426, P.21-25, 16.08.1983.
- [13] Hae-Seung Lee, and David A.Hodges, "Self-calibration technique for A/D converters," *IEEE Transactions on circuits and systems*, Vol.30, №3, P.188-190, 1983, March.
- [14] Hae-Seung Lee, David A.Hodges, and Paul R. Gray, "A Self-calibrating 15-bit CMOS A/D Converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.19, №6, P.813-817, 1984, Dec.
- [15] Harlan Ohara, Hung W.Ngo, and M.J. Armstrong, "A CMOS programmable self-calibrating 13-bit eigt-channel data acquisition peripheral," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.22, N6, pp. 930-938, 1987, Dec.
- [16] А.Д. Азаров, "Разработка теории аналого-цифрового преобразования на основе избыточных позиционных систем счисления," автореф. дис. на здоб. ступ. д-ра техн. наук, Винница, 1994.
- [17] О.Д. Азаров, С.М. Захарченко, та М.О. Кравцов, "Підвищення точності та швидкодії аналого-цифрових перетворювачів методами інформаційної надлишковості," Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, №2, С. 78-83, 1998.
- [18] А.П.Стахов, "Избыточные двоичные позиционные системы счисления," Однородные цифровые вычислительные и интегрирующие структуры, №2, С. 5-41, 1974.
- [19] С.М.Захарченко, та Н.О. Біліченко, "Високоточні АЦП з перерозподілом заряду для систем контролю та керування," Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, №4, С. 65 67, 2000.
- [20] О. Д. Азаров: Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі систем числення з ваговою надлишковістю: монографія, Вінниця: ВНТУ, 2010.
- [21] О.Д.Азаров: Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення, Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2004.
- [22] Л. В. Крупельницький, та О. Д. Азаров: Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і обробляння низькочастотних сигналів: монографія, Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2005.

- [23] О. Д. Азаров, та О. О. Коваленко: Обчислювальні АЦП і ЦАП, що самокалібруються, для систем цифрового обробляння аналогових сигналів: монографія, Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2006.
- [24] О. Д. Азаров, та О. В. Кадук: Багаторозрядні АЦП і ЦАП, із ваговою надлишковістю, стійкі до параметричних відмов : монографія, Вінниця : ВНТУ, 2010.
- [25] Z.Mychuda, and Zb.Szczesniak: *Analiza parametrów układów elektronicznych,* Warszawa : Wydawnictwo PAK, 2011.
- [26] Z. Mychuda, and A. Szczesniak, "A method of charge accumulation in the logarithmic analog-to-digital converter with a successive approximation," *Przegląd elektrotechniczny* (Electrical Review), № 10, P. 336–340, 2010.
- [27] З. Мичуда, Л. Мичуда, У. Антонів, та А. Шиманський, "Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком", Вимірювальна техніка і метрологія : Міжвідомчий зб., Л. : Вища школа, Вип.71, С. 13–19, 2010.
- [28] З. Р. Мичуда, та У. С. Антонів, "Логарифмічні аналого-цифрові перетворювачі з накопиченням заряду. Частина 2," Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Серія: Автоматика, вимірювання та керування, Вип. 665, С. 3–11, 2010.
- [29] З. Р. Мичуда, та Б. О. Католик, "Підвищення точності та швидкодії логарифмічних аналого-цифрових перетворювачів," *Вісник Черкаського Державного технологічного університету*, № 3, С. 203–205, 2006.
- [30] З. Мичуда, У. Антонів, та А. Шиманський, "Моделювання впливу паразитних міжелектродних ємностей в логарифмічних АЦП з накопиченням заряду з імпульсним від'ємним зворотним зв'язком," *Вимірювальна техніка і метрологія* : міжвідомчий зб, Вип.71, С. 13–19, 2010.
- [31] Lesya Mychuda, "Development of Algorithms for Improving the Accuracy and Perfomance Speed of a Functional Analog-to-Digital Converter", *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, №3/9 (93), pp.58-69, 2018.

- [32] Л.З. Мичуда, "Вдосконалений рекурентний метод аналого-цифрового функціонального перетворення для підвищення точності та швидкодії", Збірник наукових праць "Комп'ютерні технології друкарства", № 1 (39), с. 73 92, 2018. Доступ: http://www.ctp.uad.lviv.ua/images//ktd/39 8.pdf
- [33] З.Р. Мичуда, Л.З. Мичуда, та Г.С. Єлісєєва, "Логарифмічні аналогоцифрові перетворювачі. Основа логарифма," Вісник НУЛП - Автоматика, вимірювання та керування, Л.: НУЛП, вип. 907, с. 19-27, 2018.
- [34] Вопросы проектирования преобразователей информации Под общ.ред. А.И. Кондалева, К.: Наукова думка, 1977.
- [35] А.И. Кондалев, В.А. Багацкий, В.А. Романов, и В.А. Фабричев: Преобразователи формы информации для малых ЭВМ, К: Наукова думка, 1982.
- [36] А.И. Кондалев, В.А. Багацкий, В.А. Романов, и В.А. Фабричев: Высокопроизводительные преобразователи формы информации, К: Наукова думка, 1987.
- [37] В.А. Романов: Аналого-цифровые микропроцессоры в информационновычислительных и управляющих системах, К: Знание, 1984.
- [38] *Преобразователи формы информации с обработкой данных* под общ. ред. д.т.н. А.И. Кондалева, К.: Наукова думка, 1992.
- [39] А.И. Кондалев, П.С. Клочан, и В.Н. Лаврентьев, "Преобразователи формы информации для контрольно-измерительных систем и вычислительных комплексов," *Проблемы создания преобразователей формы информации*.
 Ч.2, К.: Наук. думка, С. 12-20, 1980.
- [40] А.И.Кондалев, М.Е.Овчарук, и М.П.Сиверский, "Комбинированный аналого-цифровой преобразователь," *Устройства и элементы систем автоматизации научного эксперимента*, Новосибирск: Изд-во СибГУ, С.331-335,1970.
- [41] А.И.Кондалев, В.А.Романов, В.А.Багацкий, и П.С. Клочан, "Вклад Украины в развитие системных преобразователей формы информации," Труды Междунар. симпозиума "Компьютеры в Европе. Прошлое, настоящее и будущее", Киев: ИК НАН Украины, С.34-39, 1998.

- [42] В.А.Багацкий: Современные аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, К.: О-во "Знание" УССР, 1980.
- [43] А.Ю.Вонятыцкий, и А.И.Кондалев:*Статистические модели ЦАП на источниках тока*, Препр. АН УССР, К.: Ин-т кибернетики, 1988.
- [44] А.И.Кондалев: Преобразователи формы информации компьютерного типа, Препр. АН УССР, К.: Ин-т кибернетики, 1990.
- [45] В.А.Багацкий, "Теория построения, проектирование и практическая реализация аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей общего применения," автореф. дис. на здоб. ступ. д-ра техн. наук, К., 1994.
- [46] В.А.Фабричев, "Теория и практика создания методов и средств электромагнитной совместимости устройств преобразования формы информации," автореф. дис. на здоб. ступ. д-ра техн. наук, К., 1994.
- [47] В.А.Романов, "Теория, методы построения и техническая реализация микропроцессорных преобразователей формы информации с повышенной надежностью и производительностью," автореф. дис. на здоб. ступ. д-ра техн. наук,К., 1994.
- [48] П.П. Орнатский: *Автоматические измерения и приборы*, К.: Вища школа, 1973.
- [49] П.П. Орнатский: *Теоретические основы информационно-измерительной техники*, К.: Вища школа, 1976.
- [50] П.П. Орнатский: *Автоматические измерения и приборы*, К.: Вища школа, 1980.
- [51] П.П. Орнатский: *Теоретические основы информационно-измерительной техники*, К.: Вища школа, 1983.
- [52] П.П. Орнатский: *Автоматические измерения и приборы*, К.: Вища школа, 1986.
- [53] П.П. Орнатский, и Н.Ф. Пономаренко: *Измерительный эксперимент*: Учебное пособие, Киев: КПИ, 1979.
- [54] Н.В.Алипов, "Помехоустойчивые алгоритмы функционирования преобразователей формы информации," Сборник тезисов докладов V

Всесоюзного симпозиума «Проблемы создания преобразователей формы информации», К.: Наук. Думка, Ч. 1, С. 107-109, 1984.

- [55] Н.В.Алипов, "Алгоритмы функционирования параллельнопоследовательных преобразователей формы информации, корректирующих динамические ошибки," *Автоматизированные системы управления и приборы автоматики*, Харьков: Вища школа, С. 57-64, 1985.
- [56] Б.И.Швецкий: Электронные цифровые приборы, К.: Техника, 1991.
- М.Л. Петришин, Л.Б. Петришин, "Метод субтрактивно-адитивного [57] преобразования формы информации", Розділ В монографії Информационные технологии в управлении, образовании, науке и промышленности, монография под.ред. В.С.Пономаренко, Харків, Издатель Рожко С.Г., C.142-160, 2016. Доступ: https://dspace.nlu.edu.ua/bitstream/123456789/10803/1/Razdel_35_Lomonoso v_mon.pdf
- [58] Л.Б. Петришин, "Аналіз системних властивостей та обгрунтування ефективності методів перетворення форми інформації", Розділ в монографії *Інформаційні технології: проблеми та перспективи*, монографія під ред. В.С.Пономаренка, Харків, Вид. Рожко С.Г., С. 269-280., 2017. Доступ http://194.44.152.155/elib/local/r568.pdf
- [59] Р.И.Грушвицкий, А.Х.Мурсаев, и В.Б. Смолов: Аналого-цифровые периферийные устройства микропроцессорных систем, Л.: Энергоатомиздат, 1989.
- [60] В.Б. Смолов, Е.П. Угрюмов, и В.К. Шмидт: Микроэлектронные цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации под ред. В.Б. Смолова, Л.: Энергия, 1976.
- [61] В.Б. Смолов:Вычислительные преобразователи с цифровыми управляемыми сопротивлениями, М.: Госэнергоиздат, 1961.
- [62] В.Б. Смолов, и Н.А. Смирнов: Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи, Л.: Энергия, 1967.
- [63] В.Б. Смолов, В.К. Шмидт, Н.Н. Варлинский, В.О. Молодцов, С.М. Павлов, и В.А. Немнонов, "Вопросы построения интегральных преобразователей

напряжения в код," Вопросы преобразования информации, Вып. 6, С. 3-9 Таганрог, 1972.

- [64] Е.П.Угрюмов:*Время-импульсные вычислительные устройства*, М.: Радио и связь, 1983.
- [65] В.Б. Смолов: Функциональные преобразователи информации. Л.: Энергоиздат, 1981.
- [66] Е.А. Чернявский, В.Б. Смолов, и А.В. Минаев: Системы автоматизированного проектирования средств ИИТ: Учеб. Пособие, Л.: ЛЭТИ, 1988.
- [67] В.Б. Смолов, А.В. Анисимов, Р.Ш. Исмаилов и др.: *Аналого-цифровые комплексы*: Учеб. Пособие, Л.: ЛЭТИ, 1980.
- [68] Э.И. Гитис: Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств, М.: Энергия, 1970.
- [69] Э.И. Гитис: Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств, М.: Энергия, 1975.
- [70] Э.И. Гитис, и Е.А. Пискулов: *Аналого-цифровые преобразователи*, М.: Энергоатомиздат, 1981.
- [71] Э.И. Гитис, Б.Л. Собкин, А.Н. Подколзин и др.: Автоматизация проектирования аналого-цифровых устройств под ред. Э.И. Гитиса, М.: Энергоатомиздат, 1987.
- [72] Hank Zumbahlen: *Basic Linear Design*, Analog Devices, 2006.
- [73] P.C. Yu, and H.S. Lee A 2.5-V, "12-b, 5-Msamples/s pipelided CMOS ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 31, P. 1854–1861, Dec. 1996.
- [74] D. Y. Chang, and H. S. Lee, "Design techniques for a low-power low-cost CMOS A/D Converter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 33, P. 1244–1247, Aug. 1998.
- [75] P. C. Yu, and H. S. Lee "A 2.5-V, 12-b, 5-Msamples/s pipelided CMOS ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 31, P. 1854 – 1861, Dec. 1996.
- [76] P. C. Yu, and H. S. Lee, "A pipelined A/D conversion technique with nearinherent monotonicity," *IEEE Trans. Circuits Syst.* II, V. 42, P. 500–502, July 1995.

- [77] H. S. Lee, "A 12-b, 600-ks/s Digital Self-Calibrated Pipelided AlgorithmicADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 29, № 4, P. 509–515, Apr. 1994.
- [78] K. Nagaraj, H. S. Fetterman, and J. Anidjar, "250-mW, 8-b, 52-Msamples/s parallel-pipelided A/D converter with reduced number of amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 32, P. 312 – 320, Mar. 1997.
- [79] K. Nagaraj, "Efficient circuit configuration for algorithmic analog to digital converters," *IEEE Trans. Circuits Syst.* II, V. 40, P. 777–785, Dec. 1993.
- [80] M. K. Mayes, and S. W. Chin, "A low-power 14-bit 2-Msamples/s pipelided ADC with on-chip 32-bit correction processor," *National Semiconductor: офіційний сайт.* [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.imec.be/esscirc/papers-96/198.pdf.
- [81] M. K. Mayes, and S. W. Chin, "Monolithic low-power 16b 1Msamples/s selfcalibration pipelined ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, № 2, P. 312–313, Feb. 1996.
- [82] I. E. Opris, B. C. Wong, and S. W. Chin, "A pipelided A/D converter architecture with low DNL," *IEEE J. Solid-State Circuits*, V. 35, P. 281–285, Feb. 2000.
- [83] M. Hesener, T. Eichler, A. Hanneberg, D. Herbison, F. Kuttner, and H. Wenske,
 "A 14b 40MS/s Redundant SAR ADC with 480MHz Clock in 0.13µm CMOS," *Tech. Digest of ISSCC* (Feb. 2007).
- [84] F. Kuttner, "A 1.2V 10b 20MS/S Non-Binary Successive Approximation ADC in 0.13μm CMOS," *Tech. Digest of ISSCC* (Feb. 2002).
- [85] T. Ogawa, H. Kobayashi, M. Hotta, Y. Takahashi, H. San, N. Takai, "SAR ADC Algorithm with Redundancy", *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Macao, China, pp.268-271 (Dec. 2008).
- [86] T. Ogawa, H. Kobayashi, Y. Takahashi, N. Takai, M. Hotta, H. San, T. Matsuura, A. Abe, K. Yagi, T. Mori, "SAR ADC Algorithm with Redundancy and Digital Error Correction", *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E93-A, no.2 (Feb. 2010).

- [87] О. Д. Азаров, Н. О. Біліченко, та С. М. Захарченко: Високолінійні порозрядні АЦП із перерозподілом заряду з ваговою надлишковістю, що самокалібруються : монографія, Вінниця : ВНТУ, 2016.
- [88] John McNeill, Michael C. W. Coln, and Brian J. Larivee, "Split ADC Architecture for Deterministic Digital Background Calibration of a 16-bit 1-MS/s ADC," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 40, N12, pp. 2437-2445, 2005 Dec.
- [89] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду», Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, с. 53–59, 2018.
- [90] С. М. Захарченко, А. В. Росощук, Є.І. Зеленська та Р.С. Гуменюк, «Метод оперативного виявлення поодиноких відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т. 1, № 32, с. 40-47, 2015.
- [91] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення в режимі основного перетворення», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т.1, №38, с. 53-61, 2017.
- [92] S. Zakharchenko та R. Humeniuk, «Bit error notification and estimation in redundant successive approximation ADC», *Informatyka, Automatyka, Pomiary* W Gospodarce I Ochronie Środowiska, № 10(4), p. 29–32, 2020.
- [93] С. М. Захарченко, М. Г. Захарченко та Р. С. Гуменюк, «Метод ініціалізації зон "невикористаних" комбінацій в АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на *XLVII Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету* (2018), Вінниця: ВНТУ, 2018, с. 914–916. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/allfitki/index/pages/view/zbirn2018.
- [94] S. Zakharchenko, M. Zakharchenko Ta R. Humeniuk, «Method of determining the unused combinations in the ADC of successive approximation with weight

redundancy» на Шоста міжнародна науково-практична конференція "Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації", Вінниця: ВНТУ, 2017, с. 114–117.

- [95] С. М. Захарченко, Р. С. Гуменюк та М. Г. Захарченко, «Спеціалізовані програмні засоби для моделювання характеристики перетворення АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на 5 th International scientific and practical conference *«Priority directions of science and technology development»*, Kyiv, 2021, с. 406–411.
- [96] Walt Kester, "Which ADC Architecture Is Right for Your Application?", Analog Dialogue, Vol 39, №2, pp. 11-19, 2005
- [97] А.Данилов, "Микросхемы инструментальных АЦП," Электронные компоненты, № 3/4, С.8-19, 2005.
- [98] J.L.McCreary, and P.R.Gray, "All-MOS charge redistribution analog-to-digital conversion techniques - Part 1," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.10, P.371-379, 1975.
- [99] Khen-Sang Tan, Sami Kiriaki, and Michiel de Wit, "Error correction techniques for high-performance differential A/D Converters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol.25, №6, P.1318-1327, 1990, Dec.
- [100] W.Kester: Analog-Digital Conversion, USA: Analog Devices, Inc, 2004.
- [101] C. Kaya, "Polyside/metal capacitors for high precision A/D converters," *IEDM Tech. Dig.* (San Francisco, CA), P.782-785, 1988.
- [102] S. Harward, and D. Harward, "Gate array ties 16-bit DAC into MP based system," *Electronic Design*, Vol.32, №5, P.25-30, 1984.
- [103] J.R. Nailor, "A complete high speed voltage output monolith DAC," *IEEE Journal of solid state circuits*, Vol.CS-18, P.729-735, 1983.
- [104] Т.М. Алиев, Т.Р. Сейдель: Автоматическая коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов, М.: Энергия, 1975.
- [105] Р.Е.Кромьер, Л.В.Оппенгейм, "Анализ линейных цифровых цепей," *ТИИЭР*, Т.63, №4, С. 45-61, 1980.
- [106] Г.Д.Бахтиаров, В.В.Малинин, и Школин В.П: *Аналого-цифровые преобразователи* под ред. Г.Д. Бахтиарова, М.: Советское радио, 1980.

- [107] T. C. Verster, "A Method to Increase the Accuracy of FastSerial-Parallel Analog-to-Digital Converters," *IEEE Trans. on Electronic Computers*, vol. EC-13, no. 4, pp. 471–473, Aug. 1964.
- [108] G.A. Bergman, "Number system with an irrational base," *Mathematics Magazine*, №3, P.98-119, 1957.
- [109] А.П. Стахов, Коды золотой пропорции, М.: Радио и связь, 1984.
- [110] Н.Н. Воробьев, Числа Фибоначчи, М.: Наука, 1978.
- [111] А. П.Стахов, Введение в алгоритмическую теорию измерения, М.: Сов. радио, 1977.
- [112] А. П.Стахов, "Алгоритмическая теория измерений и основания компьютерной арифметики," Измерение, контроль, автоматизация, №2, С. 64-89, 1988.
- [113] А.П.Стахов, и В.А. Лужецкий: Машинная арифметика ЦВМ в кодах Фибоначчи и "золотой" пропорции: Предварительная публикация, М.: Академия Наук СССР, 1981.
- [114] А.П.Стахов, А.Д.Азаров, и В.П.Марценюк, "Высокопроизводительные преобразователи информации на основе избыточных систем счисления," К.: УМКВО, С. 42-50, 1988.
- [115] А.Д. Азаров, "Исследование принципов построения и разработка преобразователей информации на основе кодов с иррациональными основаниями," автореф. дис. на здоб. ступ. канд. техн. наук, Харьков, 1980.
- [116] Л.В. Крупельницкий, "Аналоговые устройства самокорректирующихся АЦП для систем измерения и обработки низкочастотных сигналов," автореф. дис. на здоб. ступ. канд. техн. наук, Винница, 1994.
- [117] A.D.Azarov, N.A.Bilichenko, S.M.Zakharchenko, "Improvement of the Characteristics of Analog-to-Digital Converters of Methods of Information Redundancy," *Development and Application Systems DAS-2000*, p. 47-51, 2000.
- [118] А.Д.Азаров, В.И.Моисеев, и В.П.Марценюк, "Семнадцатиразрядный самокорректирующийся АЦП," Приборы и системы управления, №1, С. 34-42, 1986.

- [119] А.П.Стахов, А.Д.Азаров, В.И. Моисеев, "Высокоточный АЦП, сопряженный с микро-ЭВМ," Управляющие системы и машины, №5, С. 56-63, 1985.
- [120] А.П.Стахов, В.И.Моисеев, В.Я.Стейскал, "Высокоточный самокорректирующийся микропроцессорный преобразователь САЦП-МКЗ," Информационный листок №88-006 о научно-техническом достижении, Винницкий МТЦНТИ, С. 3-6, 1988.
- [121] О. Д. Азаров, С. М. Захарченко, О. А. Архипчук, "АЦП порозрядного врівноваження з самокалібруванням за стратегією згори-донизу," *Вісник* вінницького політехнічного інституту, № 6, С. 41-45, 2003.
- [122] С. М. Захарченко, "Підвищення точності АЦП із перерозподілом заряду за рахунок використання вагової надлишковості," *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, № 3, С. 57-62, 2008.
- [123] Z.Boyacigiller, S.Sockelov,"Increase analog system accuracy with a 14-bit monolithic ADC," EDN, №18, P.137-144, 1982, Aug.
- [124] F. Kuttner, "A 1.2V 10b 20MS/S Non-Binary Successive Approximation ADC in 0.13μm CMOS," *Tech. Digest of ISSCC* (Feb. 2002).
- [125] J. Biveroni and H.-A. Loeliger, "On sequential analog-todigital conversion with low-precision components," in 2008 *Information Theory and Applications Workshop*, 2008.
- [126] T. Ogawa, H. Kobayashi, Y. Takahashi, N. Takai, M. Hotta, H. San, T. Matsuura, A. Abe, K. Yagi, and T. Mori, "SAR ADC Algorithm with Redundancy and Digital Error Correction," *IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, vol. E93.A, no. 2, pp. 415–423, Feb. 2010.
- [127] О.Д.Азаров, "Прискорення аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення," *Вісник ВПІ*, №1, С. 22-27, 1993.
- [128] Г.Б. Ракитянська, "Моделювання та оптимізація швидкодії та алгоритмічної надійності надлишкових АЦП порозрядного

врівноваження," автореф. дис. на здоб. ступ. канд. техн. наук, Винница, 1998.

- [129] С. М. Захарченко, А. В. Росощук, М. Г. Захарченко, "Метод оперативного контролю лінійності АЦП послідовного наближення," Вісник національного університету «Львівська політехніка». Серія «Теплоенергетик. Інженерія довкілля. Автоматизація», № 792, С. 21-28, 2014.
- [130] J. Thelin: Foundations of Qt Development, NY: Apress, 2007.
- [131] Jasmin Blanchette, Mark Summerfield:C++ GUI Programming with Qt 4 (2nd Edition), Prentice Hall, 2008.
- [132] M. Summerfield: *Advanced Qt Programming: Creating Great Software with C++ and Qt 4*, NJ: Prentice Hall, 2010.

додатки

Додаток А Акти впровадження результатів досліджень

«ЗАТВЕРДЖУЮ» Директор ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС Директор ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС Сторожук В. У. «<u>12</u>» Сісни 2021

АКТ

Впровадження результатів дисертаційної роботи «Методи та засоби оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю» Гуменюка Романа Сергійовича

Комісія ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС у складі:

Директора, к.т.н. Сторожука В. У., к.т.н. Тарновського М. Г., Волкова В. П., розглянула запропонований в даній науковій роботі метод оперативного контролю та оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП з ваговою надлишковістю, що дозволяє визначити відхилення окремих розрядів перетворювача без переривання процесу основного перетворення. Цей підхід може бути застосовано для контролю стану окремих компонентів інформаційно-вимірювальної системи без переривання їх основного функціонування. Це дозволить підвищити надійність роботи як окремих компонентів системи, так і системи в цілому. Особливо корисним цей підхід є в системах критичної інфраструктури.

На основі вищесказаного комісія вважає за доцільне використання результатів досліджень, отриманих в роботі Гуменюка Р. С. при проектуванні систем керування енергопостачанням, пожежної сигналізації тощо.

В.У. Сторожук Директор ТОВ МАЙТЕК ПЛЮС М. Г. Тарновський Провідний спеціаліст В. П. Волков Провідний спеціаліст


Впровадження результатів дисертаційної роботи «Методи та засоби оперативного оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю» Гуменюка Романа Сергійовича у навчальний процес

Комісія у складі: декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, кандидата педагогічних наук, доцента Кирилащук С.А., заступника декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії з навчальнометодичної роботи, кандидата технічних наук, доцента Войцеховської О. В., заступника декана факультету інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії з навчальновиховної роботи та соціальних комунікацій, кандидата педагогічних наук, доцента Прозор О.П. склали цей акт про те, що для вивчення дисциплін «Аналого-цифрова техніка» та «Аналогові та аналого-цифрові пристрої», що викладається студентам бакалаврату, дисципліни «Аналого-цифрові системи», що викладається студентам та дисциплін «Аналого-цифрові пристрої комп'ютерних систем» і магістратури, «Інформаційно-вимірювальні системи, що самокоригуються» підготовки докторів філософії напряму 123 «Комп'ютерна інженерія» впроваджено такі результати, розроблені Гуменюком Р.С.:

- метод оцінювання відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення, що дозволяє визначити відхилення окремих розрядів перетворювача без переривання процесу основного перетворення;
- метод оперативного контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду, що дає можливість отримання явних ознак необхідності проведення калібрування.

С.А. Кирилащук Декан ФІТКІ Заступник декана ФІТКІ Заступник декана ФІТКІ О.П. Прозор

Додаток Б Лістинг програмного продукту

mainwindow.h:

```
#ifndef MAINWINDOW_H
#define MAINWINDOW_H
```

```
#include <QMainWindow>
#include "adc.h"
#include <QMessageBox>
#include <QDebug>
#include <QGroupBox>
```

```
namespace Ui {
class MainWindow;
}
```

```
class MainWindow : public QMainWindow
{
```

```
Q_OBJECT
```

```
public:
```

```
explicit MainWindow(QWidget *parent = 0);
~MainWindow();
ADC *adc;
```

```
public slots:
```

```
void on_computeZonesPushButton_clicked();
void showMethodsWindow();
```

```
private:
```

```
Ui::MainWindow *ui;
QGroupBox *groupBox;
int numZones;
void addZoneEditLines(vector<vector <CodeItem>> zones);
void clearZones();
```

```
};
```

```
#endif // MAINWINDOW_H
```

mainwindow.cpp:

```
#include "mainwindow.h"
#include "ui mainwindow.h"
#include "methodswindow.h"
MainWindow::MainWindow(QWidget *parent) :
  QMainWindow(parent),
  ui(new Ui::MainWindow) {
  ui->setupUi(this);
  this->adc = new ADC():
}
MainWindow::~MainWindow() {
  delete ui;
  clearZones();
}
void MainWindow::clearZones() {
  if (this->groupBox) {
    delete this->adc;
    delete this->groupBox;
    this->groupBox = NULL;
    this->adc = NULL;
    this->numZones = 0:
  }
}
void MainWindow::on_computeZonesPushButton_clicked()
{
  clearZones();
  double alpha = this->ui->alphaLineEdit->text().toDouble();
  int numberOfBits = this->ui->numberBitsLineEdit->text().toInt();
  double inputStep = this->ui->stepLineEdit->text().toDouble();
  if (inputStep \leq 0 || inputStep > 0.1 || alpha == 0 || numberOfBits == 0) {
    QMessageBox::information(NULL, "", "Некоректні дані");
    return;
  } else {
    this->adc = new ADC(numberOfBits, alpha, inputStep);
    vector<vector<CodeItem>> zones = this->adc->computeZones();
    addZoneEditLines(zones);
  }
}
```

```
void MainWindow::showMethodsWindow() {
  vector <int> zoneCntWithFaults:
  if (this->groupBox && this->numZones > 0) {
    for (unsigned int i = (this -> numZones + 1)/2; i > 0; i--) 
       QLineEdit *lineEdit = this->groupBox->findChild<QLineEdit
*>(QString::number(i)+"lineEdit");
       zoneCntWithFaults.push back(lineEdit->text().toInt());
       reverse(zoneCntWithFaults.begin(), zoneCntWithFaults.end());
    }
    MethodsWindow * methodsWindow = new
MethodsWindow(zoneCntWithFaults, this->adc, NULL);
    methodsWindow->show();
  }
}
void MainWindow::addZoneEditLines(vector <vector <CodeItem>> zones) {
  QGroupBox *groupBox = new QGroupBox(this);
  groupBox->setGeometry(0, 150, 900, 1000);
  this->groupBox = groupBox;
  this->numZones = zones.size();
  groupBox->show();
  double zoneLineSpacing = 30, topWindowSpacing = 0;
  double kLineEditHeight = 16;
  for (unsigned int i = (zones.size() + 1)/2; i > 0; i-)
    double curTopSpacing = topWindowSpacing + i * zoneLineSpacing;
    QLabel *label = new QLabel(groupBox);
    label->setText("n - " + QString::number(i));
    label->setGeometry(90, curTopSpacing, 300, kLineEditHeight);
    label->setStyleSheet("QLabel{background-color: white;}");
    label->show();
    QLabel *labelCnt = new QLabel(groupBox);
    labelCnt->setText(" " + QString::number(zones[i].size()));
    labelCnt->setGeometry(350, curTopSpacing, 200, kLineEditHeight);
    labelCnt->setStyleSheet("QLabel{background-color: white;}");
    labelCnt->show();
    QLineEdit *lineEdit = new QLineEdit(groupBox);
    lineEdit->setGeometry(580, curTopSpacing, 40, kLineEditHeight);
    lineEdit->setObjectName(QString::number(i)+"lineEdit");
    lineEdit->setText(QString::number(zones[i].size()));
    lineEdit->show();
```

```
}
```

```
QPushButton *pushButton = new QPushButton(groupBox);
pushButton->setGeometry(310, (topWindowSpacing +
(zoneLineSpacing)*((zones.size() + 1)/2) + kLineEditHeight*2), 200, 20);
pushButton->setText("Визначити похибку");
pushButton->show();
```

```
connect(pushButton, SIGNAL(clicked(bool)), this,
SLOT(showMethodsWindow()));
}
```

methodswindow.h:

```
#ifndef METHODSWINDOW_H
#define METHODSWINDOW_H
```

```
#include <QDialog>
#include <vector>
#include "adc.h"
using namespace std;
namespace Ui {
class MethodsWindow;
ł
class MethodsWindow : public QDialog
{
  Q_OBJECT
public:
  explicit MethodsWindow(vector <int> zoneCodesCntWithFault, ADC *adc,
QWidget *parent = 0);
  ~MethodsWindow();
private slots:
  void on_buttonBox_accepted();
private:
  Ui::MethodsWindow *ui;
  ADC *adc;
```

};

```
methodswindow.cpp:
#include "methodswindow.h"
#include "ui methodswindow.h"
MethodsWindow::MethodsWindow(vector <int> zoneCodesCntWithFault, ADC
*adc, QWidget *parent) :
  ODialog(parent),
  ui(new Ui::MethodsWindow)
{
  ui->setupUi(this);
  this->setWindowTitle("Методи");
  this->adc = adc:
  this->adc->zoneCodesCntWithFaults = zoneCodesCntWithFault;
}
MethodsWindow::~MethodsWindow()
{
  delete ui;
  delete adc;
}
void MethodsWindow::on_buttonBox_accepted()
{
  if (this->ui->oneBitRadioButton->isChecked()) {
    this->adc->computeOneBitFault();
  } else if (this->ui->oneNumberedBitRadioButton->isChecked()){
    this->adc->computeOneBitFaultInPosition(this->ui->bitPosition->text().toInt());
  } else {
    this->adc->computeTwoFirstBitsFaults();
  }
}
```

resultswindow.h:

#ifndef RESULTSDIALOG_H #define RESULTSDIALOG_H

```
#include <QDialog>
using namespace std;
```

```
namespace Ui {
class ResultsDialog;
}
class ResultsDialog : public QDialog
{
    Q_OBJECT

public:
    explicit ResultsDialog(string titleText, QWidget *parent = 0);
    ~ResultsDialog();
    void showResults(vector <double> starts, vector <double> ends, vector <double>
bitNumbers);
private:
    Ui::ResultsDialog *ui;
```

```
);
```

#endif // RESULTSDIALOG_H

```
resultswindow.cpp:
```

#include "resultsdialog.h"
#include "ui_resultsdialog.h"
#include <vector>

```
ResultsDialog::ResultsDialog(string titleText, QWidget *parent) :

QDialog(parent),

ui(new Ui::ResultsDialog)

{

ui->setupUi(this);

ui->titleLabel->setText(QString::fromStdString(titleText));

this->setWindowTitle("Peзультати");

}

ResultsDialog::~ResultsDialog()

{

delete ui;

}

void ResultsDialog::showResults(vector <double> starts, vector <double> ends,

vector <double> bitNumbers) {

int n = starts.size();
```

```
QStringList tableHeader;
```

tableHeader << "№ розряду" << "Початок діапазону похибки " << "Кінець діапазону похибки";

```
ui->tableWidget->setColumnCount(3);
ui->tableWidget->setRowCount(n);
ui->tableWidget->setHorizontalHeaderLabels(tableHeader);
ui->tableWidget->setEditTriggers(QAbstractItemView::NoEditTriggers);
ui->tableWidget->horizontalHeader()-
>setSectionResizeMode(QHeaderView::Stretch);
```

```
for (int i = 0; i < n; ++i) {
    ui->tableWidget->setItem(i, 0, new QTableWidgetItem(QString::number(
bitNumbers[i])));
    ui->tableWidget->setItem(i, 1, new
QTableWidgetItem(QString::number(starts[i])));
    ui->tableWidget->setItem(i, 2, new
QTableWidgetItem(QString::number(ends[i])));
    }
}
```

```
adc.h:
```

```
#ifndef ADC H
#define ADC_H
#include <vector>
#include <string>
#include "resultsdialog.h"
using namespace std;
struct CodeItem{
  CodeItem (string binCode, bool used) {
    this->binCode = binCode;
    this->used = used;
  }
  string binCode;
  bool used;
};
class ADC
{
public:
  ADC(int numberOfBits, double alfa, double inputSignalStep);
```

ADC(); ~ADC(); int numberOfBits; double alfa; double inputSignalStep; vector < CodeItem > computeCodeItems(); vector < double > getBitWeights(); vector < double > getBitWeights(); vector < vector <CodeItem>> computeZones(); vector < int > zoneCodesCntWithFaults; void computeOneBitFaultInPosition(int faultyBitPosition); void computeOneBitFault(); void computeTwoFirstBitsFaults();

//signals:

//public slots:

private:

```
vector <double> bitWeights;
string getBinCodeInADCNotation(double num);
string getBinCodeInBinNotaion(double num);
int getDecimalFromBinStringCode(string code);
ResultsDialog *resultsDialog;
void findOneBitFault(double &start, double &end, int faultyBitPosition);
```

#endif // ADC_H

adc.cpp:

};

#include "adc.h"
#include <math.h>
#include <QDebug>
#include <set>
#include <set>
using namespace std;

ADC::ADC(int numberOfBits, double alfa, double inputSignalStep) {
 this->alfa = alfa;
 this->numberOfBits = numberOfBits;
 vector <double> bitWeights;
 for (int i = 0; i < numberOfBits; i++) {
 bitWeights.push_back(pow(alfa, i));
 }
</pre>

```
this->bitWeights = bitWeights;
  this->inputSignalStep = inputSignalStep;
}
ADC::ADC() {
  this->alfa = 0;
  this->numberOfBits = 0;
  vector <double> bitWeights;
  this->bitWeights = bitWeights;
  this->inputSignalStep = 0;
}
vector <double> ADC::getBitWeights() {
  return this->bitWeights;
}
string ADC::getBinCodeInADCNotation(double num) {
  string res = "";
  for (int i = this->numberOfBits - 1; i >=0; i--) {
     if (this->bitWeights[i] <= num) {
       num -= this->bitWeights[i];
       res += '1';
     } else {
       res += '0';
     }
  }
  return res;
}
string ADC::getBinCodeInBinNotaion(double num) {
  string res = "";
  for (int i = this->numberOfBits - 1; i >= 0; --i) {
     if (pow(2, i) \le num) {
       res += '1';
       num = pow(2, i);
     } else {
       res += '0';
     }
  }
  return res;
}
vector <CodeItem> ADC::computeCodeItems() {
   double maxInput = 0;
   for (int i = 0; i < this > numberOfBits; ++i) {
```

```
maxInput += this->bitWeights[i];
         }
         maxInput +=this->inputSignalStep;
      // Computing used codes
         set <string> usedCodes;
         for (double i = 0; i <= maxInput; i += this->inputSignalStep) {
           string curCode = getBinCodeInADCNotation(i);
            qDebug() << QString::fromStdString(curCode) << " " << i;
      //
           usedCodes.insert(curCode);
         }
      // Computing unused codes
        vector <CodeItem> res;
        int maxDecCode = pow(2, this->numberOfBits);
        for (int i = 0; i < maxDecCode; ++i) {
          CodeItem codeItem = CodeItem (getBinCodeInBinNotaion(i), false);
          if (usedCodes.find(codeItem.binCode) != usedCodes.end()) {
             codeItem.used = true;
           }
            qDebug() << QString::fromStdString(getBinCodeInBinNotaion(i)) + " "
      //
+ QString::number(codeItem.used);
          res.push_back(codeItem);
        }
     // qDebug() << endl << "_____
        return res;
      }
      vector < vector <CodeItem>> ADC::computeZones() {
        vector <vector <CodeItem>> res;
        vector <CodeItem> codeItems = computeCodeItems();
        for (unsigned int i = 0; i < codeItems.size(); ++i) {
          vector <CodeItem>zone;
          CodeItem curItem = codeItems[i];
          while (curItem.used == false && i < codeItems.size()) {
             zone.push_back(curItem);
             i++;
             curItem = codeItems[i];
           }
          if (zone.size() > 0) {
             res.push_back(zone);
           }
```

155

```
}
        return res;
      }
      ADC::~ADC() {
        delete this->resultsDialog;
        this->bitWeights.clear();
      }
      int ADC::getDecimalFromBinStringCode(string code) {
        int res = 0;
        for (unsigned int i = 0; i < code.size(); i++) {
          if (code[i] == '1') {
             res += pow(2, code.size()-i-1);
           }
        }
        return res;
      }
      // METHODS OF FINDING FAULTS
      void ADC::findOneBitFault(double &start, double &end, int faultyBitPosition)
        vector <double> rangeStarts, rangeEnds;
        vector <vector <CodeItem>> zonesWithCodes = this->computeZones();
        for (unsigned int i = 0; i< this->zoneCodesCntWithFaults.size(); ++i) {
          int indInZonesWithCodes = zonesWithCodes.size()/2 - i;
          vector <CodeItem> originalZone = zonesWithCodes[i];
          if (zoneCodesCntWithFaults[i] == originalZone.size())
             continue;
          CodeItem
                                        firstCodeItemInZone
                                                                                =
zonesWithCodes[indInZonesWithCodes][0];
          string firstCodeInZone = firstCodeItemInZone.binCode;
          int zoneNum = this->numberOfBits - i - 1;
                                      firstCodeBeforeZone
          string
                                                                                \equiv
getBinCodeInBinNotaion(getDecimalFromBinStringCode(firstCodeInZone) - 1);
                         qDebug() << "ZONE " << i << "first in"
      <<
QString::fromStdString(firstCodeInZone)
                                             <<
                                                    "first
                                                              before
                                                                               <<
QString::fromStdString(firstCodeBeforeZone);
          double inSum = 0, beforeSum = 0;
          for (int pos = zoneNum - 1; pos \geq 0; pos--) {
```

{

```
if (firstCodeInZone[pos] == '1') {
                inSum += this->bitWeights[pos];
             if (firstCodeBeforeZone[pos] == '1') {
                beforeSum += this->bitWeights[pos];
             }
           }
           if (zoneNum == faultyBitPosition) {
             rangeStarts.push_back(beforeSum/pow(this->alfa, faultyBitPosition) -
1);
             rangeEnds.push_back(inSum/pow(this->alfa, faultyBitPosition) - 1);
           } else if (zoneNum > faultyBitPosition) {
             rangeStarts.push_back( (pow(this->alfa, zoneNum) - beforeSum) /
pow(this->alfa, faultyBitPosition));
             rangeEnds.push_back( (pow(this->alfa, zoneNum) - inSum) / pow(this-
>alfa, faultyBitPosition));
           ł
         }
        sort(rangeEnds.begin(), rangeEnds.end());
        sort(rangeStarts.begin(), rangeStarts.end());
        start = rangeStarts[rangeStarts.size()-1];
        end = rangeEnds[0];
      }
      void ADC::computeOneBitFaultInPosition(int faultyBitPosition) {
        double rangeStart, rangeEnd;
        this->findOneBitFault(rangeStart, rangeEnd, faultyBitPosition);
        ResultsDialog *resultsDialog = new ResultsDialog("Можливі похибки у
заданому розряді", NULL);
        this->resultsDialog = resultsDialog;
        vector <double> start(1), end(1), bit(1);
        start[0] = rangeStart;
        end[0] = rangeEnd;
        bit[0] = faultyBitPosition;
        resultsDialog->showResults(start, end, bit);
        resultsDialog->show();
      }
      void ADC::computeOneBitFault() {
        vector <double> starts, ends, bitPos;
        for (int i = 0; i < this->zoneCodesCntWithFaults.size(); i++) {
```

157

```
double pos = this->numberOfBits - i - 1;
          double start, end;
          findOneBitFault(start, end, pos);
          starts.push_back(start);
          ends.push_back(end);
          bitPos.push_back(pos);
        }
        ResultsDialog *resultsDialog = new ResultsDialog("Можливі похибки у
розрядах", NULL);
        this->resultsDialog = resultsDialog;
        resultsDialog->showResults(starts, ends, bitPos);
        resultsDialog->show();
      }
      void ADC::computeTwoFirstBitsFaults() {
        QMessageBox::information(NULL, NULL, "computeTwoFirstBitsFaults");
      }
```

158

Додаток В Список публікацій здобувача

- [1] С. М. Захарченко, А. В. Росощук, Є.І. Зеленська та Р.С. Гуменюк, «Метод оперативного виявлення поодиноких відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т. 1, № 32, с. 40-47, 2015.
- [2] S. Zakharchenko та R. Humeniuk, «Bit error notification and estimation in redundant successive approximation ADC», *Informatyka, Automatyka, Pomiary* W Gospodarce I Ochronie Środowiska, № 10(4), p. 29–32, 2020.
- [3] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод визначення відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення в режимі основного перетворення», *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т.1, №38, с. 53-61, 2017.
- [4] С. М. Захарченко, Р.С. Гуменюк, та М.Г. Захарченко, «Метод контролю відхилень ваг розрядів АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю за аналізом вихідного коду», Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, с. 53–59, 2018.
- [5] С. М. Захарченко, М. Г. Захарченко та Р. С. Гуменюк, «Метод ініціалізації зон "невикористаних" комбінацій в АЦП послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на *XLVII Науково-технічна конференція підрозділів Вінницького національного технічного університету* (2018), Вінниця: ВНТУ, 2018, с. 914–916. [Електронний ресурс]. Режим доступу: https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/index/pages/view/zbirn2018.
- [6] S. Zakharchenko, M. Zakharchenko та R. Humeniuk, «Method of determining the unused combinations in the ADC of successive approximation with weight redundancy» на Шоста міжнародна науково-практична конференція "*Memodu ma засоби кодування, захисту й ущільнення інформації*", Вінниця: ВНТУ, 2017, с. 114–117.
- [7] С. М. Захарченко, Р. С. Гуменюк та М. Г. Захарченко, «Спеціалізовані програмні засоби для моделювання характеристики перетворення АЦП

послідовного наближення з ваговою надлишковістю», на 5 th International scientific and practical conference *«Priority directions of science and technology development»*, Kyiv, 2021, c. 406–411.