


МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів
електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності»

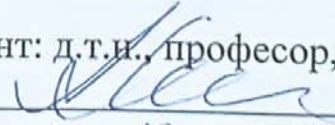
Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТКС-22м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Білоочко О.С.

Керівник: к.т.н., професор каф. ІКСТ
 Бортник Г.Г.

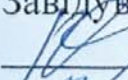
«18» 12 2023 р.

Опонент: д.т.н., професор, зав. каф. ІРТС

 Осадчук О.В.
«18» 12 2023 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

«18» 12 2023 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

“19” 09 2023 року



ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Білоочку Олексію Сергійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності

керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “18” 09 2023 року № 247

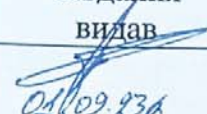
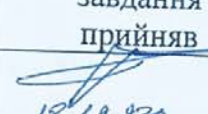
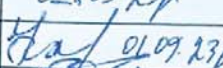
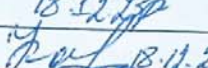


2. Строк подання студентом роботи 08 грудня 2023 року

3. Вихідні дані до роботи методи аналого-цифрового перетворення – послідовні та паралельно-послідовні, класи сигналів електрозв'язку – первинні телевізійні та групові систем з ЧРК, максимальна частота вхідних сигналів – 5 МГц, амплітуда вхідних сигналів – 0,5 В, динамічний діапазон вхідних сигналів – 60 дБ, частота дискретизації АЦП – 10 МГц, розрядність досліджуваних АЦП – 10, 12 розрядів.

4. Зміст текстової частини: технічне обґрунтування, аналіз існуючих методів коригування систематичних похибок нелінійності АЦП сигналів електрозв'язку, дослідження методів коригування похибок нелінійності АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення, дослідження методів коригування похибок АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення при наявності похибок впливу розрядів, комп'ютерне моделювання аналого-цифрових перетворювачів сигналів електрозв'язку.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) структура АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням, структура ППАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням, моделювальна схема та результати моделювання АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням, моделювальна схема та результати моделювання ППАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ	 01.09.23р	 18.12.23р
Економіка	Кавецький В.В. доцент кафедри ЕМІЗ М	 01.09.23р	 18.12.23р
Охорона праці та безпеки в промислових підприємствах	Демідовська С.В. професор кафедри ЕМІЗ М	 01.09.23р	 18.12.23р

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	08.09.2023р.	
2.	Технічне обґрунтування розробки	17.09.2023р.	
3.	Аналіз методів аналого-цифрового перетворення сигналів з коригуванням похибок нелінійності	06.10.2023р.	
4.	Розробка структур АЦП з коригуванням похибок нелінійності	27.10.2023р.	
5.	Комп'ютерне моделювання АЦП з коригуванням похибок нелінійності	10.11.2023р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	17.11.2023р.	
7.	Охорона праці та безпека життєдіяльності	24.11.2023р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	01.12.2023р.	
9.	Нормоконтроль МКР	04.12.2023р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	08.12.2023р.	
11.	Захист МКР ЕК	11.12.2023р.	

Студент


(підпис)

Білоочко О.С.

Керівник роботи


(підпис)

Бортник Г.Г.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.335

Білоочко О.С. Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2023. 138 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 31 назв; рис.: 35; табл.11 .

Робота присвячена дослідженню швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок, що безпосередньо визначає швидкість та точність оброблення сигналів у телекомунікаційних системах та мережах.

Метою роботи є підвищення точності швидкодіючих аналого-цифрових перетворювачів сигналів електрозв'язку порозрядного зрівноваження та паралельно-послідовного типу за рахунок коригування систематичних похибок.

Основними завданнями наукової роботи є аналіз існуючих методів коригування похибок АЦП; дослідження методів коригування похибок АЦП з цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) у колі перетворення; дослідження методів коригування похибок АЦП з ЦАП у колі перетворення при наявності похибки суперпозиції; порівняльний аналіз досліджених методів.

Робота містить сім розділів. У першому розділі проведено техніко-економічне обґрунтування доцільності проведення науково-дослідної роботи.

У другому розділі виконано аналіз існуючих методів коригування систематичних похибок швидкодіючих АЦП.

У третьому розділі дослідженні методи коригування результатів аналого-цифрового перетворення для АЦП з ЦАП у колі перетворення та побудована класифікаційна схема цих методів.

У четвертому розділі дослідженні методи коригування аналого-цифрового перетворення при наявності похибок суперпозиції.

У п'ятому розділі виконане комп'ютерне моделювання аналого-цифрових перетворювачів з коригуванням.

У шостому розділі проведено розрахунки по охороні праці та безпеці життєдіяльності в надзвичайних ситуаціях.

У сьомому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

THE ABSTRACT

Biloochko O.S. Study of methods of analog-digital conversion of telecommunication signals with correction of nonlinearity errors. Master's thesis on specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - telecommunications systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2023. 138 p.

In Ukrainian language. Bibliogr .: 31 titles; fig .: 35; table. 11.

The work is devoted to the study of high-speed analog-to-digital converters (ADC) of telecommunication signals with error correction, which directly determines the speed and accuracy of signal processing in telecommunication systems and networks.

The purpose of the work is to increase the accuracy of high-speed analog-digital converters of telecommunication signals of bit-by-bit equalization and parallel-serial type due to the correction of systematic errors.

The main tasks of the scientific work are the analysis of existing methods of ADC error correction; research on methods of correcting ADC errors with a digital-to-analog converter (DAC) in the conversion circuit; research on methods of correcting ADC errors with DAC in the conversion circuit in the presence of a superposition error; comparative analysis of the researched methods.

The work contains seven chapters. In the first section, a technical and economic substantiation of the expediency of conducting scientific research work was carried out.

In the second section, an analysis of existing methods of correcting systematic errors of high-speed ADCs is performed.

In the third chapter of the research, methods of adjusting the results of analog-digital conversion for ADC with DAC in the conversion circuit and a classification scheme of these methods are built.

In the fourth chapter, methods of adjusting the analog-to-digital conversion in the presence of superposition errors are studied.

In the fifth chapter, computer modeling of analog-digital converters with adjustment is performed.

In the sixth section, calculations were made on labor protection and life safety in emergency situations.

In the seventh chapter, the economic justification of the feasibility of the implementation of this research work is performed.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
1 ТЕХНІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ	9
2 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ СИСТЕМАТИЧНИХ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ	11
2.1 Основні структури АЦП.....	11
2.2 Шляхи зменшення похибок АЦП.....	14
2.3 Класифікація методів коригування похибок.....	15
2.4 Методи коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення.....	18
2.5 Методи коригування похибок АЦП з немонотонною характеристикою перетворення.....	26
3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З ЦАП У КОЛІ ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	31
3.1 Характеристика перетворення ЦАП з урахуванням систематичних похибок	31
3.2 Морфологічний аналіз методів розрядного коригування.....	36
3.3 Інтегральний метод цифрового розрядного коригування АЦП порозрядного зрівноваження.....	39
3.4 Диференціальний метод цифрового розрядного коригування похибок АЦП порозрядного зрівноваження	42
3.5 Інтегральні методи аналогового розрядного коригування похибок АЦП....	53
3.6 Диференціальні методи аналогового розрядного коригування похибок АЦП	61
3.7 Порівняльний аналіз методів апроксимації та розрядного коригування	71
4 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З ЦАП У КОЛІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПРИ НАЯВНОСТІ ПОХИБОК ВПЛИВУ РОЗРЯДІВ.....	73
4.1 Характеристика цифро-аналогового перетворення з урахуванням похибок суперпозиції.....	73
4.2 Інтегральний метод розрядного коригування похибок АЦП з апроксимацією характеристики перетворення.....	79
4.3 Диференціальний метод розрядного коригування похибок АЦП з апроксимацією характеристики перетворення	83

4.4 Розрядне коригування похибок для АЦП з монотонною характеристикою перетворення.....	89
5 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ.....	92
5.1 Вибір та обґрунтування програмно-моделювального пакета.....	92
5.2 Комп'ютерне моделювання АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням.....	93
5.3 Комп'ютерне моделювання ППАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням похибок нелінійності.....	99
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ...	100
7 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	104
7.1 Оцінювання наукового ефекту	104
7.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	107
7.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	117
7.4 Висновок до розділу 7.....	118
ВИСНОВКИ.....	119
ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ.....	121121
ДОДАТКИ.....	124
Додаток А. ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА.....	125
Додаток Б. Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	136

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АКП – автоматичне коригування похибок
АС – аналоговий суматор
АЦП – аналого-цифровий перетворювач
АЦППЗ – аналого-цифровий перетворювач порозрядного зрівноваження
АЦПСл – аналого-цифровий перетворювач слідкувального типу
АЦПСП – аналого-цифровий перетворювач зі ступінчатою пилкоподібною напругою
БК – блок керування
БП – блок порівняння
ДОН – джерело опорної напруги
К – комутатор
ККП – кодкерований подільник
КРДС – кодорегульоване джерело сигналів
ЛА – лічильник адреси
НР – набір резисторів
ОМР – одиниця молодшого розряду
ОП – операційний підсилювач
ПАЦП – паралельний аналого-цифровий перетворювач
ПЗП – постійний запам'ятовуючий пристрій
ППАЦП – паралельно-послідовний аналого-цифровий перетворювач
РгН – накопичувальний регістр
РПН – регістр послідовних наближень
РС – розрядний сигнал
СМ – суматор
СП – систематична похибка
ТКО – температурний коефіцієнт опору
ФА – формувач адреси
ФК – формувач кодів
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
ЦАПД – додатковий цифро-аналоговий перетворювач
ЦАПО – основний цифро-аналоговий перетворювач
ЦАПТ – точний цифро-аналоговий перетворювач
ЦАФП – цифро-аналоговий формувач похибок

ВСТУП

Актуальність теми. Підвищення швидкості та точності оброблення інформації у телекомунікаційних системах та мережах вимагає розробки широкого класу аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) сигналів електрозв'язку. Подальший прогрес у цих галузях значною мірою визначається наявністю високоефективних АЦП, необхідних для зв'язку між аналоговими та цифровими частинами систем. Саме АЦП визначають швидкість та точність оброблення сигналів і в результаті – продуктивність систем.

Необхідність у передаванні, обробленні та зберіганні широкосмугових сигналів у реальному масштабі часу призвела до створення швидкодійних АЦП, здатних функціонувати у діапазоні високих частот. Але існуючі АЦП не задовольняють усім вимогам, що до них пред'являються. В першу чергу це стосується швидкодії та точності. Наприклад, сигнали електрозв'язку, що поширюються телекомунікаційними мережами, мають частотну смугу 1...10 МГц [1]. Це насамперед групові сигнали та первинні телевізійні сигнали. Водночас, смуги вхідних сигналів швидкодійних АЦП при заданій точності обмежені значеннями в 2 – 5 разів меншими. Обмеження ширини спектра вхідного сигналу АЦП обумовлене збільшенням похибки перетворення при підвищенні частоти сигналу. Методична похибка аналого-цифрового перетворення виникає внаслідок порушення при дискретизації теореми Котельникова-Найквіста, яка є справедливою для сигналів з обмеженим спектром частот [1]. Вхідні сигнали АЦП є обмеженими у часі і мають нескінченний спектр. Тому методична похибка характерна для усіх систем оброблення інформації, які використовують цифрову форму подання аналогових сигналів.

У зв'язку з цим задача дослідження методів коригування похибок швидкодійних АЦП, що здійснюють з високою точністю перетворення аналого-код сигналів електрозв'язку є актуальною.

Аналіз останніх досліджень. У більшості випадків гарантована точність багаторозрядних АЦП сигналів електрозв'язку при їх роботі у широкому діапазоні частот та тривалій експлуатації без повірок та налаштувань значно нижче потенційно можливої, що визначається розрядністю цих АЦП [2, 3].

Суттєвого підвищення точності таких АЦП добиваються застосуванням методів автоматичного коригування похибок, які знаходять широке застосування у прецизійних АЦП, що зараз випускаються. Для них характерна при різній структурі, що визначається алгоритмом аналого-цифрового перетворення, наявність спеціальних схем та інших засобів, що забезпечують автоматичне коригування похибок [4, 5].

Незважаючи на інтенсивні розробки та дослідження методів коригування похибок АЦП сигналів електрозв'язку, вони мають обмежену область застосування та у ряді випадків малоефективні, зокрема слабо досліджена ефективність коригування похибок для швидкодійних АЦП паралельно-послідовного типу та порозрядного зрівноваження, що отримали найбільше поширення [6-8].

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення точності швидкодійних аналого-цифрових перетворювачів сигналів електрозв'язку порозрядного зрівноваження та паралельно-послідовного типу за рахунок коригування систематичних похибок.

Для досягнення цієї мети під час проведення теоретичних та експериментальних досліджень висувались такі задачі:

- виконати аналіз існуючих методів коригування систематичних похибок АЦП сигналів електрозв'язку;
- провести дослідження методів коригування похибок АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення;
- здійснити дослідження методів коригування похибок АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення при наявності похибок впливу розрядів;
- виконати комп'ютерне моделювання розроблених АЦП сигналів електрозв'язку.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення сигналів електрозв'язку у швидкодійних АЦП з коригуванням систематичних похибок.

Предметом дослідження є високоточні методи та засоби швидкодійного аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням систематичних похибок.

Методи дослідження. У процесі дослідження застосовувалися: теорія аналого-цифрового перетворення та теорія сигналів для аналізу систематичних похибок; теорія похибок та теорія цифрового оброблення сигналів для розроблення методів коригування та дослідження параметрів АЦП; евристичний синтез для розробки структур пристроїв аналого-цифрового перетворення з коригуванням похибок; комп'ютерне моделювання для перевірки отриманих теоретичних положень.

Наукова новизна одержаних результатів полягає в тому, що:

- вперше запропоновано вирази, що описують процес аналого-цифрового зрівноваження сигналів електрозв'язку з урахуванням систематичних похибок;
- вперше запропоновано спосіб аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку, при якому для вилучення похибок суперпозиції

здійснювати розрядне коригування похибок по ділянкам, на які розбивається характеристика перетворення;

- вперше запропоновано вирази, що оцінюють ефективність методів для коригування похибок АЦП сигналів електрозв'язку з монотонною характеристикою перетворення.

Практичне значення одержаних результатів полягає в розробці структур аналого-цифрових перетворювачів сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок. Результати роботи можуть використовуватись в телекомунікаційних системах і мережах з цифровою обробкою сигналів, а також в учбовому процесі при виконанні лабораторних і практичних робіт для дисциплін „Цифрова обробка сигналів в телекомунікаційних системах” і „Обчислювальна техніка та мікропроцесори”.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на ЛП науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2023 році.

1 ТЕХНІЧНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ

На сьогоднішній день широке застосування знайшли цифрові телекомунікаційні системи, які задовольняють сучасним високим вимогам по об'ємам інформаційних потоків та якості зв'язку. Сучасна людина не може уявити своє життя без стаціонарного телефонного зв'язку, Інтернету, стільникового телефонного зв'язку. Отже, життя сучасного людства тісно пов'язане з новітніми технологіями передачі інформації, тому важливою і перспективною проблемою, яка вимагає новітніх рішень, є розробка технологій для ефективної, швидкої, безпечної передачі інформації, які б мали успішне використання на практиці. Однак на території нашої держави багатоканальні телекомунікаційні мережі складаються з аналогових систем передачі даних. Тому наявність широко розгалуженої аналогової мережі в загальній автоматизованій мережі зв'язку визначає необхідність довготривалого співіснування аналогових і цифрових систем передавання, їх спільної роботи і взаємодії.

Сучасні технології в своїй більшості закордонного виробництва, тому їх ціна досить суттєва і через це вони не можуть широко застосовуватись у вітчизняних мережах зв'язку, а застосовуються лише при побудові нових мереж.

Для організації декількох каналів зв'язку по одній лінії зв'язку існує ряд методів розділення каналів: частотний, часовий, фазовий, лінійний, просторовий, за рівнем урівноваженого мосту. Найбільш широке поширення на практиці отримали частотний та часовий методи. Організація декількох каналів по одній лінії називається ущільненням лінії зв'язку. Ущільнення лінії зв'язку економічно доцільно здійснювати, оскільки це дозволяє зменшити капітальні витрати на будівництво нових ліній зв'язку у випадку відсутності ущільнення, зменшення витрат на обладнання та експлуатацію.

Будь-яка цифрова система зв'язку будь то індивідуальний засіб зв'язку, чи провідні телефонна мережа, містить в своєму складі аналого-цифровий перетворювач, за допомогою якого аналоговий сигнал перетворюється у цифрову форму. Але недоліком сучасних АЦП є те, що починаючи з деякої частоти сигналу, що перетворюється, в режимі динамічних змін погіршується роздільна здатність АЦП [1,6], що призводить до зменшення числа розрядів коду, які використовуються для представлення величини, що вимірюється. Це, в свою чергу погіршує якість представлення аналогового сигналу в цифровій формі.

В даній магістерській кваліфікаційній роботі виконується дослідження методів корекції похибок АЦП широкосмугових сигналів електрозв'язку, які дозволяють покращувати якість телекомунікаційних сигналів.

Підвищення швидкості та точності оброблення інформації у комп'ютерних і телекомунікаційних системах вимагає розробки широкого класу АЦП. Подальший прогрес у цих галузях значною мірою визначається наявністю високоефективних АЦП, необхідних для зв'язку між аналоговими та цифровими частинами систем. Саме АЦП визначають швидкість та точність оброблення сигналів і в результаті – продуктивність систем. Необхідність у передаванні, обробленні та зберіганні широкосмугових сигналів у реальному масштабі часу призвела до створення швидкодійних АЦП, здатних функціонувати у діапазоні високих частот. Але існуючі АЦП не задовольняють усім вимогам, що до них пред'являються.

Суттєвого підвищення точності таких АЦП добиваються застосуванням методів автоматичного коригування похибок, які знаходять широке застосування у прецизійних АЦП, що зараз випускаються. Для них характерна при різній структурі, що визначається алгоритмом аналого-цифрового перетворення, наявність спеціальних схем та інших засобів, що забезпечують автоматичне коригування похибок.

Незважаючи на інтенсивні розробки та дослідження методів коригування похибок АЦП, вони мають обмежену область застосування та у ряді випадків малоефективні, зокрема слабо досліджена ефективність коригування похибок для швидкодійних АЦП паралельно-послідовного типу та порозрядного зрівноваження, що отримали найбільше поширення.

2 АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ СИСТЕМАТИЧНИХ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

2.1 Основні структури АЦП

Існує велика кількість АЦП, які відрізняються схемними конфігураціями, елементами, які використовуються, послідовністю виконання операцій, проте в їх основі лежить невелика кількість фундаментальних методів. Є різні підходи до виділення цих методів та відповідних їм структур АЦП [1].

Дана робота в основному присвячена дослідженню нових методів підвищення точності швидкодієвих АЦП: аналого-цифрових перетворювачів з порозрядним зрівноваженням (АЦППЗ) та паралельно-послідовних аналого-цифрових перетворювачів (ППАЦП). Структури цих швидкодієвих АЦП містять ЦАП у колі перетворення, який є основним джерелом систематичних похибок. Відповідно у бакалаврській роботі основна увага буде приділятися коригуванню похибок, які вносяться у процесі аналого-цифрового перетворення цифро-аналоговим перетворювачем.

У зв'язку з цим, визначимо структури АЦП, які містять ЦАП у колі перетворення, тим самим остаточно визначимо область застосування методів коригування похибок, які досліджуються. Виходячи з цього, можна визначити наступні структури АЦП [6]:

- АЦП з ЦАП у колі зворотного зв'язку;
- АЦП з ЦАП у прямому колі перетворення;
- АЦП, в яких немає ЦАП.

Ці перетворювачі мають особливо широке поширення, до них відносяться і АЦП порозрядного зрівноваження. У додатку Б наведена структурна схема АЦП з ЦАП у колі перетворення. В її склад входять n -розрядний регістр результату перетворення $T_1 - T_n$, який керує розрядами паралельного ЦАП у колі зворотного зв'язку АЦП, компаратор K_p , який зв'язаний зі схемою керування K_{er} , в яку входить генератор тактової частоти.

Реалізуючи у блоці керування різноманітні алгоритми роботи АЦП, отримують різноманітні характеристики перетворювача. У відповідності з цими алгоритмами роботи існують схеми АЦП порозрядного зрівноваження (АЦППЗ), зі ступінчатою пилкоподібною напругою (АЦПСП) та слідкувального типу (АЦПСл).

Алгоритм роботи АЦП наведених структур зводяться до формування в i -му такті за допомогою ЦАП сигналу зрівноваження. Наприклад, для АЦППЗ:

$$U_{зр} = \sum_{j=1}^{i-1} U_{нj} \cdot d_j + U_{ни} = E_{оп} \cdot \left(\sum_{j=1}^{i-1} 2^{-j} \cdot d_j + 2^{-i} \right), \quad (2.1)$$

де $U_{зр}$ - сигнал зрівноваження на i -му такті аналого-цифрового-перетворення;

$U_{нj}$ - номінальний вихідний сигнал ЦАП при включенні j -го рядка;

d_j - розрядні коефіцієнти вхідного коду $N = \sum_{j=1}^{i-1} 2^{-j} \cdot d_j$, які визначають підключення (при $d_j = 1$) чи відключення (при $d_j = 0$) розрядного сигналу;

$E_{оп}$ - номінальне значення опорного сигналу.

У цьому ж такті перетворений сигнал ($U_{вх}$) за допомогою компаратора порівнюється зі зрівноваженим сигналом ЦАП. Таким чином формується коефіцієнт d_j , при чому,

якщо $U_{вх} \geq U_{зр}$, то $d_j = 1$,

(2.2)

якщо $U_{вх} < U_{зр}$, то $d_j = 0$.

З урахуванням виразів (2.2) сигнал зрівноваження на $i+1$ -му такті буде мати вигляд

$$U_{зр i+1} = \sum_{j=1}^{i-1} U_{нj} \cdot d_j + U_{ни} \cdot \alpha_i + U_{ни+1}. \quad (2.3)$$

Сигнал зрівноваження з урахуванням реальних розрядних сигналів ЦАП має вигляд

$$U_{зр} = \sum_{i=1}^n U_{pi} \cdot \alpha_i = \sum_{i=1}^n (U_{pi} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i + \Delta U_{ад}, \quad (2.4)$$

де U_{pi} - реальний i -й розрядний сигнал (РС) ЦАП;

ΔU_i - похибка i -го РС ЦАП;

$\Delta U_{ад}$ - адитивна похибка, яка вноситься ЦАП та компаратором.

Як видно з (2.4), систематична похибка АЦП з ЦАП у зворотному зв'язку визначається передусім систематичними похибками ЦАП. Тим самим, для підвищення точності АЦП таких структур необхідно вилучати систематичні похибки, які вносяться у процесі аналого-цифрового перетворення, що використовується ЦА-перетворювачем.

АЦП з ЦАП у прямому колі перетворення.

До АЦП такого типу відносяться паралельно-послідовні АЦП (ППАЦП), які бувають багатоступінчастими та багатотактними [1].

Схема ППАЦП складається зазвичай із декількох каскадів, у кожному з яких є АЦП, ЦАП та аналоговий віднімальний пристрій.

Аналого-цифровий перетворювач може бути виконаний будь-яким відомим способом, проте найбільші переваги досягаються при використанні малорозрядних паралельних АЦП (ПАЦП).

На рис. 2.1 наведена структурна схема десятирозрядного ППАЦП, який складається з двох п'ятирозрядних ПАЦП, які працюють послідовно у часі.

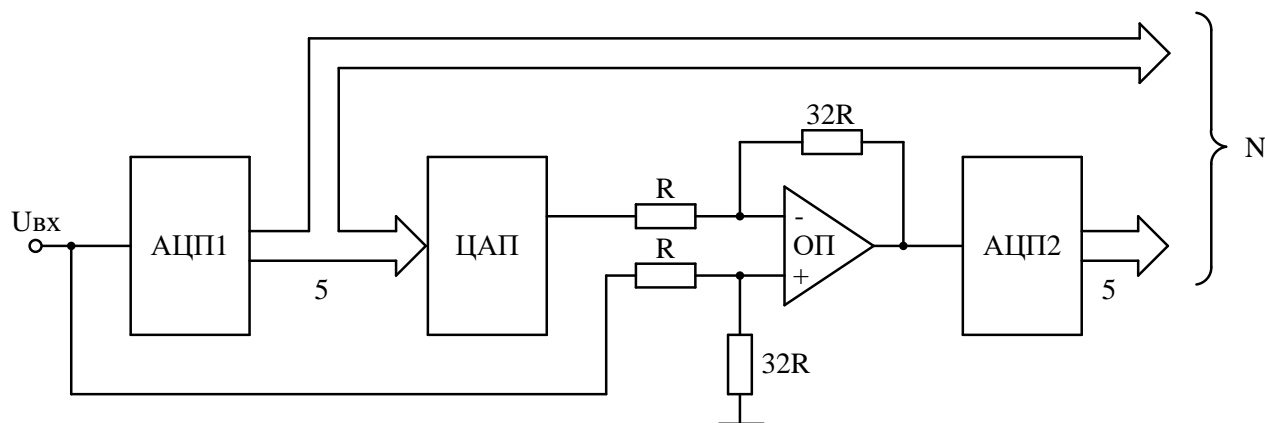


Рисунок 2.1 – Структурна схема ППАЦП

Аналоговий сигнал $U_{\text{вх}}$ подається на вхід ПАЦП1. На його виході утворюються старші п'ять розрядів (1-5) двійкового коду, які перетворюються паралельним ЦАП та у вигляді напруги $U_{\text{ЦАП}}$, відповідного коду старших розрядів, потрапляють на один із входів операційного підсилювача (ОП), який включений по диференціальній схемі. На другий вхід ОП потрапляє вимірювальний сигнал $U_{\text{вх}}$.

ОП виконує роль формувача різницевого сигналу $U_{\text{вп}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{ЦАП}})$ та підсилювача різниці $U_{\text{вп}}$ з коефіцієнтом підсилення $k = 2^5$.

Вихідний сигнал ОП $k \cdot (U_{\text{вх}} - U_{\text{ЦАП}})$ потрапляє на ПАЦП2, на виході якого формуються молодші (6 ÷ 10) розряди коду.

Похибка ППАЦП, що розглядаються, залежить передусім від аналогових вузлів перетворювача: ЦАП ($\Delta U_{\text{ЦАП}}$) та аналогового віднімального пристрою ($\Delta U_{\text{вп}}$). Крім того, на загальну похибку впливає також похибка АЦП першого каскаду ($\Delta U_{\text{АЦП1}}$). З урахуванням вказаних похибок вхідний сигнал АЦП другого каскаду має вигляд

$$U_{\text{вх2}} = 2 \cdot (\Delta U_{\text{АЦП1}} + \Delta U_{\text{ЦАП}} + U_{\text{вп}}) + \Delta U_{\text{вп}}. \quad (2.5)$$

До АЦП, які не містять ЦАП у колі перетворення, відносяться швидкодійні паралельні АЦП та АЦП повільної дії інтегровального типу. Методи коригування систематичних похибок АЦП цього класу достатньо добре

розроблені у відмінності від АЦП з ЦАП у колі перетворення. Тому структури АЦП, які не містять ЦАП у колі перетворення, розглядати не будемо.

2.2 Шляхи зменшення похибок АЦП

Основним напрямком збільшення точності перетворювачів: ЦАП, АЦП – є зменшення систематичних похибок, які викликані технологічними причинами виготовлення елементів та вузлів перетворювачів.

При цьому існує два шляхи зменшення похибок:

1) застосування параметричних методів, у яких підвищення точності перетворювача здійснюється за рахунок покращення метрологічних характеристик окремих елементів;

2) застосування методів коригування систематичних похибок перетворювача.

З них найбільш перспективним шляхом підвищення точності перетворювачів у теперішній час є застосування методів коригування систематичних похибок.

Систематичні похибки – похибки, які залишаються постійними чи закономірно змінюються при повторних перетвореннях однієї і тієї ж величини [9].

У методах коригування, використовуючи відносну постійність систематичних похибок, здійснюється визначення похибки та уведення потім відповідної поправки у результат аналого-цифрового перетворення.

Наявність постійних та систематичних похибок, що прогресують, приводять до двох задач коригування: коригування постійних похибок та коригування похибок, що прогресують.

Під постійними чи довгоперіодними розуміють похибки, величина яких практично не змінюється за весь термін служби перетворювача. Щоб вилучити їх, достатньо один раз ввести відповідні поправки при початковій настройці перетворювача.

Закономірно змінні чи прогресуючі похибки не можливо вилучити тим же способом, що й постійні. При настройці перетворювача усувається лише те значення похибки, яке існує у даний момент, а потім похибка знову накопичується. Відповідно, необхідна періодичне коригування похибок перетворювача.

Саме з необхідністю коригування прогресуючих систематичних похибок перетворювача, головним чином, й пов'язане широке застосування методів

коригування, які є ефективним засобом боротьби з цим видом систематичних похибок. Що й спостерігається у схемах прецизійних АЦП, що випускаються. Вони мають різні структури, але для всіх характерна наявність спеціальних схем та інших засобів, які забезпечують автоматичне коригування систематичних похибок [10].

Крім цього, у теперішній час у зв'язку з побудовою АЦП на функціонально завершених елементах ускладнюється настроювання перетворювачів на етапі виготовлення. Це пов'язано з тим, що практично неможливий доступ всередину мікросхеми, функціонально завершених блоків.

Через це в останній час для настройки (вилучення постійних систематичних похибок) перетворювачів при їх виготовленні використовується коригування похибок, що полегшує процес виготовлення точних АЦП.

Наприклад, почали випускати комбіновані ЦАП або ЦАП з джерелами коригувальних струмів [11,12], які містять основний та допоміжний ЦАП. Вихідні сигнали допоміжного ЦАП, надходячи у підсумувальну точку перетворювача компенсують похибки вихідних сигналів основного ЦАП у залежності від кодів поправок, які поступають на входи допоміжного ЦАП. Коригування полягає у тому, що визначаються зони поправок, які записуються у пам'ять у процесі виготовлення, потім ці поправки використовуються для вилучення похибок перетворення.

2.3 Класифікація методів коригування похибок

Для методу автоматичного коригування похибок характерно: вимірювання систематичної похибки (СП) та уведення потім відповідної поправки у результати аналого-цифрового перетворення. СП, що вимірюється у загальному випадку містить три складові, які впливають на характеристику перетворення:

1) адитивна похибка (похибка зміщення нуля) – величина, яка характеризує паралельний зсув всієї характеристики перетворення реального АЦП по відношенню до ідеальної (крива 1 на рис. 2.2,а);

2) мультиплікативна похибка чи похибка коефіцієнта передачі - величина, яка характеризує відхилення крутизни усередненої амплітудної характеристики АЦП від крутизни ідеально прямої (крива 2 на рис. 2.2,а);

3) нелінійність – величина, яка характеризує відхилення передаточної характеристики перетворювача від ідеальної прямої. Розрізняють монотонну і немонотонну нелінійність [6,13].

Монотонна нелінійність характеризується зміною в одному напрямку вихідного значення АЦП або ЦАП при зміні вхідного сигналу також в одному напрямку у всьому діапазоні перетворення (крива 3 на рис. 2.2,б).

Немонотонна нелінійність має місце при зміні знаку похідної усередненої передатної характеристики. В цьому випадку одному й тому ж значенню аналогової величини відповідають різні коди (крива 4 на рис. 2.2,б).

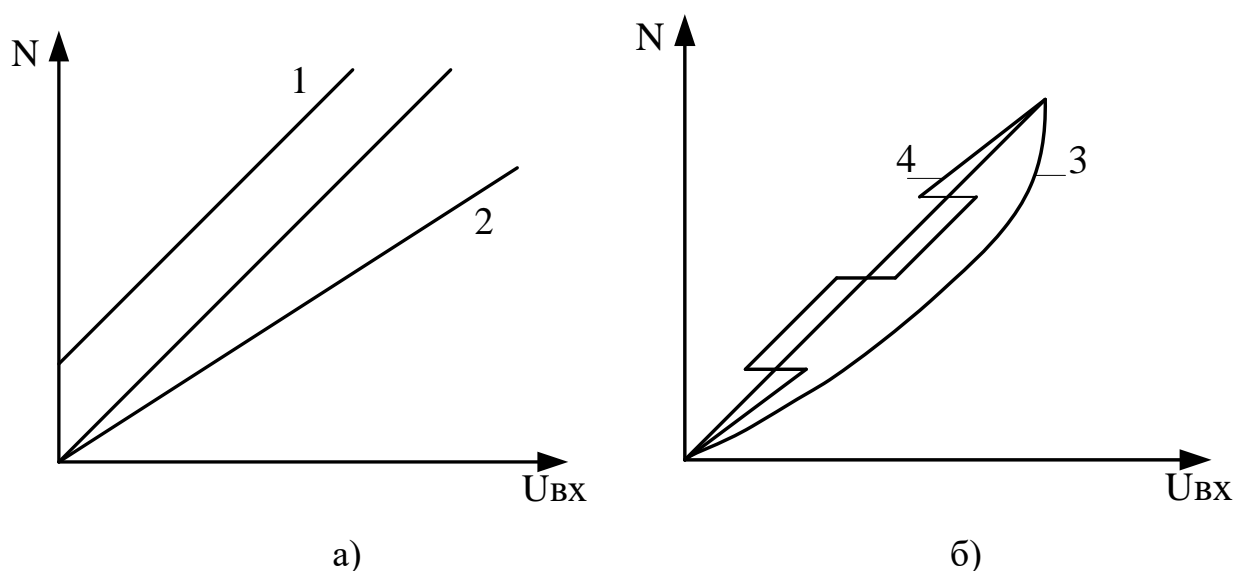


Рисунок 2.2 – Характеристики перетворення АЦП

У загальному випадку при наявності трьох складових систематичної похибки у залежності від виду нелінійності розрізняють характеристики перетворення АЦП.

В залежності від характеристики перетворення розрізняють АЦП з немонотонною характеристикою перетворення, до яких відносяться АЦП з ЦАП у колі перетворення, та АЦП з монотонною характеристикою перетворення, до яких відносяться інтегруючі АЦП. Відповідно до характеристики відрізняються і методи коригування похибок АЦП. До того ж, методи коригування похибок нелінійності монотонного виду неефективні для вилучення похибок нелінійності немонотонного виду і навпаки [8,14]. Тому спочатку методи поділяються по виду реальної характеристики аналого-цифрового перетворення на методи автоматичного коригування похибок (АКП) перетворювачів з монотонною характеристикою перетворення і методи АКП перетворювачів з немонотонною характеристикою перетворення.

У деяких методах АКП можна в явній формі виділити етап визначення СП, у якому визначається поправка, і етап уведення поправки, у якому здійснюється уведення відповідної поправки у результат аналого-цифрового перетворення.

При цьому етап вимірювання СП у таких методах може здійснюватися періодично: періодично визначається величина поправки, яка потім зберігається і використовується на етапі уведення поправки у процесі аналого-цифрового перетворення.

З урахуванням цього, методи АКП поділяються на періодичні і неперіодичні.

Методи, у яких можливе розділення усього процесу АКП на етап визначення поправки та етап уведення поправки, відносяться до періодичних.

На відмінну від неперервних методів, в яких не можливо рознести по часу процеси визначення поправки та уведення поправки у результат аналого-цифрового перетворення, періодичні методи АКП практично не знижують час аналого-цифрового перетворення.

По алгоритму чи принципу, який використовується для вилучення похибки методи АКП поділяються на методи: зразкового прирощування, заміщення, апроксимації, ітерації, коригування з використанням комбінованого ЦАП, різницевої або перекриваючих діапазонів перетворення. Як уже говорилося, існують постійні та прогресуючі систематичні похибки.

Задача коригування прогресуючих СП існувала завжди і саме для вирішення цієї задачі були розроблені існуючі методи коригування.

Вилучення постійних СП на етапі виготовлення перетворювача при побудові на дискретних елементах не було важким і полягало у припасуванні певних елементів схеми для отримання потрібної характеристики. Відповідно, задача вилучення постійних СП методами коригування не існувала.

Але сьогодні перетворювачі будуються на функціонально закінчених елементах в інтегральному виконанні – модульні перетворювачі, чи випускаються повністю інтегральні перетворювачі. Доступ у середину схеми таких перетворювачів для будь-якого налаштування майже неможливий.

У зв'язку з цим сьогодні з'явилася задача вилучення постійних СП без зміни аналогової схеми перетворювача. Цю задачу можна вирішити і вирішують з використанням методів коригування постійних СП.

Методи коригування постійних СП мають свої особливості відмінно від методів коригування прогресуючих СП. Крім цього, методи коригування постійних СП не є похідними методів коригування прогресуючих СП. Тому необхідно розрізняти методи коригування постійних СП і методи коригування прогресуючих СП.

Із перерахованих вище методів АКП до методу коригування постійних СП відноситься метод коригування з використанням комбінованого ЦАП.

2.4 Методи коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення

Існують методи коригування деяких окремих складових СП: методи коригування адитивної похибки [1,6,8,15,16] та методи коригування мультиплікативних похибок [1,6,12,14,17].

У загальному випадку похибка перетворювача містить усі три складові СП. Тому будемо аналізувати методи АКП, які дозволяють вилучити усі три складові СП, у тому числі найбільш похибки нелінійності, які найважче усунути (у даному випадку монотонної нелінійності).

До методів коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворювача відносяться методи: апроксимації, заміщення, ітерації, зразкового приросту.

Методи апроксимації.

При наявності похибки монотонної нелінійності згладжена функція аналого-цифрового перетворення має вигляд – крива 1, рис. 2.3.

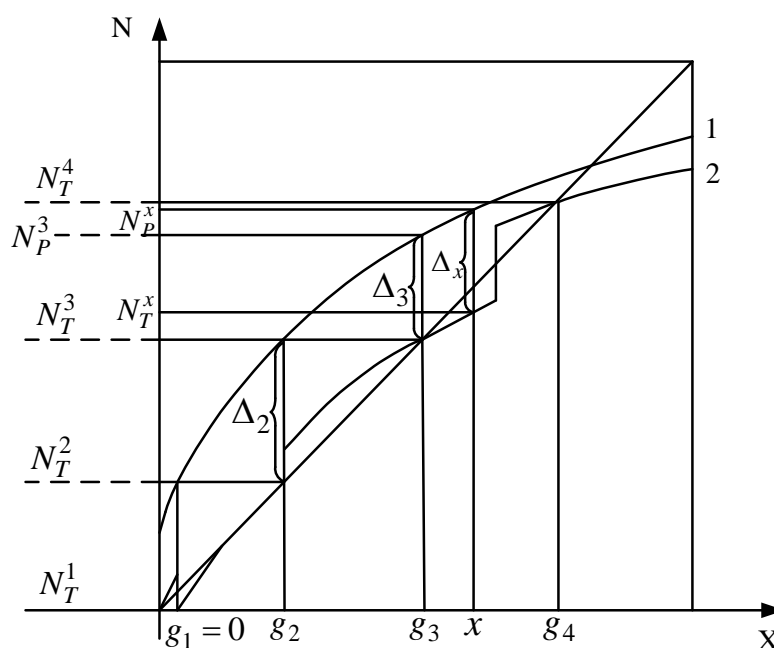


Рисунок 2.3 – Функція аналого-цифрового перетворення (метод апроксимації)

Для наведення реальної характеристики перетворення до ідеальної застосовують ступінчасту чи кусково-лінійну апроксимацію функцій перетворення з допомогою набору зразкових сигналів [1,6,9,12].

Для чого, весь діапазон зміни часового еквівалента розбивають на рівні відрізки, границям яких відповідають зразкові сигнали $x = g_l$ з відомим числовим еквівалентом N_T^l . Процес АКП складається з двох тактів. Спочатку

визначається код N_p^x вхідного сигналу x та відповідно номер ділянки діапазону l по коду декількох старших розрядів.

На другому такті АЦП перетворює сигнал g_l , що відповідає верхній чи нижній границі ділянки діапазону. У результаті формується код N_p^l .

По результатах перетворення N_p^x , N_p^l точне значення N_T^x перетвореного сигналу визначається в обчислювальному пристрої за формулою

$$N_T^x = N_p^x + \Delta N^l = N_p^x + N_T^l + N_p^l. \quad (2.6)$$

Розглянутий метод ступінчастої апроксимації, що зображений на рис. 2.3, де криві 1 та 2 – відповідно реальна та скоригована характеристики перетворення АЦП.

На рис. 2.3 видно, що вибрані по вищенаведеному алгоритму зразкові сигнали не завжди є найближчими до виміряного сигналу x , що призводить до похибки перетворення.

Вихід з цього положення пропонується у [8,15], який полягає у повторному коригуванні уже скоригованого значення.

Проте, це ускладнює процес коригування та обчислювач, та у багатьох випадках не дає ефекту через те, що в отриманій характеристиці утворюються розриви.

Більш точне коригування здійснюється при кусково-лінійній апроксимації. Вона полягає в уведенні додаткової поправки на нахил характеристики перетворення у межах ділянки коригування.

При цьому у третьому такті визначається додатково код N_p^{l+1} . Скориговане значення N_T^x визначається в обчислювальному пристрої по формулі

$$N_T^x = N_T^l + \frac{N_T^{l+1} - N_T^l}{N_p^{l+1} - N_p^l} \cdot (N_p^x - N_p^l). \quad (2.7)$$

Перевагою методів апроксимації є те, що вони дозволяють виправити інтегральну (сумарну) похибку, тобто коригуються усі три складові систематичної похибки.

Методи ефективні стосовно до АЦП з монотонною характеристикою перетворення. Стосовно до АЦП з ЦАП у колі перетворення, характеристика передачі яких носить розривний, немонотонний характер, ці методи не ефективні. Це пов'язано з тим, що точки стрибкоподібної зміни похибки заздалегідь не відомі та їх може бути дуже багато. Тому при коригуванні потрібна велика кількість ділянок апроксимації та відповідно зразкових сигналів. У межі їх число складає 2^n , де n – розрядність перетворювача.

У даних методах є можливість звести кількість циклів перетворень до одного при використанні запису у пам'ять у режимі налаштування коригувальних поправок. Проте, при великих похибках нелінійності, коригування яких можливе при великій кількості зразкових сигналів, поправки однієї ділянки можуть бути прийнятими за поправки іншого. Наприклад, для сигналу X повинні бути використані поправки ($N_T^l \rightarrow g_l$) та ($N_T^{l+1} \rightarrow g_{l+1}$) (рис. 2.4).

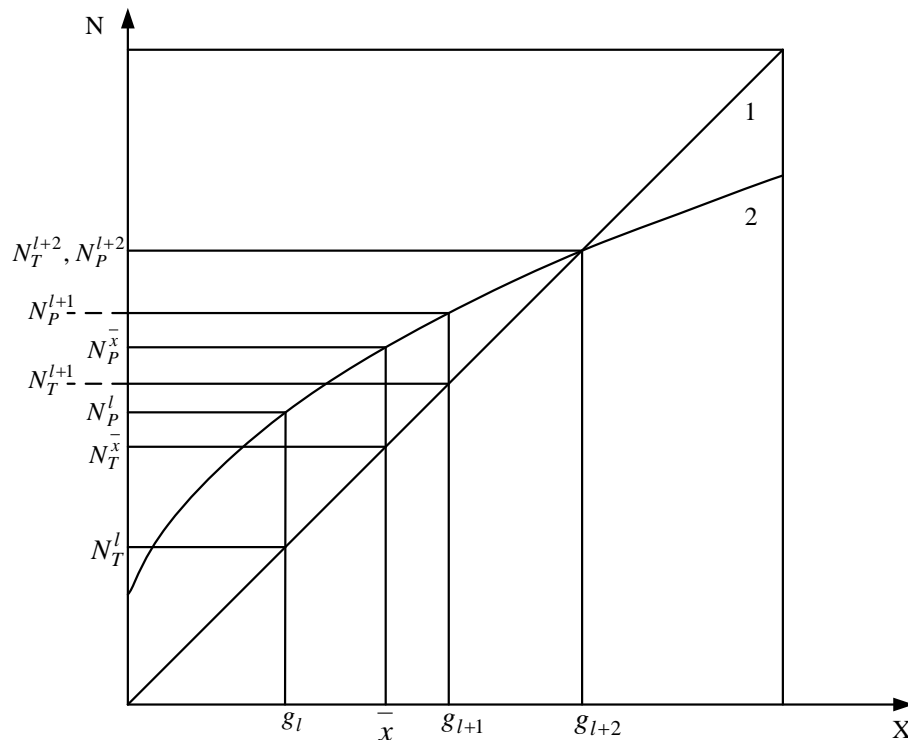


Рисунок 2.4 – Визначення поправок при коригуванні аналого-цифрового перетворення (метод апроксимації)

Але по коду перетвореного сигналу $N_P^{\bar{x}}$, який задовольняє нерівність $N_T^{l+1} > N_P^{\bar{x}} < N_T^{l+2}$, вибираються поправки $N_T^{l+1} \rightarrow g_{l+1}$ та $N_T^{l+2} \rightarrow g_{l+2}$ [9].

Для отримання потрібної точності цикл автокоригування необхідно повторити декілька разів [18,19]. Останні все одно збільшують удвічі час визначення скоригованого значення навіть при умові зберігання у пам'яті значень поправок N_P^l .

Методи заміщення.

На відмінну від методів апроксимації у методах заміщення використовується точний ЦАП з розрядністю, яка рівна розрядності коригувального АЦП, при цьому усуває процес визначення скоригованого значення [18,19].

Метод пояснює структурна схема (рис. 2.5), де ФК – формувач кодів, БП – блок порівняння, К – комутатор, БК – блок керування, Рг1, Рг2 – регістри.

В першому такті вимірюється вхідний сигнал $U_{вх}$. Результат перетворення N_p^x записується у Рг1.

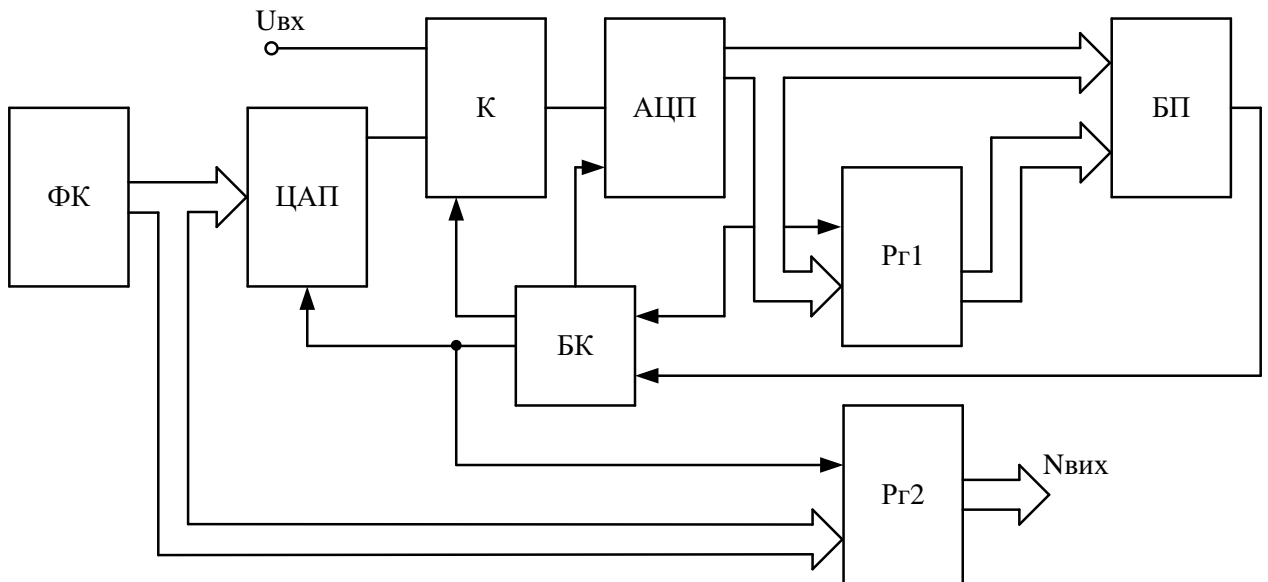


Рисунок 2.5 – Структура методу заміщення

Потім по сигналу з блоку керування до входу перетворювача через комутатор підключається вихід точного ЦАП. Запускається формувач кодів та вихідні сигнали ЦАП, які відповідають кодам формувача, вимірюються АЦП, блоком керування, що запускається.

Результати перетворення сигналів ЦАП $N_p^{ЦАП}$ порівнюються з кодом N_p^x , який перетворений у першому такті сигналу, при рівності кодів $N_p^{ЦАП} = N_p^x$ перетворення закінчується.

Точний код перетвореного сигналу N_T^x зчитується з виходу формувача кодів у вихідний регістр Рг2.

Як видно з алгоритму роботи, у даному методі використовується точний АЦП з точним ЦАП у колі зворотного зв'язку, в якості компаратора використовується грубий АЦП та блок порівняння кодів.

У залежності від алгоритму роботи формувача (порозрядне зрівноваження, послідовний рахунок) отримують різні методи заміщення, які відрізняються часом зрівноваження.

До недоліків методів так само, як і у методах апроксимації, відноситься необхідність використання точного n -розрядного ЦАП, а також великий час

коригування (t_k). Наприклад, для методу заміщення р послідовним рахунком

$$t_k = t_{\text{пер}} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} 2^i \cdot \alpha_i, \text{ де } t_{\text{пер}} - \text{ час одного перетворення, } \alpha_i - \text{ значення } i\text{-го розряду}$$

отриманого коду (0 чи 1), $\sum_{i=0}^{n-1} 2^i \cdot \alpha_i$ – код перетвореного сигналу.

Вказані недоліки роблять ці методи неефективними стосовно до швидкодійних АЦППЗ та ППАЦП.

Методи ітерацій.

У порівнянні з методами заміщення ітераційні методи [1,9,10] відрізняються алгоритмом формування кодів на вході точного ЦАП, що дозволяє у декілька разів зменшити час коригування.

При великих значеннях мультиплікативної та нелінійної похибки застосовується мультиплікативний ітераційний метод [20]. Метод пояснюється структурною схемою АЦП з ітераційним коригуванням (рис. 2.6), де ОП – обчислювальний пристрій.

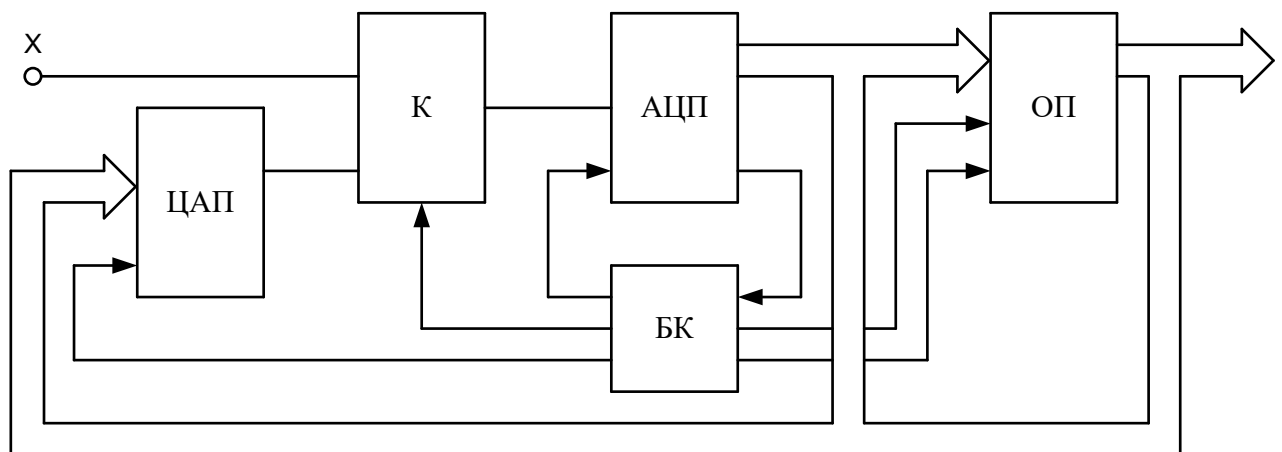


Рисунок 2.6 – Структура методу ітерацій

Процес ітераційного коригування здійснюється наступним чином.

Виконується грубе вимірювання вхідного сигналу x . У результаті перетворення на виході АЦП формується код N_p^x .

Код N_p^x подається на входи точного ЦАП ($N_p^x = N_T^x$). Сигнал g_{x1} (рис. 2.7) з виходу ЦАП вимірюється АЦП. На виході АЦП формується код N_p^{x1} , який потрапляє в обчислювальний пристрій, де по формулі

$$N_{T1}^x = \frac{N_T^x}{N_p^{x1}} \cdot N_p^x = \frac{(N_T^x)^2}{N_p^{x1}} \quad (2.8)$$

обчислюється перше скориговане значення N_{T1}^x .

Цей код N_{T1}^x поступає на вхід ЦАП, сигнал з виходу якого (g_{x2}) вимірюється знову. Результат перетворення N_p^{x2} порівнюється з кодом перетвореного сигналу $\Delta = N_p^x - N_p^{x1}$, при рівності кодів $N_p^x = N_p^{x2}$ процес перетворення закінчується. Точний код N_{Ti}^x зчитується на вихід пристрою.

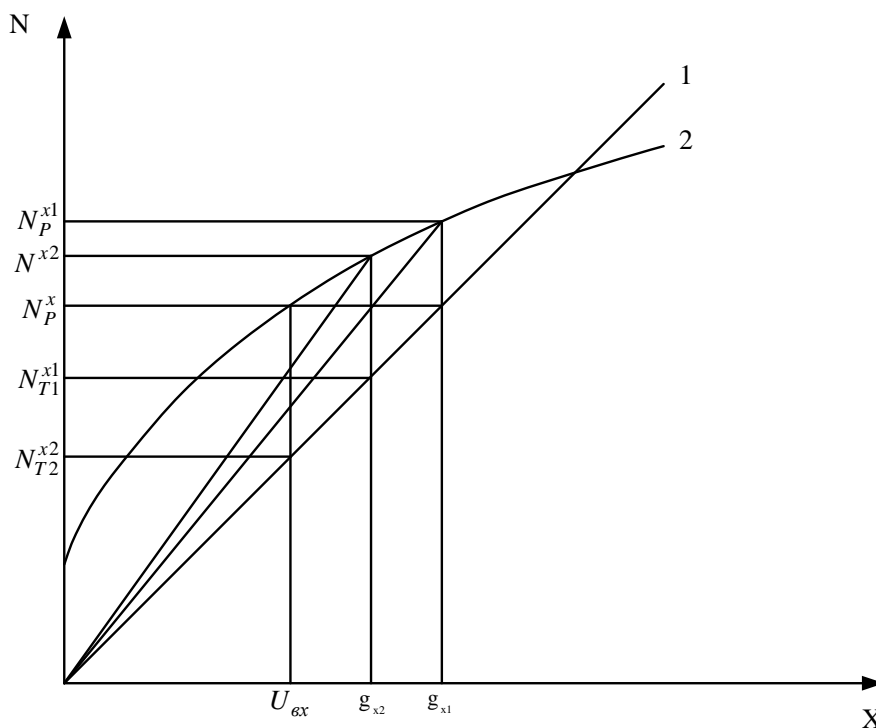


Рисунок 2.7 – Функція аналого-цифрового перетворення (метод ітерацій)

До недоліків методу відносять: необхідність використання точного n -розрядного ЦАП, а також великий час перетворення з коригуванням – мінімум у 3 рази перевищує час одного аналого-цифрового перетворення.

Метод зразкового приросту. Також, як і в методах апроксимації та ітерації, у методі зразкового приросту [9,10,13] використовується апроксимація характеристики перетворення.

Суть методу полягає у тому, що характеристику перетворення апроксимують кусково-лінійною функцією $N_p(x) = a_{1i} \cdot x + a_{0i}$, де $i=1 \dots m$ – число ділянок апроксимації. При цьому, виконуючи додаткові вимірювання перетвореної відповідним чином вимірюваної величини, визначають реальне значення коефіцієнтів a_{1i} , a_{0i} та значення величини, що вимірюється, з точністю до похибки апроксимації.

Метод пояснюється структурною схемою (рис. 2.8), де АС – аналоговий суматор, П – підсилювач.

Процес коригування складається з трьох тактів (перетворень).

У першому вимірюється вхідний сигнал x , код результату – N_p^x потрапляє у пам'ять обчислювального пристрою.

У другому такті на вхід АЦП подається за допомогою компаратора сигнал $(x+M)$, де M – зразковий сигнал, точний код N_T^M якого відомий. Результат перетворення N_T^{x+M} сумарного сигналу $(x+M)$ також запам'ятовується в ОП.

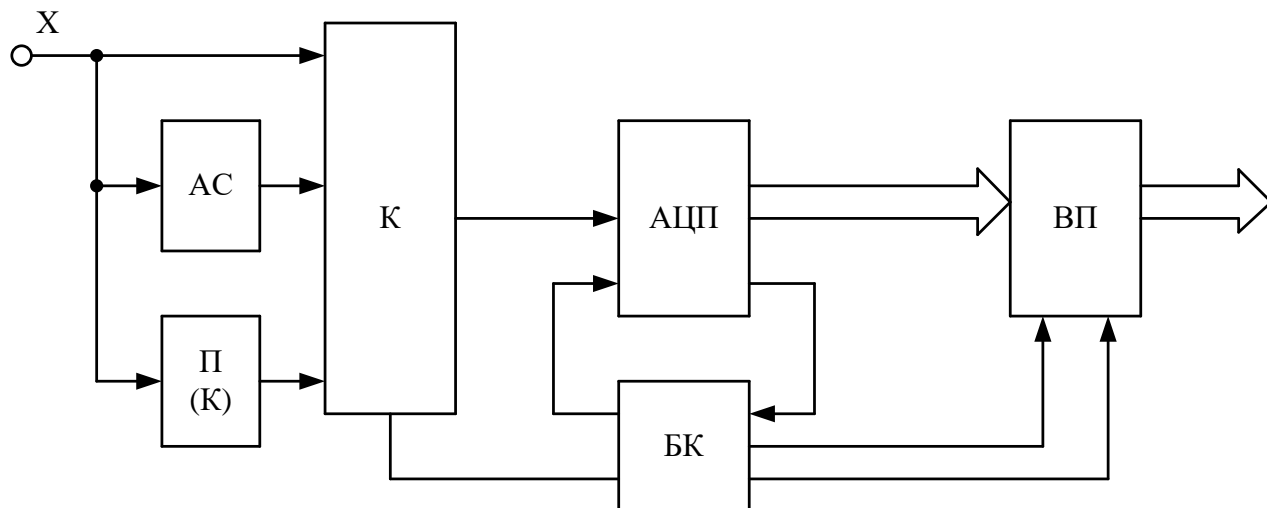


Рисунок 2.8 – Структура методу зразкового приросту

У третьому такті до входу АЦП подається вимірювальна величина, яка помножена на коефіцієнт (K) за допомогою підсилювача (K_k). Сформований код N_p^{Kx} потрапляє в обчислювальний пристрій.

У результаті перетворень формується система рівнянь

$$\begin{cases} N_p^x = a_{1i} \cdot x + a_{0i} \\ N_p^{x+M} = a_{1i} \cdot (x + M) + a_{0i}, \\ N_p^{Kx} = a_{1i} \cdot (K \cdot x) + a_{0i} \end{cases} \quad (2.9)$$

виходячи з якої в обчислювальному пристрої по формулі

$$N_K^x = \frac{N_T^K}{1 - K} \cdot \frac{N_p^x - N_p^{Kx}}{N_p^{x+M} - N_p^K} \quad (2.10)$$

визначається скориговане значення. Перевагою методу є використання одного зразкового сигналу.

Недоліком є те, що при його реалізації необхідно обчислювати відношення різниць близьких між собою чисел. Вплив лише похибки квантування δ результатів вимірювання N_p^x , N_p^{x+M} , N_p^{Kx} на результуючу

похибку коригування $\Delta_{np} = 2 \cdot \delta \cdot \frac{N_T^M}{1-K}$ підвищується у 5-10 разів при довжині відрізка апроксимації (M) 0,1-0,2 діапазонів вимірювання. Тому необхідно у стільки ж разів збільшувати роздільну здатність АЦП. Крім цього, мінімальний час коригування перевищує у 3 рази час одного аналого-цифрового перетворення.

На завершення необхідно відмітити, що розглянуті методи не придатні для підключення постійних СП. З чим це пов'язано?

Вилучення постійних СП здійснюється, як правило, при виготовленні перетворювача. У процесі функціональної підгонки по точним сигналам здійснюється налаштування перетворювача, тобто усуваються постійні СП. Після налаштування у процесі експлуатації такий перетворювач не потребує використання точних сигналів, та він і не містить в цьому випадку джерела точних сигналів.

Таким чином, вимоги до методів коригування постійних СП наступні:

1) У методах точні сигнали повинні використовуватися для настройки тільки у процесі виготовлення, в процесі експлуатації АЦП з коригуванням постійних похибок не повинні мати джерел точних сигналів.

2) Методи повинні передбачати простоту реалізації коригувального пристрою. Цим вимогам не задовольняє ні один з розглянутих вище методів коригування похибок АЦП.

2.5 Методи коригування похибок АЦП з немонотонною характеристикою перетворення

2.5.1 Методи коригування АЦП з ЦАП у колі зворотного зв'язку

Похибки немонотонної нелінійності в АЦП такого класу обумовлені відхиленням ваги розрядів ЦАП від нормальних значень [6].

Якщо номінальні вихідні сигнали ЦАП (1.1)

$$U_n = \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i, \quad (2.11)$$

то реальні вихідні сигнали ЦАП (U_p) при відсутності адитивної похибки згідно (2.4)

$$U_p = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i, \quad (2.12)$$

де ΔU_i - похибка вихідного сигналу при включенні i -го розряду (розрядна похибка). При чому, розрядні похибки можуть бути різними по величині та знаку. Саме це призводить до немонотонності характеристики перетворення.

Для вилучення похибок перетворення у цьому випадку необхідно здійснювати порозрядне коригування. Прикладом такого коригування є метод коригування (постійних похибок) з використанням комбінованого ЦАП, який застосовується зараз для функціональної підгонки ЦАП та АЦП ц процесі їх виготовлення [6,10].

Метод коригування (постійних похибок) з використанням комбінованого ЦАП.

Метод, що базується на використанні ЦАП комбінованої структури, пояснює структурна схема АЦППЗ з коригуванням (рис. 2.9), де ЦАПО, ЦАПД – відповідно основний та допоміжний цифро-аналогові перетворювачі, що утворюють комбінований ЦАП; ЦАПТ – точний цифро-аналоговий перетворювач, РПН – регістр послідовних наближень, ЛА – лічильник адреси, ПЗП – постійно запам’ятовуючий пристрій, РгН – накопичувальний регістр, К – компаратор, СМ – суматор.

У циклі налаштування на етапі виготовлення до входу такого АЦП під’єднується точний ЦАП, вихідні сигнали якого $U_n = \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i$ включають i -ті розряди точного та основного ЦАП та за допомогою допоміжного ЦАП, вага молодшого якого у декілька разів менше ваги молодшого розряду ЦАПО (U_{pi}) і ЦАПТ (U_{ni}).

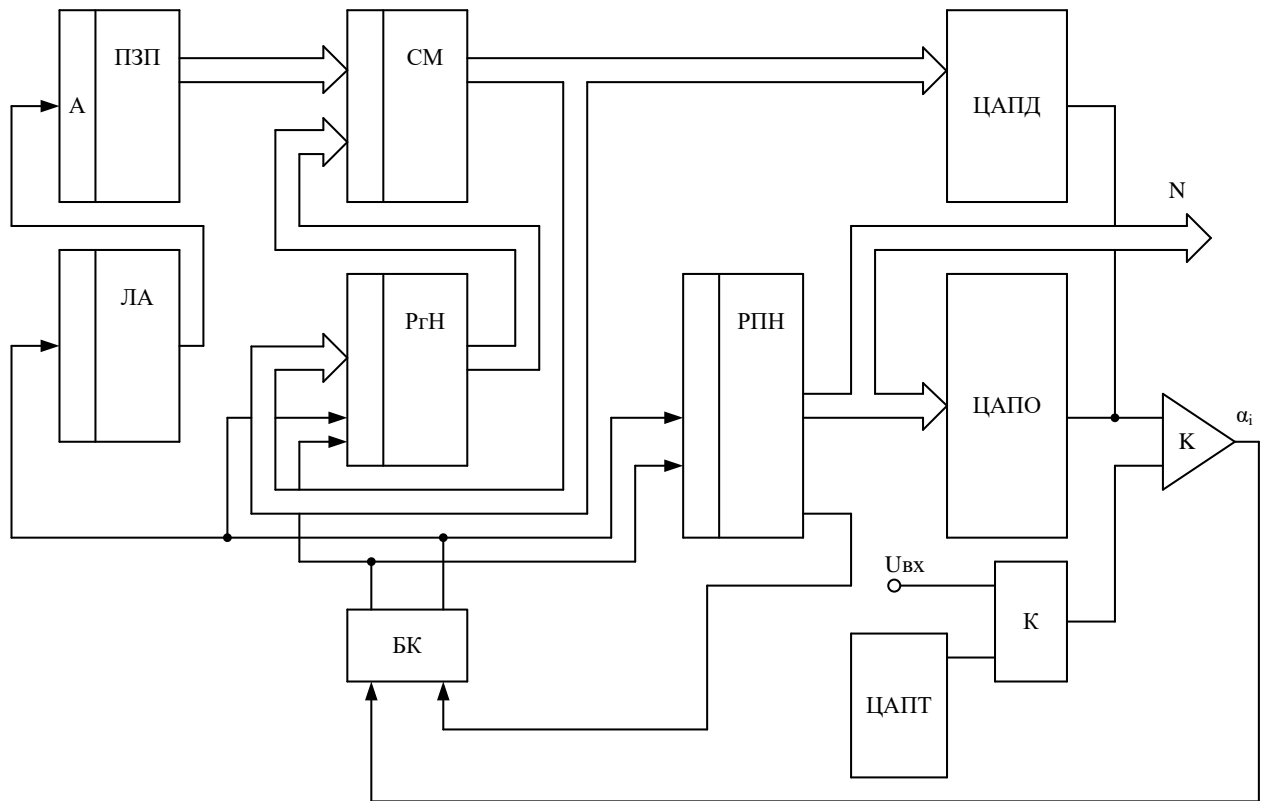


Рисунок 2.9 – Структура методу коригування з комбінованим ЦАП

При цьому різниця сигналів $\Delta U_i = U_{pi} - U_{ni}$ зрівноважується вихідним сигналом ЦАПД, входні коди якого у режимі налаштування формуються РПН або процесором системи налаштування.

Зрівноваження сигналів U_{pi} та U_{ni} сигналом з виходу ЦАПД здійснюється з похибкою $1/2$ ОМР АЦП. Чутливість компаратора у цьому випадку повинна відповідати кроку квантування допоміжного ЦАП. Код, який відповідає вихідному сигналу ЦАПД, який врівноважує розрядну похибку (ΔU_i) основного ЦАП, запам'ятовується по i -ій адресі в ПЗП.

Таким чином, починаючи зі старшого розряду, здійснюється вимірювання розрядних похибок у коді з використанням допоміжного ЦАП. Коди значень розрядних похибок (поправок) запам'ятовуються у ПЗП.

При використанні перетворювача у процесі зрівноваження коди похибок (поправок) відповідних розрядів зчитуються з пам'яті (ПЗП) та потрапляють на вхід ЦАПД, сигнал з виходу якого компенсує похибку вихідного сигналу ЦАПД при включенні i -го розряду.

При цьому з приходом i -го тактового імпульсу по i -ій адресі зчитується з ПЗП код, який відповідає похибці вихідного сигналу i -го розряду ЦАПД, який ввімкнений у цьому такті.

Код похибки через суматор потрапляє на вхід ЦАПД, сигнал з виходу якого компенсує похибку вихідного сигналу ЦАПО при включенні i -го розряду.

Описаний метод являється похідним методу лазерної підгонки. В лазерній підгонці, як і в розглянутому методі, також здійснюється вимірювання похибок розрядних сигналів. Але поправка вводиться в аналоговій формі шляхом лазерної підгонки матриці резисторів. Промінь лазера призводить до появи необоротних змін в кристалі, що різко погіршує з плином часу метрологічні характеристики перетворювача, тому у теперішній час замість методу лазерної підгонки при створенні багаторозрядних перетворювачів застосовується метод коригування з використанням комбінованого ЦАП [11].

Даний метод, як видно з алгоритму роботи, дозволяє коригувати інтегральну розрядну похибку, яка містить у загальному випадку мультиплікативну та нелінійну складові систематичної похибки.

Перевагою метода є малий час коригування. Це пов'язано з тим, що коригування здійснюється у процесі аналого-цифрового перетворення. Тим самим, по закінченню перетворення в АЦП завершується і процес коригування, на виході АЦП формується точний код перетвореного сигналу.

Крім цього, перевагою методу є простота побудови точного АЦП, який у процесі використання не потребує додаткових обчислювальних засобів, крім суматора, який використовується у схемі АЦП з коригуванням. До переваг методу варто віднести також те, що він використовується для створення точних ЦАП. Таким чином, метод задовольняє усі вимоги, які висунуті до методів коригування постійних СП (див. 2.4).

Похибка перетворення методу з урахуванням похибок квантування складає $\Delta_{\text{пер}} = \delta \sqrt{1 + \frac{n}{K^2}}$, де n - число розрядів, що коригуються, K - коефіцієнт послаблення вихідного сигналу ЦАПД, δ - похибка квантування АЦП.

У методі на етапі визначення та запису значень розрядних похибок (поправок) потребується застосування точного ЦАП, тому метод використовується лише у процесі виготовлення АЦП для коригування постійних систематичних похибок. У процесі експлуатації АЦП точного ЦАП немає, відповідно для коригування прогресуючих похибок цей метод не застосовується. Це є недоліком методу.

Значення розрядних похибок через похибку немонотонної нелінійності можуть бути різних знаків. Сигнал на виході допоміжного ЦАП (без додаткового зміщення) по знаку завжди постійний. Тим самим, метод не дозволяє коригувати розрядні похибки різних знаків, що зменшує точність коригування.

Необхідно відмітити також те, що у методі не враховується адитивна похибка $\Delta_{ад}$, яка вноситься ЦАП та компаратором, при величині $\Delta_{ад} \geq \frac{1}{K}$ ОМР, вона вносить максимальну похибку перетворення $\Delta_M \geq n \cdot \frac{1}{K}$ ОМР.

2.5.2 Метод коригування похибок АЦП з ЦАП у колі прямого перетворення

Для коригування похибок ППАЦП, які вносяться АЦП першого ступеня (з точним ЦАП у колі прямого перетворення), застосовується різницевий метод чи метод перекриваючих діапазонів перетворення [1,6,12,13].

Різницевий метод. Метод пояснюється структурною схемою ППАЦП з коригуванням (рис. 2.10), де АЦП1, АЦП2 – відповідно АЦП першої та другої ступені перетворення, П – підсилювач різниці, ОП – аналоговий обчислювальний пристрій.

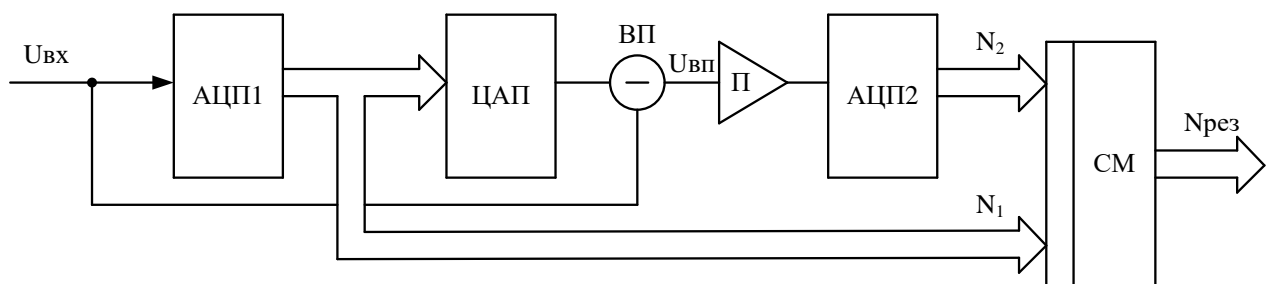


Рисунок 2.10 – Структура різницевого методу

Похибка перетворення АЦП1 міститься у різницевому сигналі ($U_{вп}$), який поступає на вхід підсилювача П

$$U_{вп} = U_{вх} - \sum_{i=1}^n U_{hi} \cdot \alpha_i = \Delta U_{АЦП} + U_{зал}, \quad (2.13)$$

де $U_{вп}$ – сигнал на вході підсилювача різниці;

$\sum_{i=1}^n U_{hi} \cdot \alpha_i$ – вихідний сигнал n -розрядного АЦП;

$\Delta U_{АЦП}$ – похибка, яка вноситься АЦП1;

$U_{зал}$ – залишковий, незрівноважений сигнал; $U_{вх}$ – вхідний сигнал ППАЦП.

Якщо різницевий сигнал після підсилення перевищить границю перетворення АЦП2, то інформація про сигнал буде втрачена.

З іншої боку сигнал, менший того, який може перетворити АЦП2, призводить до неповного використання роздільної здатності.

У ППАЦП з коригуванням роздільну здатність АЦП1 збільшують на один розряд, відповідно шкала АЦП2 рівна подвоєній вазі молодшого розряду ЦАП.

Штучно вводять зсув (адитивну похибку) в АЦП1, добиваючись того, що різницевий сигнал (2.18) завжди був додатнім.

Тоді коригування полягає у тому, що виміривши у АЦП2 різницевий сигнал (2.18), результуючий код формують шляхом сумування коду АЦП1 $N_1 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$ та старшого розряду коду АЦП2 $N_2 = \sum_{j=n}^{n+m-1} 2^{-j} \cdot \alpha_j$ у вихідному суматорі:

$$N_{рез} = N_1 + N_2. \quad (2.14)$$

Перевагою методу являється коригування похибок АЦП першого ступеня та простота реалізації, завдяки чому цей метод використовується у модульних та інтегральних ППАЦП [21,22].

Схема з цифровим коригуванням дозволяє використовувати АЦП1 з похибкою, яка відповідає роздільній здатності цих перетворювачів.

Для того, щоб гарантувати вимірювання похибки першого АЦП, похибка ЦАП повинна бути такою ж, як ППАЦП в цілому. Це є недоліком методу, тому що він не дозволяє коригувати похибки, які вносяться ЦАП при формуванні різницевого сигналу (2.13).

3 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З ЦАП У КОЛІ ПЕРЕТВОРЕННЯ

3.1 Характеристика перетворення ЦАП з урахуванням систематичних похибок

У розділі 2 були розглянуті основні структури АЦП з ЦАП у колі перетворення. Було відзначено, що основну похибку при формуванні сигналу зрівноваження у процесі аналого-цифрового перетворення складає похибка ЦАП, що входить у структуру АЦП цього класу.

Для дослідження методів коригування похибок АЦП цього класу необхідно визначити вираз, що описує сигнал зрівноваження з урахуванням систематичних похибок, що вносяться ЦАП. Тому розглянемо джерела систематичних похибок ЦАП та визначимо функцію перетворення ЦАП з урахуванням цих похибок.

У теперішній час більшість використовуваних ЦАП складають перетворювачі паралельного коду у напругу або струм, побудовані, як правило, на основі кодокерованих подільників (ККП) [22].

Узагальнена структурна схема ЦАП (рис. 2.1) містить ключові елементи $S_1 \dots S_n$, стан яких визначається кодом ($\alpha_1 \dots \alpha_n$) та два набори резисторів НР1 та НР2, що представляють ККП.

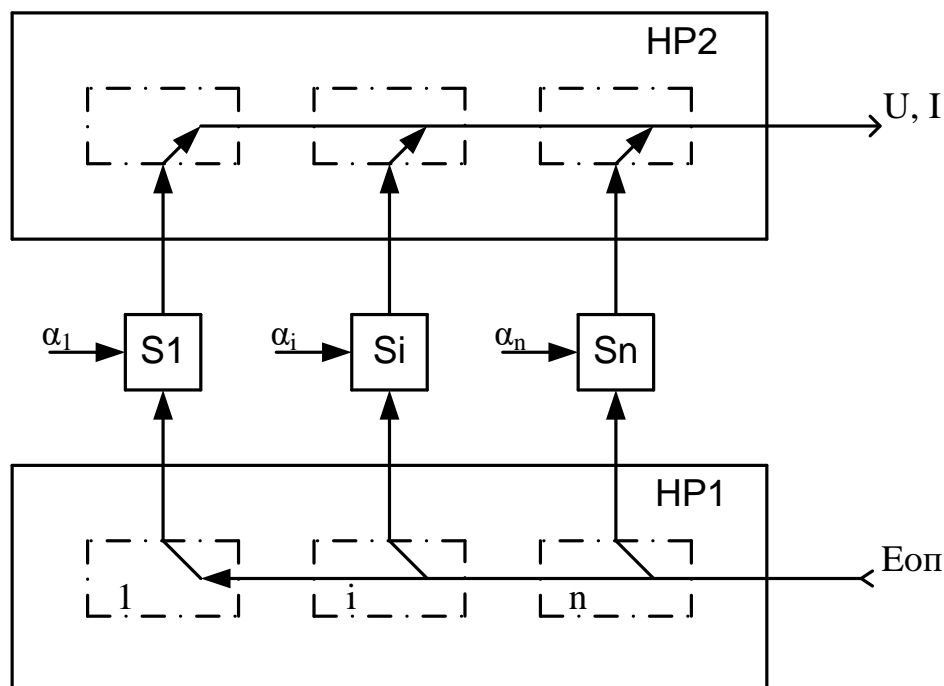


Рисунок 3.1 – Узагальнена структурна схема ЦАП

Реальний ККП може містити або набір НР1, або НР2, або одночасно обидва набори [6, 22]. Активні елементи, що слугують для інвертування, підсилення по струму та ін. при масштабуванні, перетворенні напруги у струм або струму у напругу на схемі не показані. Відповідно до структури (рис. 3.1) джерелами похибок в ЦАП є ККП, джерело опорної напруги (ДОН), ключові елементи $S_1 \dots S_n$.

Коефіцієнт поділу ККП при працюючому ключі ($\alpha_i = 1$) є відношення вихідного сигналу, що відповідає вазі i -го розряду (U_{bi}), до опорного та представляє собою ваговий коефіцієнт

$$K_{bi} = \frac{U_{bi}}{E_{оп}}. \quad (3.1)$$

Номинальна функція перетворення ККП має вигляд

$$K(N) = \sum_{i=1}^n K_{bi} \cdot \alpha_i, \quad (3.2)$$

де $K(N)$ – коефіцієнт поділу у залежності від вхідного коду N .

Реальна функція перетворення ККП характеризується похибкою коефіцієнта поділу

$$\Delta K(N) = \sum_{i=1}^n \Delta K_{bi} \cdot \alpha_i, \quad (3.3)$$

де ΔK_{bi} – похибки вагових коефіцієнтів.

Таким чином, з урахуванням виразів (3.1) – (3.3), при наявності похибок ККП вихідний сигнал ЦАП ($U_{вих}$) при урахуванні i -го розряду має вигляд

$$U_{вих} = U_{bi} = E_{оп} (K_{bi} + \Delta K_{bi}) = U_{hi} + \Delta U_i. \quad (3.4)$$

Тобто, похибка, що вноситься ККП (ΔK_{bi}), призводить в ЦАП до розрядної похибки (ΔU_i).

Окрім ККП у ЦАП на похибку вихідного сигналу впливають інші фактори. Зміна вихідного сигналу ЦАП у залежності від похибок ключів, що обумовлені залишковими опорами, має вигляд [22]

$$\Delta U_r = \sum_{i=1}^n \Delta U_{r1i} \cdot \alpha_i + \sum_{i=1}^n \Delta U_{r0i} \cdot \bar{\alpha}_i, \quad (3.5)$$

де ΔU_{r1i} та ΔU_{r0i} – похибки вихідного сигналу, викликані залишковими опорами i -го ключа, що підключає розрядні резистори ККП відповідно до потенціальної та нульової шин.

З урахуванням $\bar{\alpha}_i = 1 - \alpha_i$ вираз (3.5) приймає вигляд

$$\Delta U_r = \sum_{i=1}^n (\Delta U_{r1i} - \Delta U_{r0i}) \cdot \alpha_i + \sum_{i=1}^n \Delta U_{r0i}. \quad (3.6)$$

З виразу (3.6) видно, що похибки, що зумовлені залишковими похибками ключів, призводять до появи розрядної похибки $\Delta U_i = \Delta U_{r1i} - \Delta U_{r0i}$ та адитивної похибки ($\sum_{i=1}^n \Delta U_{r0i}$).

У свою чергу похибка вихідного сигналу ЦАП, що обумовлена залишковими напругами ключів, наприклад, для ЦАП з ваговим подільником напруги (рис. 3.2), має вигляд [20]

$$\Delta U = \sum_{i=1}^n e_{1i} \cdot K_{Bi} \cdot \alpha_i + \sum_{i=1}^n e_{0i} \cdot K_{Bi} \cdot \bar{\alpha}_i, \quad (3.7)$$

де e_{1i} , e_{0i} – залишкові напруги ключів при підключенні відповідно до одиничної (потенціальної) та нульової шин джерела опорної напруги.

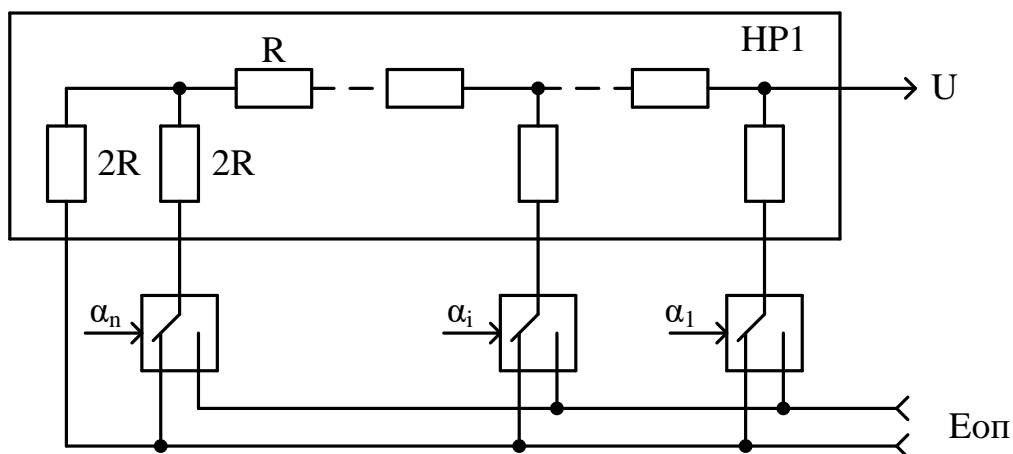


Рисунок 3.2 – ЦАП з ваговим подільником напруги

З урахуванням $\bar{\alpha}_i = 1 - \alpha_i$ вираз (3.7) прийме вигляд

$$\Delta U = \sum_{i=1}^n (e_{1i} - e_{0i}) \cdot K_{Bi} \cdot \alpha_i + \sum_{i=1}^n e_{0i} \cdot K_{Bi}. \quad (3.8)$$

Таким чином, згідно (3.8) у загальному випадку при $e_{1i} \neq e_{0i}$ похибки ключів, що викликані залишковими напругами, впливають на формування розрядної похибки ($\Delta U_i = (e_{1i} - e_{0i}) \cdot K_{Bi}$) та адитивної похибки – ($\sum_{i=1}^n e_{0i} \cdot K_{Bi}$).

У ЦАП з активними подільниками (генераторами) струмів на похибку вихідного сигналу впливають похибки генераторів струму та залишкові струми закритих ключів.

Наприклад, номінальна функція перетворення ЦАП з рівнономіальними джерелами струмів (рис. 3.3) $U = I_0 \sum_{i=1}^n K'_{Bi} \cdot \alpha_i$, де I_0 – номінальний струм; K'_{Bi} – вагові коефіцієнти, що мають у даному випадку розмірність опору та визначаються розрядними опорами набору НР2. З урахуванням похибок генераторів струму похибка функції перетворення для i -го розряду складає

$$\Delta U = K'_{Bi} \cdot \Delta I_0 + I_0 \cdot \Delta K'_{Bi}. \quad (3.9)$$

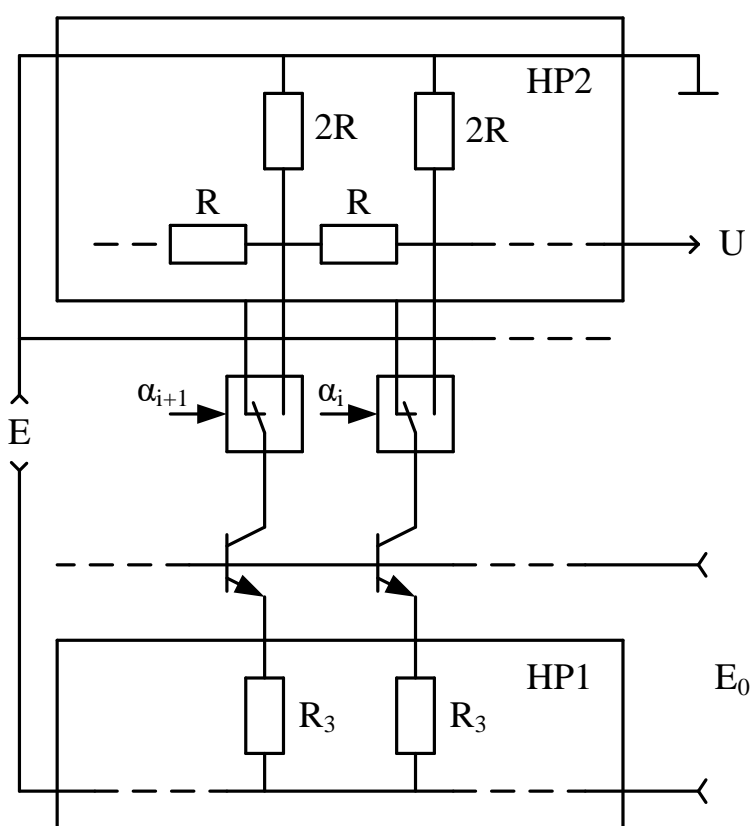


Рисунок 3.3 – ЦАП з рівнономіальними джерелами струмів

На складову похибки $K'_{Bi} \cdot \Delta I_0$, окрім похибок генераторів струму впливають залишкові струми закритих ключів $I_{остi}$. Похибка, що виникає при цьому $\Delta U' = \sum_{i=1}^n I_{остi} \cdot K'_{Bi} \cdot \bar{\alpha}_i$ або з урахуванням $\bar{\alpha}_i = 1 - \alpha_i$

$$\Delta U' = \sum_{i=1}^n I_{остi} \cdot K'_{Bi} \cdot \alpha_i + \sum_{i=1}^n I_{остi} \cdot K'_{Bi}. \quad (3.10)$$

Таким чином, беручи до уваги (3.9) та (3.10), у ЦАП з активними подільниками похибки генераторів струму та залишкові струми ключів приводять до розрядної похибки $\Delta U_i = K'_{Bi} \cdot \Delta I_0 + I_0 \cdot \Delta K'_{Bi}$ та адитивної похибки

$$\sum_{i=1}^n I_{\text{ост}i} \cdot K'_{Bi}.$$

Похибка, що вноситься джерелом опорної напруги у вихідний сигнал ЦАП, носить мультиплікативний характер $\Delta U = N \cdot E_{\text{оп}}$ та максимальна при

$$\text{вихідному коді } N = N_{\text{max}} = \sum_{i=1}^n 2^{-i}.$$

Напруга зміщення вихідного операційного підсилювача ЦАП (ОП), утворена електрорушійною силою зміщення ОП та вхідними струмами, від вхідного кола не залежить та призводить до появи адитивної похибки вихідного сигналу ЦАП [15].

Таким чином, з урахуванням систематичних похибок ЦАП, що вносяться різними джерелами, у загальному випадку, вихідний сигнал ЦАП має вигляд:

$$U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i + \Delta U_{\text{ад}}, \quad (3.11)$$

де ΔU_i – розрядна похибка; $\Delta U_{\text{ад}}$ – адитивна похибка;

$U_{\text{н}i}$ – номінальне значення вихідного сигналу ЦАП.

Вираз (3.11) справедливий при суперпозиційному характері розрядних похибок (відсутності похибок впливу розрядів) [10]

$$\Delta U_{i,i+1} = \Delta U_i + \Delta U_{i+1}, \quad (3.12)$$

де ΔU_i , ΔU_{i+1} – похибки вихідного сигналу при включенні відповідно i -го та $i+1$ розрядів;

$\Delta U_{i,i+1}$ – похибка вихідного сигналу при включенні обох (i , $i+1$) розрядів.

При похибці суперпозиції $\Delta U_c(N) = \Delta U_{i,i+1} - (\Delta U_i + \Delta U_{i+1})$, що перевищує вагу молодшого розряду ЦАП, вихідний сигнал ЦАП описується виразом

$$U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i + \Delta U_{\text{ад}} + \Delta U(N), \quad (3.13)$$

де $\Delta U(N)$ – похибка, що відповідає вхідному коду ЦАП N .

Дослідження показали, що похибка суперпозиції багаторозрядних раціонально спроектованих ЦАП не перевищує половини ваги молодшого розряду ЦАП, у зв'язку з чим при вимірюванні похибок ЦАП використовуються методи, що базуються на принципі суперпозиції розрядних похибок [6,9,10].

Відповідно у даному розділі будуть розглянуті методи коригування систематичних похибок АЦП, що базуються на суперпозиційному характері розрядних похибок ЦАП.

3.2 Морфологічний аналіз методів розрядного коригування

Процес аналого-цифрового перетворення у класі пристроїв, що розглядаються, полягає у тому, що вхідний сигнал зрівноважується сигналом, який формується ЦАП. При рівності сигналу зрівноваження та вхідного сигналу код, який сформований на вході ЦАП, є кодом вхідного сигналу.

Згідно (3.11), сигнал зрівноваження, який формується реальним ЦАП

$$U_{зр} = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i + \Delta U_{ад}, \quad (3.14)$$

де $\Delta U_{ад}$ - адитивна похибка, яка вноситься ЦАП та компаратором [11].

Виходячи з того, що методи коригування адитивної похибки відомі, то будемо вважати у подальшому, що адитивна похибка скомпенсована одним з відомих методів [10,19], тобто $\Delta U_{ад} = 0$.

У цьому випадку сигнал зрівноваження являє собою суму розрядних сигналів:

$$U_{зр} = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i. \quad (3.15)$$

При цьому кожен розрядний сигнал має свою похибку, яка може бути різною по величині та знаку, що й призводить до немонотонності характеристики перетворення.

Фізично формування реального сигналу зрівноваження можна представити за допомогою ідеального ЦАП та цифро-аналогового формувача похибок (ЦАФП). Структурна схема формувача сигналу зрівноваження подана у додатку В. При цьому включення розрядного ідеального ЦАП викликає включення розряду в ЦАФП, на виході якого формується сигнал, який відповідає розрядній похибці. Цей сигнал, підсумовується з точним розрядним сигналом ідеального ЦАП, утворює реальний сигнал зрівноваження.

Похибки зрівноважувального сигналу переходять в результат АЦ – перетворення. Причому, розрядній похибці ΔU_i відповідає значення цієї похибки у коді АЦП ΔN_i , тобто $\Delta U_i \rightarrow \Delta N_i$.

Задача коригування полягає у вилученні похибок із результату перетворення. Відповідно, у класі АЦП, що розглядається, щоб вилучити похибки, необхідно попередньо визначити значення розрядних похибок. Потім,

враховуючи, що включення в одиничний стан ($\alpha_i = 1$) кожного з розрядів у коді перетвореного сигналу призводить до появи у сигналі зрівноваження розрядної похибки, необхідно сумувати значення похибок включених розрядів (сформувані поправку) та вилучити цю поправку з результатів перетворення.

Це загальний принцип порозрядного коригування, який використовується у запропонованих методах.

До того ж, процес коригування у методах коригування, використовуючи цей принцип, розбивається на два етапи:

1. Етап визначення значення розрядної похибки;
2. Етап вирахування та введення поправок.

Наведений у розділі 1 аналіз дозволив поділити мету досліджень на ряд конкретних задач коригування похибок. Кожна задача визначає різноманітні умови реалізації розглянутого вище принципу коригування та, відповідно, різноманітні вирішення питання коригування.

Внаслідок цього, рішення поставлених задач призвело до розробки системи методів коригування похибок АЦП з ЦАП у колі перетворення.

Через принцип порозрядного коригування, що використовується у них, вони отримали назву методів розрядного коригування.

Перед тим як розпочати теоретичний аналіз нових методів, визначимо відмінні риси, які покладені в назву (форму) методів та перерахуємо їх.

Для зручності розглядання методів необхідно дати визначення деяких понять.

Розрядна похибка сигналу зрівноваження – величина, яка характеризує відхилення номінального вихідного сигналу ЦАП від реального, при відсутності у ньому адитивної похибки.

У загальному випадку розрядна похибка може містити мультиплікативну похибку та похибку нелінійності, виходячи з цього, будемо розрізняти мультиплікативну розрядну похибку та розрядну похибку нелінійності.

У відповідності з двома основними задачами, які вирішуються методами коригування, методи розрядного коригування поділяються на дві групи (рис. 3.4):

1. Методи коригування постійних похибок (інтегральні методи рис. 3.4) для функціональної підгонки перетворювачів на етапі їх виготовлення;
2. Методи коригування прогресуючих похибок (диференційні методи рис. 3.4) для використання в процесі експлуатації перетворювачів.

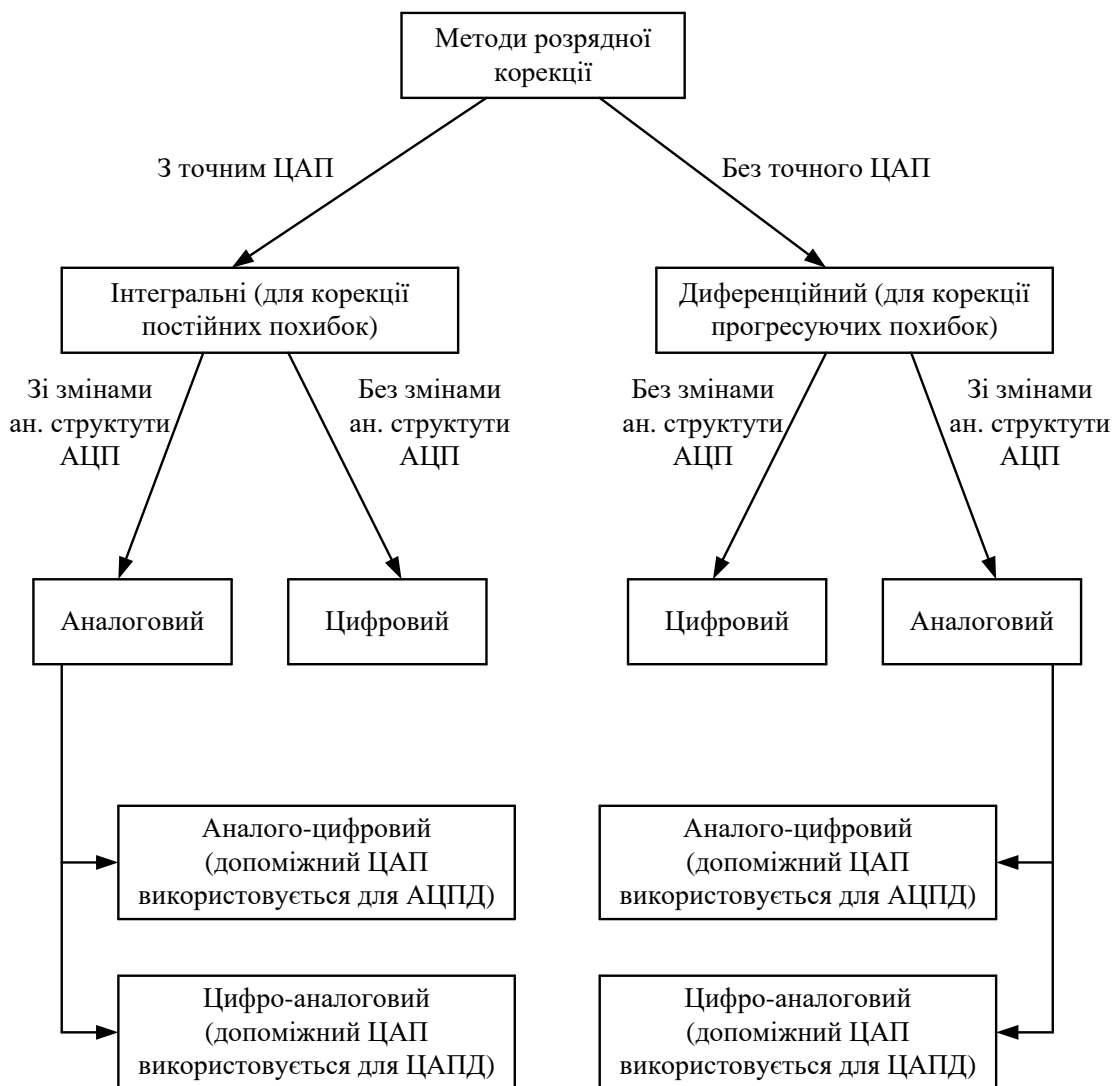


Рисунок 3.4 –Класифікація методів розрядного коригування

Тобто, методи розрізняються по застосуванню. В інтегральних методах на першому етапі коригування (етап визначення значень поправок) відразу визначається значення розрядних похибок. Причому, ця процедура здійснюється за допомогою зовнішнього малорозрядного, точного ЦАП відносно його точних розрядних сигналів.

У диференціальних методах використовується та обставина, що розрядна похибка у загальному випадку складається з мультиплікативної та нелінійної складових систематичної похибки (СП).

З урахуванням цього, на першому етапі коригування у цих методах значення розрядних похибок формується на основі окремого (диференційованого) визначення значень розрядних похибок нелінійності та мультиплікативних розрядних похибок. Що дозволило обійтися у цих методах без точного ЦАП при визначенні значень розрядних похибок на першому етапі коригування.

У кожній групі методи поділяються на методи, які не потребують зміни аналогової структури коригувального АЦП (цифрові) та методи, які потребують зміни аналогової структури коригувального АЦП, але більш точні, названі аналоговими. Зміна структури у цьому випадку полягає у тому, що коригувальні АЦП повинні містити замість звичайних ЦАП – комбіновані.

У свою чергу методи, які потребують використання комбінованого ЦАП (аналогові методи), поділяються на два методи: аналого-цифрові та цифро-аналогові методи.

У аналого-цифрових методах, допоміжний ЦАП використовується для побудови допоміжного АЦП. Що дозволяє на другому етапі коригування вводити поправку у цифровій формі.

У цифро-аналогових методах допоміжний ЦАП у процесі уведення поправок на другому етапі коригування працює як звичайний ЦАП. Що дає змогу здійснювати коригувальний вплив в аналоговій формі. До інтегрального цифро-аналогового методу розрядного коригування відноситься розглянутий у розділі 2 метод коригування (постійний) похибок з використанням комбінованого ЦАП.

Описані ознаки наведені на рис. 3.4.

Згідно описаним ознакам, у даному розділі будуть розглянуті наступні нові методи коригування похибок АЦП з ЦАП у колі перетворення: два інтегральних методи розрядного коригування (цифровий та аналого-цифровий методи) та три диференціальних методи розрядного коригування (цифровий, аналого-цифровий та цифро-аналоговий методи).

3.3 Інтегральний метод цифрового розрядного коригування АЦП порозрядного зрівноваження

Вихідна задача коригування для розробки методу наступна: необхідно скоригувати постійні похибки АЦП з ЦАП у колі перетворення, при цьому аналогова структура коригувального АЦП не повинна змінюватися.

Принцип порозрядного коригування в цьому випадку зводиться: на першому етапі коригування – до визначення значення розрядних похибок у коді коригувального АЦП з використанням зовнішнього, точного ЦАП; на другому етапі на основі отриманих значень – до обчислення та уведення у коді АЦП поправок в результаті аналого-цифрових перетворень.

Визначення значень розрядних похибок. Точний сигнал $U_{\text{вх}} = \sum_{i=1}^n U_{\text{нi}} \cdot \alpha_i^n$, який можна представити через номінальне значення опорного сигналу ($E_{\text{оп}}$), як $U_{\text{вх}} = E_{\text{оп}} \cdot \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^*$, у результаті аналого-цифрового перетворення у реальному АЦП зрівноважується сигналом (3.15)

$$U_{\text{зр}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{нi}} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-i} + \Delta m_i) \cdot \alpha_i, \quad (3.16)$$

де $\Delta U_i = E_{\text{оп}} \cdot \Delta m_i$, а Δm_i – значення розрядної похибки у кодi АЦП.

Без урахування похибок квантування $U_{\text{вх}} = U_{\text{зр}}$ чи

$$E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^* = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-i} + \Delta m_i) \cdot \alpha_i. \quad (3.17)$$

Поділивши обидві частоти рівняння (2.17) на $E_{\text{оп}}$, отримаємо

$$\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^* - \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i. \quad (3.18)$$

Вираз (3.18) описує властивість, яка використовується в інтегральному цифровому методі коригування.

Подача точного сигналу з точним кодовим еквівалентом $N_{\text{T}} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^*$ на вхід коригувального АЦП, призводить до формування реального вихідного коду $N_{\text{р}} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$. При цьому різниця точного та реального кодів відповідає значенню (у кодi АЦП) суми похибок розрядів ($\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$), які включені у вихідному кодi.

Використовуючи властивість (3.18), у методі на першому етапі коригування за допомогою зовнішнього точного АЦП відповідних точних сигналів. По результатам перетворення цих сигналів формують систему рівнянь відносно розрядних похибок

$$\begin{cases} \Delta m_1 + \sum_{i=2}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i^1 = A_1 \\ \Delta m_2 + \sum_{i=3}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i^2 = A_2, \\ \Delta m_i + \sum_{i+1}^n \Delta m_j \cdot \alpha_i^i = A_i \end{cases} \quad (3.19)$$

де $A_i = N_T^i - N_p^i$.

Розв'язавши систему рівнянь, отримують значення розрядних похибок в кодї АЦП Δm_i .

Подаючи на вхід АЦП точні сигнали, яким відповідають вхідні коди $N_p^i = 2^{-i}$, тобто включений один i -ий розряд, визначення значень розрядних похибок зводиться до n -операцій обчислення

$$\begin{cases} \Delta m_1 = N_T^1 - 2^{-1} \\ \Delta m_2 = N_T^2 - 2^{-2} \\ \Delta m_i = N_T^i - 2^{-i} \end{cases} \quad (3.20)$$

Значення розрядних похибок записується у пам'ять. Формування та уведення поправок у результати аналого-цифрових перетворень.

З властивості (3.18) слідує алгоритм формування та уведення коригувальних поправок, які полягають у наступному.

Щоб отримати з реального коду перетвореного сигналу точне значення N_T , потрібно сформувати поправку, підсумувавши, з урахуванням знаків, значення Δm_i похибок тих розрядів, які включені у стан 1 ($\alpha_i = 1$) у вихідному кодї $N_p = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$. Потім необхідно скласти отриману поправку з кодом перетвореного сигналу

$$N_T = N_p + \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i. \quad (3.21)$$

Метод пояснює структурна схема АЦП з цифровим коригуванням постійних похибок. На першому етапі коригування, який здійснюється у процесі виготовлення перетворювача значення розрядних похибок записують у постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП).

Формування точних значень перетворених сигналів у такому АЦП здійснюється наступним чином.

У процесі аналого-цифрового перетворення сигналу, що вимірюється, перший тактовий імпульс, потрапляючи на лічильник адрес (ЛА) встановлює його у стан 1.

По цій адресі з ПЗП зчитується значення похибки 1-го розряду (Δm_1). Значення похибки потрапляє у накопичувальний суматор (См) та записується, чи не записується у накопичувальний регістр РгН. В залежності від значення сигналу (α_1) з виходу компаратора.

З приходом наступного тактового імпульсу з ПЗП зчитується значення похибки наступного розряду (Δm_2), який, підсумовується зі значенням, що

зберігається у РгН ($\Delta m_1 \cdot \alpha_1$), потрапляє у РгН. У РгН у цьому випадку запам'ятовується поправка вже до двох розрядів ($\Delta m_1 \cdot \alpha_1 + \Delta m_2 \cdot \alpha_2$) і т.д.

З приходом сигналу „Кінець перетворення“ у суматор потрапляє реальний код перетвореного сигналу N_p , який підсумовується з поправкою, яка зберігається та формується у РгН ($\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$). У результаті, на виході суматора з'являється точний код перетвореного сигналу N_T .

Похибки перетворень методу. З урахуванням похибки квантування δ , яка виникає при перетворенні точного сигналу, похибка визначення значення розрядної похибки складає $\Delta_{\text{визн}}^i = \delta$.

Похибка обчисленого точного значення перетвореного сигналу, приймаючи до уваги похибку визначення значення розрядних похибок $\Delta_{\text{визн}}^i$, складає, з урахуванням випадкового характеру δ

$$\Delta_{\text{пер}} = \delta \sqrt{l+1}, \quad (3.22)$$

де $l \leq n$ - число розрядів, що коригуються.

Метод задовольняє три основні вимоги до методів коригування АЦП з ЦАП у колі перетворення:

- дозволяє усунути похибки немонотонної нелінійності, що найважче усуваються;
- час коригування не перебільшує час одного аналого-цифрового перетворення;
- простота реалізації коригувального пристрою у випадку, коли АЦП працює автономно. Для випадку, коли АЦП працює у системі збору даних, у залежності від швидкодії можна використовувати обчислювальні системи.

Метод не потребує зміни аналогової структури коригувального АЦП, що особливо цінно для інтегральних перетворювачів, в яких доступ до елементів схеми майже не можливий.

Метод розрахований на коригування постійних систематичних похибок. Для коригування прогресуючих систематичних похибок метод не придатний. Це пов'язано з відсутністю у процесі експлуатації точного ЦАП, періодичне використання якого знадобилося б у цьому випадку.

3.4 Диференціальний метод цифрового розрядного коригування похибок АЦП порозрядного зрівноваження

Вихідна задача коригування для розробки методу наступна: необхідно коригувати прогресуючі похибки, які виникають у процесі експлуатації АЦП, при цьому аналогова структура коригувального АЦП не повинна змінюватися.

Принцип порозрядного коригування у цьому випадку зводиться: на першому етапі коригування – до визначення значень розрядних похибок у коді АЦП, але без використання точного зовнішнього ЦАП.

Причому, на відмінну від інтегрального методу, визначення значень розрядних похибок повинно здійснюватися періодично. Другий етап коригування залишається таким же, як і в інтегральному методі.

Особливість диференціальних методів.

На рис. 3.5 наведена згладжена реальна $U_{зр1} = \sum_{i=1}^n (U_{нi} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i$ та номінальна $U_{зр2} = E_{оп} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$ характеристики перетворення ЦАП.

В загальному випадку розрядна похибка ΔU_i складається з двох складових СП: мультиплікативної розрядної похибки $\Delta U_{\mu i}$ та розрядної похибки нелінійності $\Delta U_{нлi}$ (рис. 3.6).

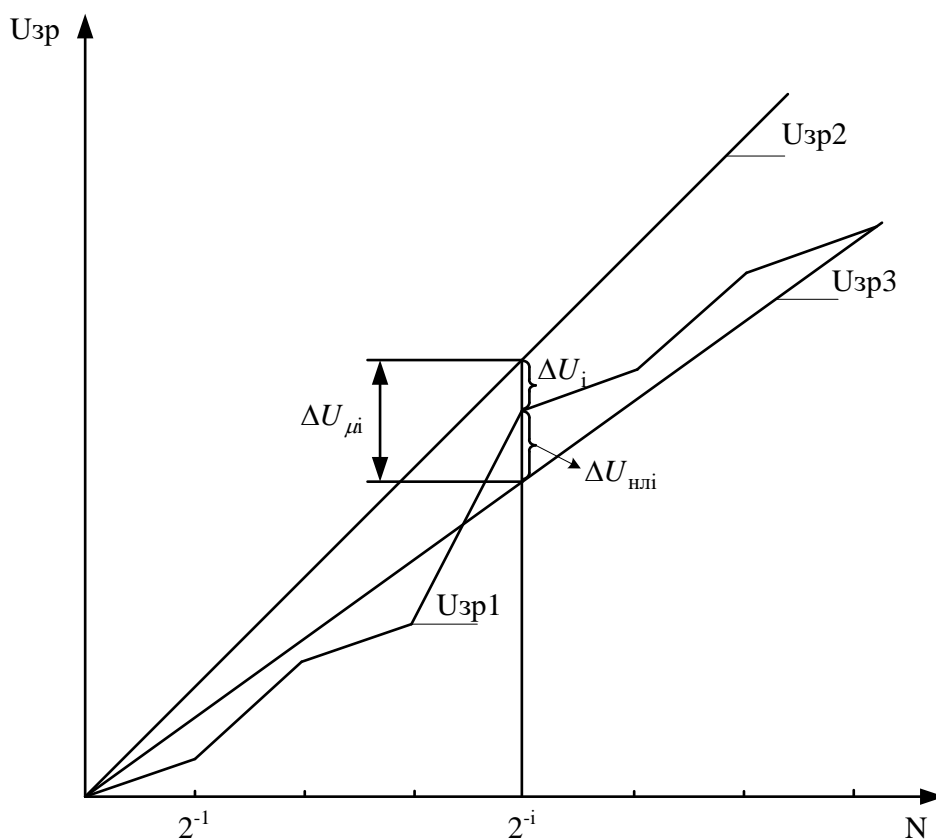


Рисунок 3.5 – Представлення мультиплікативної похибки та похибок нелінійності

Виразимо розрядну похибку через її складові ($\Delta U_{\mu i}$) та ($\Delta U_{\text{нл}i}$).

За визначенням [19] похибка нелінійності $\Delta U_{\text{нл}i}$ - це відхилення точок реальної характеристики ЦАП ($U_{\text{зр}1}$ рис. 3.5) від точок лінійної характеристики перетворювача, відносно якої справжня характеристика перетворювача має мінімальну нелінійність ($U_{\text{зр}3} = A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$).

Точки ідеалізованої характеристики визначаються по початковій (нульовій) та кінцевій ($\sum_{i=1}^n (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) = A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i}$) точкам реальної шкали перетворення. Таким чином, похибка нелінійності вихідного сигналу ЦАП при включенні i -го розряду

$$\Delta U_{\text{нл}i} = (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) - A \cdot E_{\text{оп}} \cdot 2^{-i} = A \cdot E_{\text{оп}} \cdot \Delta K_i. \quad (3.23)$$

У свою чергу відхилення точок лінійної характеристики перетворення ($U_{\text{зр}3} = A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$) від точок номінальної характеристики перетворення ($U_{\text{зр}2} = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$) обумовлено мультиплікативною похибкою. Причому, розрядна мультиплікативна похибка в цьому випадку рівна

$$\Delta U_{\mu 1} = E_{\text{оп}} \cdot 2^{-i} - A \cdot E_{\text{оп}} \cdot 2^{-i}, \quad (3.24)$$

де A - коефіцієнт, який обумовлений мультиплікативною похибкою та визначається з умови

$$\sum_{i=1}^n (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) = A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i}. \quad (3.25)$$

З (3.23) слідує вираз, який описує реальний сигнал зрівноваження, з урахуванням мультиплікативної та нелінійної складової розрядної похибки

$$U_{\text{зр}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{н}i} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i = A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-i} + \Delta K) \cdot \alpha_i, \quad (3.26)$$

де розрядна похибка, з урахуванням (3.23) та (3.24)

$$\Delta U_i = (A \cdot E_{\text{оп}} - E_{\text{оп}}) \cdot 2^{-i} + A \cdot E_{\text{оп}} \cdot \Delta K \cdot \alpha_i = \Delta U_{\text{нл}i} - \Delta U_{\mu i}. \quad (3.27)$$

У диференціальних методах, приймаючи до уваги те, що розрядна похибка складається з двох складових (3.26), запропоновано на першому етапі коригування окремо визначати мультиплікативну та нелінійну складові розрядної похибки. А вже по значенням складових алгебраїчним сумуванням (3.27) формувати загальні значення розрядних похибок. Такий

диференційований підхід дозволив обійтися у методах при визначенні значень похибок без точного ЦАП.

Відповідно до цифрового методу на першому етапі коригування необхідно визначити у коді АЦП значення мультиплікативних розрядних похибок та розрядних похибок нелінійності.

Визначення значень розрядних похибок нелінійності.

У точному ЦАП один й той самий аналоговий сигнал можна отримати двома різними кодovими комбінаціями $N_1 = 2^{-i}$ та $N_2 = \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} + 2^{-n} = 2^{-i}$ на його вході, використовуючи включення додаткового розряду $n' = n$, тобто

$$E_{\text{оп}} \cdot 2^{-i} = E_{\text{оп}} \cdot \left(\sum_{j=i+1}^n 2^{-j} + 2^{-n} \right). \quad (3.28)$$

Це означає, що, використовуючи додатковий розряд, можна отримати при аналого-цифровому перетворенні одного й того ж вхідного сигналу два різних коди N_1 та N_2 на виході АЦП. Причому, коди при використанні точного ЦАП з урахуванням значення додаткового розряду рівні ($2^{-i} = \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} + 2^{-n}$).

При використанні реального ЦАП коди, що формуються аналогічним чином, $N_1 \neq N_2$. Припустимо, що при подачі на вхід АЦП сигналу $U_{\text{вх}}$ на виході його після перетворення сформувався код $N_1^i = 2^{-i}$ (врахований i -й розряд ЦАП $\alpha_i = 1$). У цьому випадку сигнал зрівноваження, що відповідає цьому коду, відповідно (3.26)

$$U_{\text{зр}} = A \cdot E_{\text{оп}} (2^{-i} + \Delta K_i). \quad (3.29)$$

Не змінюючи сигнал $U_{\text{вх}}$ на вході АЦП, внесемо до ЦАП додатковий розряд $n' = n$ ($\alpha_{n'} = 1$) та повторимо аналого-цифрове перетворення.

У цьому випадку на виході АЦП отримаємо код $N_2^i = \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j$, якому відповідає сигнал зрівноваження

$$U_{\text{зр}} = A \cdot E_{\text{оп}} \left(\sum_{j=i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j) \cdot \alpha_j + (2^{-n'} + \Delta K_{n'}) \right). \quad (3.30)$$

Розділивши обидві частини рівняння (3.30) на $A \cdot E_{\text{оп}}$, отримаємо вираз, що описує властивість похибок нелінійності, що використовуються у даному методі

$$-\left(\Delta K_i - \sum_{j=i+1}^n \Delta K_j \cdot \alpha_j - \Delta K_{n'} \right) = 2^{-i} - \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j - 2^{-n}, \quad (3.31)$$

яке полягає у наступному.

При двох аналого-цифрових перетвореннях одного й того ж вхідного сигналу: один раз без додаткового розряду ($\alpha_{n'} = 0$), другий раз з врахованим, на виході АЦП формуються два різних коди N_1 та N_2 , різниця значень яких, з урахуванням значення додаткового розряду, відповідає алгебраїчній сумі розрядних похибок нелінійності. Причому, тих розрядів, які були враховані у першому та другому перетвореннях.

Використовуючи цю властивість, змінюючи відповідним чином вхідний сигнал АЦП та вимірюючи його двічі: з врахованим та неврахованим додатковим розрядом, можна скласти систему рівнянь типу (3.31) відносно значень розрядних похибок нелінійності (ΔK_i).

При цьому зручніше, формуючи n -рівнянь системи, за допомогою регульованого джерела сигналів підбирати такі сигнали, у результаті перетворення яких (при $\alpha_{n'} = 0$) на виході АЦП утворюється код $N_1^i = 2^{-i}$. І тоді ці сигнали вимірювати другий раз з врахованим додатковим розрядом ($\alpha_{n'} = 1$).

У результаті перетворень, утворюється система рівнянь для визначення невідомих ($\Delta K_i, \Delta K_{n'}$)

$$\begin{cases} \Delta K_1 - \sum_{j=2}^n \Delta K_j \cdot \alpha_j - \Delta K_{n'} = A_1 \\ \Delta K_i - \sum_{j=i+1}^n \Delta K_j \cdot \alpha_j - \Delta K_{n'} = A_i \\ \Delta K_1 + \dots + \Delta K_i + \dots + \Delta K_n = 0, \end{cases} \quad (3.32)$$

де $A_i = (N_2^i \cdot 2^{-n}) - N_1^i$ – різниця значень перетвореного сигналу, отриманих при вимірюванні з включеним, з урахуванням значення додаткового розряду, та виключеним додатковим розрядом.

В $(n+1)$ -му рівнянні системи (3.32) використано другу властивість похибок нелінійності, яка походить по їх визначенню. З (3.23), з урахуванням

умови (3.25) $\sum_{i=1}^n (U_{ни} + \Delta U_i) = A \cdot E_{оп} \sum_{i=1}^n 2^{-i}$, отримуємо

$$\sum_{i=1}^n \Delta U_{ни} = \sum_{i=1}^n (U_{ни} + \Delta U_i) - A \cdot E_{оп} \sum_{i=1}^n 2^{-i} = A \cdot E_{оп} \sum_{i=1}^n \Delta K_i = 0 \quad (3.33)$$

або, розділивши цей вираз на $A \cdot E_{оп}$, отримаємо властивість розрядних похибок нелінійності

$$\sum_{i=1}^n \Delta K_i = 0. \quad (3.34)$$

Сума значень похибок нелінійностей усіх розрядів дорівнює нулю.

Розв'язавши систему (3.32), отримують значення розрядних похибок нелінійностей у кодї АЦП (ΔK_i).

На практиці вимірювання значень похибок нелінійності показали, що тільки похибки старших розрядів від 1 до j розрізненні у кодї АЦП. Похибки ж молодших розрядів від $j+1$ до n у кодї АЦП дорівнюють нулю.

Відповідно, для випадку, коли подвоєне максимальне значення розрядної похибки нелінійності не перевищує значення (2^{-j}), тобто

$$2^{-i} > 2 \cdot \max\{\Delta K_1 \dots \Delta K_j\}, \quad (3.35)$$

процес визначення похибок нелінійності спрощується.

Вираз (3.34), що описує властивість значень похибок нелінійності, у цьому випадку приймає вигляд

$$\sum_{i=1}^l \Delta K_i = -\sum_{l+1}^j \Delta K_i. \quad (3.36)$$

З урахуванням умови (3.35) перше рівняння системи (3.32) приймає вигляд $\Delta K_1 - \sum_{i=2}^j \Delta K_i = A_1$, або, беручи до уваги властивість (3.36), $2\Delta K_1 = A_1$.

Звідки

$$\Delta K_1 = A_1 / 2. \quad (3.37)$$

Друге рівняння системи (3.32), з урахуванням умови (3.35), приймає вигляд

$$\Delta K_2 - \sum_{i=3}^j \Delta K_i = A_2. \quad (3.38)$$

Використовуючи значення ΔK_1 (3.37) та властивість (3.36), це рівняння перетворюється до вигляду $2\Delta K_2 = A_2 - \Delta K_1$ або $\Delta K_2 = \frac{A_2 - A_1 / 2}{2}$ і т.д.

Таким чином, при виконанні умови (2.35) по формулі

$$\Delta K_j = \frac{A_j - \sum_{i=1}^{j-1} \Delta K_i}{2}, \quad (3.39)$$

починаючи зі старшого розряду, можна визначити значення похибок нелінійності, не розв'язуючи системи (3.32), що спрощує реалізацію метода у цілому.

Визначення значень мультиплікативних розрядних похибок.

Розрядна мультиплікативна похибка по визначенню (3.24)

$$\Delta U_{\mu i} = (E_{\text{оп}} - A \cdot E_{\text{оп}}) \cdot 2^{-i}. \quad (3.40)$$

Величина $(E_{\text{оп}} - A \cdot E_{\text{оп}})$, що відповідає мультиплікативній похибці у точці $\sum_{i=1}^n 2^{-i} + 2^{-n} = 1$ є загальною для мультиплікативних похибок усіх розрядів, тобто

$$\Delta U_{\mu i} = \Delta U_{\mu} \cdot 2^{-i} = E_{\text{оп}} \cdot \Delta_{\mu} \cdot 2^{-i}, \quad (3.41)$$

де $\Delta U_{\mu} = E_{\text{оп}} - A \cdot E_{\text{оп}}$;

Δ_{μ} – максимальне значення мультиплікативної похибки у коді АЦП.

Вираз (3.40) описує властивість мультиплікативних розрядних похибок, що використовується при знаходженні їх значень. При визначенні значень мультиплікативних похибок достатньо визначити максимальне значення мультиплікативної похибки (ΔU_{μ}). Розрядні не мультиплікативні похибки отримують послідовним діленням цього значення на два.

Для вимірювання мультиплікативних похибок необхідно підключити до виходу АЦП точний сигнал, який рівний половині опорного $U_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{оп}}}{2}$. У результаті перетворення формується код $N_3 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$.

Враховуючи, що при формуванні коду була внесена похибка нелінійності ($\sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i$), необхідно врахувати її, використовуючи отримані раніше значення похибки нелінійності (ΔK_i). Отриманий у результаті такого часткового коригування код $N_3^{\mu} = N_3 - \sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i$ містить уже тільки мультиплікативні похибки.

Цьому коду відповідає сигнал, який зрівноважує вхідний сигнал $\frac{E_{\text{оп}}}{2}$, який вже не містить похибку нелінійності $A \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i$.

Тобто, без урахування похибок квантування, можна записати

$$E_{\text{оп}} \cdot 2^{-1} = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n + E_{\text{оп}} \cdot \Delta_{\mu} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n, \quad (3.42)$$

де $N_3^{\mu} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n$.

Розділивши обидві частини рівняння на $E_{\text{оп}}$, отримаємо формулу для визначення максимальної мультиплікативної похибки

$$\Delta_{\mu} = \frac{2^{-1} - \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n}{\sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n} = \frac{N_{\text{т}}^1 - N_3^M}{N_3^M}, \quad (3.43)$$

де $N_{\text{т}}^1$ - кодовий еквівалент точного сигналу $E_{\text{оп}} \cdot 2^{-1}$.

З урахуванням (3.40) та (3.43), у такті часткового коригування, формула для визначення значень мультиплікативних розрядних похибок по результату перетворення точного сигналу (N_3) має вигляд

$$\Delta_{\mu i} = \frac{N_{\text{т}}^1 - (N_3 - \sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i)}{N_3 - \sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i} \cdot 2^{-i}. \quad (3.44)$$

Оскільки при вимірюванні розрядних мультиплікативних похибок використовується значення розрядних похибок нелінійності, то відповідно мультиплікативні похибки вимірюються після визначення значень похибок нелінійності.

У деяких випадках можна спростити вираз (3.44) до вигляду

$$\Delta M_i = \frac{N_{\text{т}}^1 - (N_3 - \sum_{i=1}^n \Delta K_i \cdot \alpha_i)}{2^{i-1}}, \quad (3.45)$$

тим самим вилучається трудомісткість операції ділення.

Визначимо умови застосування формули (3.45). Для спрощення доведення будемо розглядати випадок, коли присутня лише мультиплікативна похибка. Умовою застосування виразу (3.45) для обчислення значення похибки є виконання нерівності

$$\frac{N_{\text{т}} - N_{\text{п}}}{N_{\text{п}}} \cdot 2^{-1} - (N_{\text{т}} - N_{\text{п}}) \cdot 2^{-1} \leq 2^{-(n+1)}, \quad (3.46)$$

чи

$$(N_{\text{т}} - N_{\text{п}})^2 \leq N_{\text{п}} \cdot 2^{-n}. \quad (3.47)$$

Враховуючи те, що максимальне значення $N_{\text{п}m} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} + 2^{-n}$, отримаємо умову застосування виразу (3.45)

$$N_{\text{т}} - N_{\text{п}} \leq \sqrt{N_{\text{п}} - 2^{-n}} \leq 2^{\frac{n}{2}}, \quad (3.48)$$

де $N_T - N_p$ - максимальне значення мультиплікативної похибки.

Таким чином, якщо максимальна мультиплікативна похибка не перевищує значення $\frac{2^{\frac{n}{2}}}{2^{-n}} = 2^{\frac{n}{2}}$ ОМР, то розрядну мультиплікативну похибку

можна визначати з використанням виразу (3.45).

На практиці умови (3.48) частіше за все виконується, наприклад, максимальна мультиплікативна похибка перетворювача К572НВІ у діапазоні температур $-28 - +70^\circ\text{C}$ при розрядності $n=12$ складає $\pm 40 \text{ ОМР} < 2^6 \text{ ОМР}$ [17], що відповідає умові (3.48).

За отриманим значенням складової розрядної похибки, по формулі (3.48) визначають загальні значення розрядних похибок

$$\Delta m_i = \Delta K_i - \Delta_{\mu i}. \quad (3.49)$$

Ці значення запам'ятовують для використання в другому етапі коригування. На цьому етапі визначення значень розрядних похибок завершується.

В другому етапі – у режимі вимірювання сигналів – ці значення (Δm_i) використовуються для компенсації похибок перетворення сигналів, що вимірюються. По отриманим значенням розрядних похибок (Δm_i) на цьому етапі формуються та вводяться поправки у результати аналого-цифрових перетворень.

При цьому, формування та введення поправок у даному методі, аналогічно процесу формування та введення поправок, розглянутому в інтегральному методі.

Похибка перетворення методу.

На першому етапі коригування значення ΔK_i визначаються з похибкою, що спричиняються помилками квантування δ , які присутні в рівняннях (3.30). Тим самим, похибка визначення по виразу (3.39) складає

$$\Delta_{\text{оп}}^{K_1} = \frac{\sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2}}{2} = \delta \frac{\sqrt{2}}{2}. \quad (3.50)$$

Відповідно, похибка визначення $\Delta_{\mu i}$ складає, з урахуванням $\Delta_{\text{оп}}^{K_1}$

$$\Delta_{\text{оп}}^{K_i} = \frac{\delta \sqrt{2 \left(1 + \sum_{j=1}^{i-1} 2^{-2j} \right)}}{2}. \quad (3.51)$$

Помилка у визначенні за формулою (3.45) значень $\Delta\mu_i$ при відсутності похибок нелінійності складає $\Delta_{\text{оп}}^{\mu_i} = \delta \cdot 2^{-i}$. У результаті похибка визначення загального значення i -ої розрядної похибки складає $\Delta_{\text{оп}}^{m_i} = \sqrt{(\Delta_{\text{оп}}^{K_i})^2 + (\Delta_{\text{оп}}^{\mu_i})^2}$.

Похибка визначення точного значення для $l \leq n$ коригувальних розрядів на другому етапі коригування складає

$$\Delta_{n_p} = \sqrt{(\Delta_{\text{оп}}^{m_1})^2 + \dots + (\Delta_{\text{оп}}^{m_l})^2 + \delta^2}. \quad (3.52)$$

Даний метод коригування похибок зручніше всього реалізується із застосуванням процесора системи збору даних, у якій використовується АЦП.

Метод пояснює структурна схема системи збору даних з автоматичним коригуванням похибки АЦП (рис. 3.6), де КРДС – кодорегульоване джерело сигналів. На першому етапі коригування, що задається періодично процесором, у режимі визначення розрядних похибок по сигналу процесора до входу АЦП через комутатор під'єднується вихід КРДС.

Процесор формує коди на вході кодорегульованого джерела. Сигнали, що відповідають цим кодам, з виходу КРДС вимірюються в АЦП. Вихідний код АЦП N аналізується у процесорі системи на рівність коду $N_1^i = 2^{-i}$: $\Delta = N - N_1^i$. Тим самим, здійснюється настройка вхідного сигналу на вихідний код АЦП $N_1^i = 2^{-i}$.

Якщо результат різниці (Δ) дорівнює нулю, тобто вхідному сигналу відповідає код АЦП $N_1^i = 2^{-i}$, то по сигналу з процесора включається додатковий розряд $n' = n$ в АЦП і АЦП запускається повторно для отримання другого коду (N_2^i) цього ж вхідного сигналу.

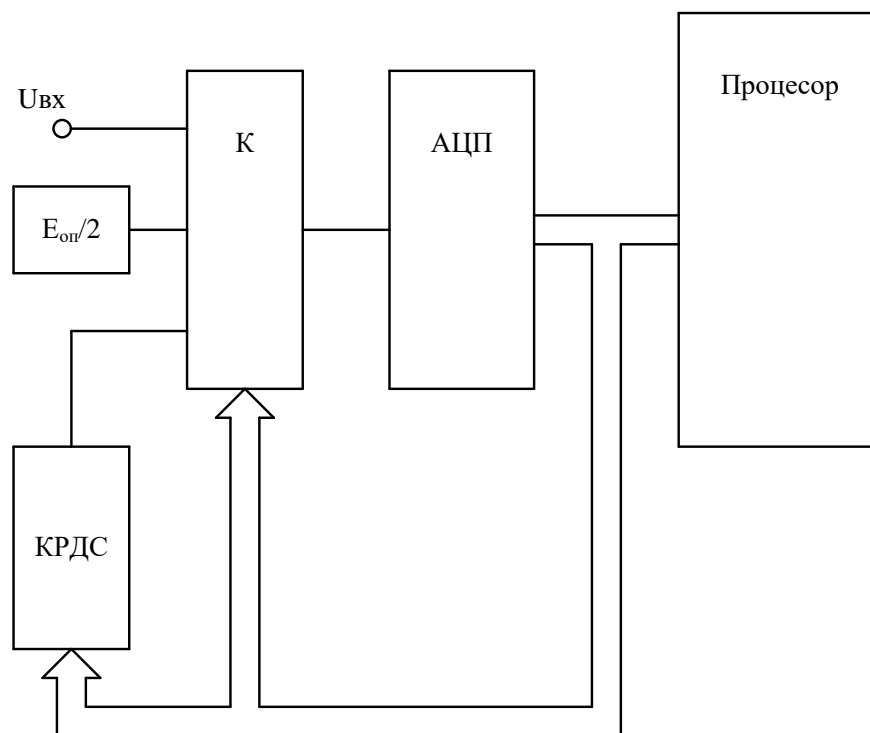


Рисунок 3.6 – Система збору даних з автоматичним коригуванням похибки АЦП

У процесорі по значенням N_1^i та N_2^i вхідного сигналу та по формулам (3.32) або (3.39) обчислюються значення розрядних похибок нелінійності (ΔK_i). При цьому визначення похибок здійснюється починаючи зі старшого розряду ($i = 1$). Значення похибок ΔK_i запам'ятовуються у процесорі.

Після визначення значень похибок нелінійності процесор переводить систему у режим вимірювання мультиплікативних похибок.

У цьому режимі процесор підключає через комутатор до входу АЦП точний сигнал $U_{\text{вх}} = \frac{E_{\text{оп}}}{2}$ та запускає АЦП. Результат перетворення N_3 поступає у процесор, де по формулі (3.45) визначаються розрядні мультиплікативні похибки.

У процесорі по отриманим значенням складових розрядної похибки, за формулою (3.27) формується її загальне значення (Δm_i) для усіх розрядів, що коригуються. Ці значення записуються у запам'ятовувальний пристрій для використання на другому етапі коригування.

Процес коригування похибок на другому етапі при використанні диференціального методу аналогічний цьому ж процесу, що розглянутий для інтегрального методу.

Володіючи, в основному, тими ж перевагами, що й інтегральний, запропонований метод дозволяє коригувати прогресуючі похибки. При цьому, у процесі визначення значень розрядних похибок метод не потребує використання точного ЦАП. Замість нього використовується кодорегульоване джерело сигналів, систематичні похибки якого на точність методу не впливають.

Це пов'язано з тим, що точне значення сигналів кодорегульованого джерела не потребується при обчисленні значень похибок.

Для коригування прогресуючих систематичних похибок необхідно здійснювати періодично перезапис значень розрядних похибок з урахуванням дрейфу параметрів АЦП, що коригується. При цьому час, що витрачається системою на перший етап коригування для $l \leq n$ коригувальних розрядів складає $t_k = (2l + 1)t_{\Pi}$, t_{Π} – час одного аналого-цифрового перетворення.

Для конкретних АЦП у залежності від умов експлуатації інтервал (T_k) здійснення першого етапу різний. Зазвичай, $t_k \ll T_k$, наприклад, в одній з вимірювальних систем для коригування прогресуючої адитивної похибки 12-ти розрядного АЦП [22] здійснюється перезапис значень поправки через 10^6 аналого-цифрових перетворень.

У даному параграфі описаний метод визначення значень розрядних похибок для співвідношення розрядних похибок нелінійності, що найбільш часто зустрічається. Коли для усіх розрядів справедливо співвідношення

$$AE_{\text{оп}}(2^{-i} + \Delta K_i) \leq AE_{\text{оп}} \left(\sum_{j=i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j) + 2^{-n} + \Delta K_{n'} \right).$$

Загальний метод визначення похибок нелінійності, що враховує також співвідношення похибок, що менше зустрічаються

$$AE_{\text{оп}}(2^{-i} + \Delta K_i) > AE_{\text{оп}} \left(\sum_{j=i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j) + 2^{-n} + \Delta K_{n'} \right),$$
 які спостерігаються у

структурах ЦАП з двійково-зваженими резисторами [11].

Перевага розглянутих цифрових інтегрального та диференціального методів у тому, що вони не потребують зміни структури АЦП, що коригується.

Більш точним при АЦП тієї ж розрядності у порівнянні з цифровими методами є аналогові методи розрядного коригування. Більша точність досягається за рахунок зміни аналогової структури АЦП, що коригується.

3.5 Інтегральні методи аналогового розрядного коригування похибок АЦП

3.5.1 Методи коригування похибок АЦП порозрядного зрівноваження

Дані методи, як і інтегральний цифровий метод призначені для коригування постійних похибок з використанням точного ЦАП на етапі виготовлення.

Але методи потребують зміни аналогової структури АЦП, що коригується у вигляді використання у ньому замість звичайного ЦАП – комбінований, що містить основний та допоміжний цифро-аналогові перетворювачі.

Один з методів аналогового коригування постійних похибок був розглянутий підрозділі 2.5, як метод коригування постійних похибок з використанням комбінованого ЦАП.

Через принцип порозрядного коригування, який використаний у методі, даний метод у класифікаційній схемі підрозділу 3.2 отримав назву інтегрального цифро-аналогового методу.

Принцип порозрядного коригування, реалізований у ньому полягає у наступному.

На етапі визначення значень розрядних похибок відносно точних розрядних сигналів формують такі коди на вході допоміжного ЦАП (ЦАПД), яким відповідають аналогові сигнали на його виході, рівні по значенню, але протилежні по знаку розрядним похибкам (ΔU_i) сигналів основного ЦАП (ЦАПО).

Такі сигнали, надходячи у процесі коригування у підсумовувальну точку, у якій об'єднані виходи основного та допоміжного ЦАП, компенсують відповідні розрядні похибки вихідних сигналів основного ЦАП.

При цьому, коди сигналів ЦАПД, що компенсують розрядні похибки, порозрядно зчитуються з ПЗП, куди вони записуються на етапі їх визначення.

Тим самим, принцип порозрядного коригування зводиться на першому етапі до визначення кодів сигналів ЦАПД, що компенсують розрядні похибки (ΔU_i), на другому етапі – до формування з цих кодів кодів-поправок та введенням цих поправок у аналоговій формі у сигнал зрівноваження за допомогою ЦАПД.

На відміну від цифро-аналогового методу у новому аналоговому методі, що також базується на застосуванні комбінованого ЦАП, допоміжний ЦАП використаний для побудови допоміжного АЦП. Через це метод називається методом аналого-цифрового коригування. Структурна схема АЦП при використанні методу аналого-цифрового коригування має вигляд (рис. 3.8), де РПН1 та РПН2 – реєстри послідовних наближень відповідно для основного та допоміжного цифро-аналогових перетворювачів.

В АЦП з використанням загального компаратора утворені два АЦП: РПН та ЦАПО складають основний АЦП (АЦПО), а РПН2 та ЦАПД – допоміжний АЦП (АЦПД).

При цьому вага молодшого розряду ЦАПД також, як і у цифро-аналоговому коригуванні у декілька (K) разів менше ваги молодшого розряду ЦАПО. Відмінність у тому, що у даному методі коефіцієнт послаблення кратний 2 ($K = 2^p$). Тобто 1 ОМР АЦПО = 2^p ОМР АЦПД. З урахуванням цього, результат аналого-цифрового перетворення у такому двоступеневому АЦП утворюється сумуванням кодів результатів з відповідним зсувом

$$N = N_1 + N_2 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i + \sum_{n+p-m}^{n+p} 2^{-i} \cdot \alpha_i, \quad (3.53)$$

де $n(m)$ – розрядність основного (допоміжного) АЦП.

Результат перетворення в основному АЦП, з урахуванням розрядних похибок (Δm_i), відповідно (3.18)

$$N_1 = N_i - \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i, \quad (3.54)$$

де Δm_i – значення розрядної похибки у коді допоміжного АЦП.

Принцип порозрядного коригування у даному методі зводиться на першому етапі до визначення у коді допоміжного АЦП значень розрядних похибок основного АЦП, а на другому етапі – до формування та введення поправки у цифровій формі (у коді АЦП) у загальний результат аналого-цифрового перетворення.

Визначення значень розрядних похибок.

При визначенні значень розрядних похибок використовується та ж властивість розрядних похибок, що описується виразом (3.18), що й в інтегральному цифровому методі. Ця властивість застосовувана до структури АЦП (рис. 3.7) полягає у наступному.

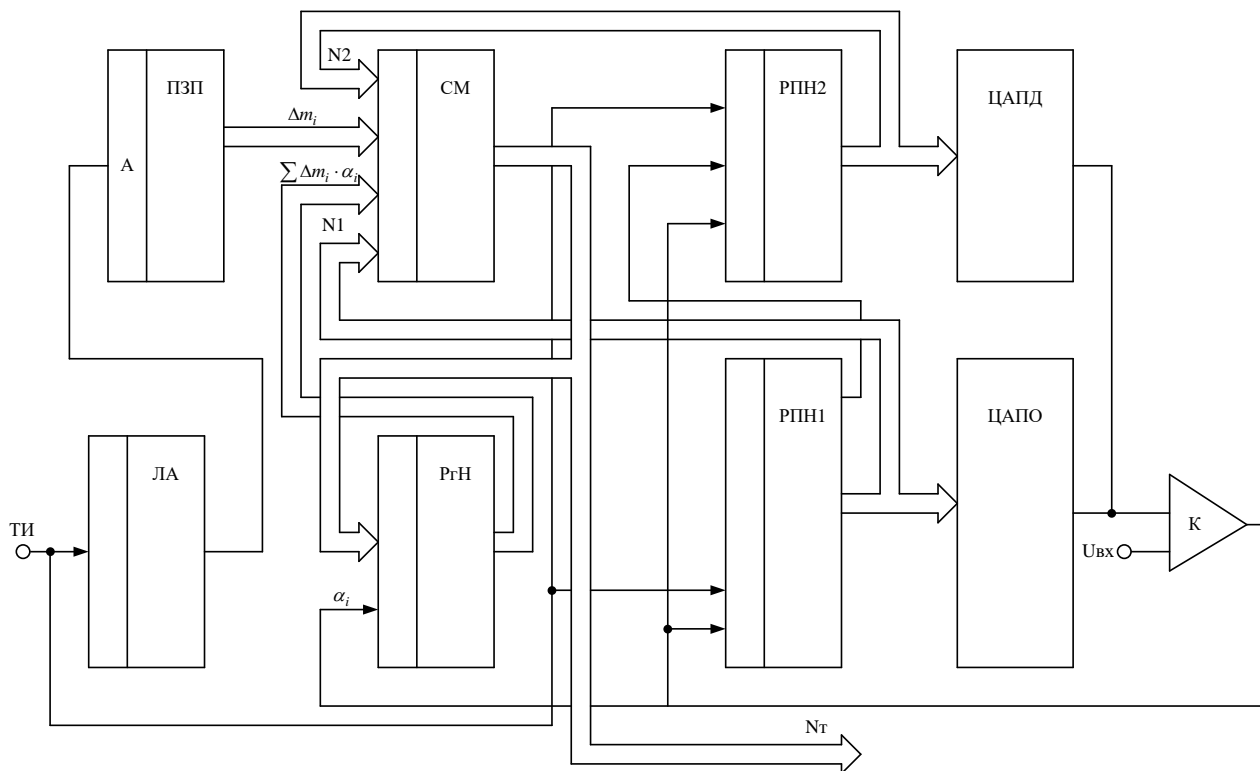


Рисунок 3.7 – Структурна схема АЦП з аналого-цифровим коригуванням

Подача точного сигналу з кодовим еквівалентом (N_T) на вхід АЦП, спричиняє формування на його виході кодів: N_1 – основного АЦП та N_2 – допоміжного АЦП. Загальний код результату перетворення N на виході АЦП дорівнює сумі кодів N_1 , N_2 зі зсувом, що відповідає коефіцієнту послаблення сигналу з виходу допоміжного ЦАП. При цьому різниця загального коду результату N та точного коду вхідного сигналу (N_T) відповідає значенню у коді допоміжного АЦП алгебраїчної суми похибок розрядів, включених у стан 1 ($\alpha_i = 1$), у вихідному коді N_1 основного АЦП. Вираз, що описує дану властивість, має вигляд

$$\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i = N_T - (N_1 - N_2) = N_T - \left(\sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i + \sum_{n+p-m}^{n+p} 2^{-i} \cdot \alpha_i \right), \quad (3.55)$$

де $N_1 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$, $N_2 = \sum_{n+p-m}^{n+p} 2^{-i} \cdot \alpha_i$ – коди результатів перетворення відповідно

АЦПО та АЦПД.

Використовуючи властивість (3.55), на першому етапі коригування подають на вхід АЦП точні сигнали за допомогою точного ЦАП. За результатами перетворення сигналів формують рівняння вигляду (3.55) відносно n значень розрядних похибок.

Зокрема, подаючи на вхід АЦП точні сигнали, яким відповідають вихідні коди АЦПО $N_1 = 2^{-i}$, тобто включені тільки i -ті розряди, формують рівняння відносно значень похибок i -х розрядів

$$\Delta m_i = N_T - (2^{-i} + N_2) = N_T - \left(2^{-i} + \sum_{n+p-m}^{n+p} 2^{-i} \cdot \alpha_i \right). \quad (3.56)$$

Таким чином, подаючи на вхід АЦП відповідні точні сигнали, за результатами перетворень N_1 та N_2 визначають значення розрядних похибок у коді АЦП, які записують у ПЗП у процесі виготовлення перетворювача.

Формування та уведення поправок.

Процес формування та уведення поправок здійснюється аналогічно цьому ж процесу, що розглянутий для цифрових методів.

З властивості (3.55) слідує, що точне значення вхідного сигналу

$$N_T = (N_1 + N_2) + \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i. \quad (3.57)$$

З урахуванням виразу (3.57), у процесі порозрядного зрівноваження в АЦПО також порозрядно зчитуються з ПЗП значення (зі знаками) розрядних похибок. Ці значення надходять у накопичувальний суматор, де формується, у залежності від сигналу (α_i) компаратора, значення коригувальної поправки до похибки перетворення АЦПО $\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$.

Це значення підсумовується з вихідним кодом АЦПО (N_1) та кодом АЦПД (N_2). У результаті, на виході суматора формується, згідно (3.57), точне значення вхідного сигналу (N_T).

АЦП з аналого-цифровим коригуванням (рис. 3.8) функціонує, як двоступеневий АЦП. Перший АЦП (АЦПО) перетворює вхідний сигнал у код N_1 з похибкою квантування δ . По сигналу закінчення перетворення в АЦПО запускається другий АЦП (АЦПД), який перетворює залишковий сигнал ($U_{\text{вх}} - E_{\text{оп}} \cdot N_1$) у код N_2 з похибкою квантування $\frac{\delta}{k}$, де k – коефіцієнт послаблення.

При цьому у процесі порозрядного зрівноваження у АЦП, що коригується (АЦПО) по лічильнику тактових імпульсів, число яких відповідає номеру розряду зрівноваження, зчитуються з ПЗП значення похибок розрядів зрівноваження у накопичувальний суматор.

У суматорі по сигналу з компаратора (α_i) формується загальне значення поправки, що коригує похибку перетворення в АЦПО.

По закінченню перетворення код АЦПО підсумовується з поправкою у суматорі. Результат сумування потім підсумовується по закінченню перетворення в АЦПО з вихідним кодом АЦПД. У результаті з виходу суматора зчитується скоригований n -розрядний результат перетворення.

Похибка перетворення в аналого-цифровому методі коригування, з урахуванням похибок квантування $\delta' = \frac{\delta}{k}$ допоміжного АЦП, складає

$$\Delta_{np} = \delta \sqrt{1 + \frac{1}{k}}, \quad (3.58)$$

де k – коефіцієнт послаблення сигналу з виходу допоміжного ЦАП.

3.5.2 Застосування методів для паралельно-послідовних АЦП

Як відзначалося у підрозділі 2.1, в ППАЦП, які зазвичай виробляються по двокаскадній схемі (рис. 2.1), похибка перетворення залежить передусім від похибок, що вносяться ЦАП. Крім того, на загальну похибку впливає також похибка АЦП першого каскаду.

Для коригування похибки, що вноситься АЦП першого каскаду, зараз застосовується метод діапазонів, що перекриваються, який розглянутий у підрозділі 2.5. Методи, які коригують як похибки перетворення, що вносяться АЦП першого каскаду, так і ЦАП, були відсутніми.

З розглянутих вище методів розрядного коригування для виключення постійних похибок ППАЦП більш усього підходить метод аналого-цифрового коригування. Застосування даного методу практично не потребує зміни структури ППАЦП (рис. 2.1).

Це пов'язано з тим, що АЦП першого та другого каскадів ППАЦП виконують функції аналогічні функціям основного та допоміжного АЦП в АЦППР з аналого-цифровим коригуванням.

Застосування ж цифро-аналогового методу коригування потребує використання в ППАЦП комбінованого ЦАП замість звичайного. Крім того, формування для допоміжного ЦАП кодів, коригувальних сигналів у цьому випадку ускладнюється.

Тому розглянемо відповідно до ППАЦП метод аналого-цифрового розрядного коригування. Структурна схема ППАЦП з інтегральним розрядним коригуванням має вигляд (рис. 3.8).

З урахуванням аналогічності функцій, що виконуються АЦПО та АЦП1, АЦПД та АЦП2, метод аналого-цифрового коригування відповідно до ППАЦП практично змін не зазнає. Відмінністю є те, що на першому етапі коригування після визначення значень розрядних похибок у коді АЦП2, в ПЗП записуються

значення похибок усіх кодових комбінацій розрядів, що коригуються. Тобто поправки до коду ЦАП формуються також, як і значення, розрядних похибок, на першому етапі (спочатку). Це необхідно у зв'язку з тим, що час формування поправки може зменшити швидкодію ППАЦП.

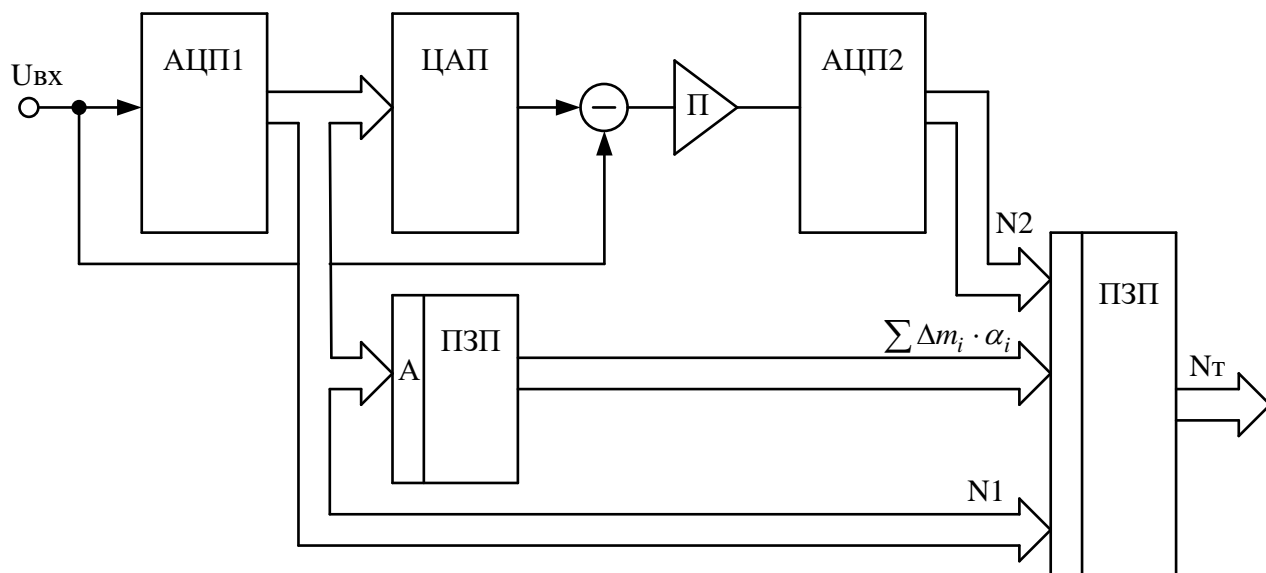


Рисунок 3.8 – ППАЦП з інтегральним розрядним коригуванням

Поправки формують по значенням розрядних похибок. На другому етапі коригування у процесі аналого-цифрового перетворення формування точного коду також, як і в аналого-цифровому методі, здійснюється по формулі (3.57).

Відмінністю є те, що після перетворення в АЦП1 по коду результату N_1 , як адресі, зчитується з ПЗП значення поправки $\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$ до коду

$N_1 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$, яке і надходить у вихідний суматор. На виході по формулі (3.57) формується точне значення (N_1) перетвореного сигналу.

З урахуванням (3.58) похибка перетворень складає $\Delta_{np} = \delta \sqrt{2}$, де δ – похибка квантування АЦП2. При використанні методу необхідно дотримуватися деяких вимог, які виконуються в АЦППР з аналого-цифровим коригуванням.

В АЦППР з коригуванням (рис. 3.10) залишковий сигнал після перетворення в АЦПО у підсумовувальній точці дорівнює $U_{зал} = U_{вх} - E_{оп} N_1$, де $E_{оп} N_1$ – сигнал зрівноваження, що сформований в АЦПО.

Цей сигнал ($U_{\text{зал}}$) завжди одного знаку, що пояснюється алгоритмом порозрядного зрівноваження, і відповідно допоміжний сигнал АЦП завжди перетворює сигнал одного знаку.

Схема ППАЦП практично завжди робиться уніполярною при використанні точного ЦАП, тобто АЦП2 завжди вимірює сигнал однієї полярності. Приймаючи до уваги ту обставину, що похибки, які вносяться ЦАП можуть бути різних знаків. Для виконання умови уніполярності

$U_{\text{вх}} - \sum_{i=1}^n (U_{\text{hi}} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i > 0$ необхідно вводити в АЦП відповідні додаткові дані.

Друга вимога полягає у тому, що діапазон перетворення АЦП2 повинен перекривати діапазон перетворення АЦП1. Результат перетворення у такому ППАЦП без коригування похибок ЦАП формується підсумовуванням зі зсувом результатів перетворення N_1 – АЦП1 та N_2 – АЦП2

$$N = N_1 + N_2 = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i + \sum_{n+p-m}^{n+p} 2^{-i} \cdot \alpha_i, \quad (3.59)$$

де m – розрядність АЦП2.

Умова (3.59), у відповідності з методом діапазонів перетворення, що перекриваються (підрозділ 2.5), дозволяє виключати похибки, що вносяться АЦП першого каскаду, у тому числі додаткове зміщення.

Перекриття на $m - p$ розрядів обирається таким чином, щоб діапазон перетворення АЦП2 перекривав максимально можливе значення залишкового сигналу з урахуванням похибок, що вносяться АЦП1 та ЦАП.

Розглянуті у даному підрозділі методи аналогового коригування постійних похибок розроблені для функціонального припасування АЦП на етапі їх виготовлення.

Необхідність розробки таких методів пояснюється наступними факторами. Методи дають більшу в $\sqrt{l+1}$ разів точність перетворення у порівнянні з цифровим методом при використанні АЦП однакової розрядності.

Методи прості у модульній реалізації. Крім того, зараз починають випускатися фірмами-виробниками для створення точних АЦП комбіновані ЦАП, наприклад, ICL7134, DAC 30, 32, 320 [17], що також спрощує реалізацію методів.

Для чого необхідні два різновиди аналогових методів. У цифро-аналоговому методі коригувальна дія здійснюється допоміжним ЦАП у аналоговій формі.

Аналогова форма коригувальної дії дозволяє цифро-аналоговий метод застосовувати для підвищення точності безпосередньо цифро-аналогових перетворювачів.

У цифро-аналоговому методі компенсувальну дію сигналу допоміжного ЦАП, що надходить у підсумовувальну точку, без додаткових зміщень завжди одного знаку. При цьому похибки вихідних сигналів основного ЦАП повинні бути також одного знаку, але протилежного вихідним сигналам допоміжних ЦАП.

Проте, при значеннях похибки нелінійності, що перевищують мультиплікативні похибки та при відсутності адитивної похибки значення похибок вихідних сигналів будуть мати різні знаки.

У цифро-аналоговому методі похибки розрядних сигналів основного ЦАП, однополярні з вихідними сигналами допоміжного ЦАП, ні виміряти (буде завжди нульове значення), ні скоригувати за допомогою ЦАПД неможливо, що призводить до похибки формування точного значення.

На відміну від цифро-аналогового методу у аналого-цифровому методі, за рахунок коригувальної дії у цифровій формі, похибки різних знаків завжди коригуються. Для коригування похибок різних знаків, застосовуючи цифро-аналогове коригування, вводять додаткове зміщення (адитивну похибку), або збільшують мультиплікативну похибку таким чином, щоб похибки вихідних сигналів основного ЦАП були завжди одного знаку.

Нічого цього не потрібно робити при використанні аналого-цифрового методу, що дає більшу точність коригування у $\sqrt{2}$ раз за рахунок відсутності додаткових складових похибки, коригування яких вносить додаткову похибку у перетворення.

Крім того, використання у методі аналого-цифрового коригування, каскадного перетворення дозволяє використовувати його безпосередньо для підвищення точності ППАЦП, для яких методи, які коригують похибки, що вносяться ЦАП були відсутніми.

Розглянуті методи потребують використання точного ЦАП на етапі визначення значень розрядних похибок, що не дозволяє їх використовувати для коригування прогресуючих похибок, що виникають у процесі експлуатації перетворювачів. У зв'язку з цим необхідна розробка аналогових методів розрядного коригування систематичних похибок АЦП.

3.6 Диференціальні методи аналогового розрядного коригування похибок АЦП

3.6.1 Цифро-аналоговий метод коригування похибок АЦП порозрядного зрівноваження

На відміну від аналогових методів, розглянутих у підрозділі 3.5, у даних методах використовується диференціальне коригування, особливості якого описані у підрозділі 3.4.

Диференціальне коригування полягає у визначенні значень розрядних похибок у коді допоміжного АЦП через значення розрядних похибок нелінійності та мультиплікативних розрядних похибок. Що дозволяє обійтись при визначенні значень розрядних похибок без точного ЦАП.

Узагальнена структурна схема АЦП [23,24], що коригується методами аналогового коригування, має вигляд (рис. 3.9), де К – компаратор, ФК1 та ФК2 – формувачі кодів відповідно основного (ЦАПО) та допоміжного (ЦАПД) цифро-аналогових перетворювачів.

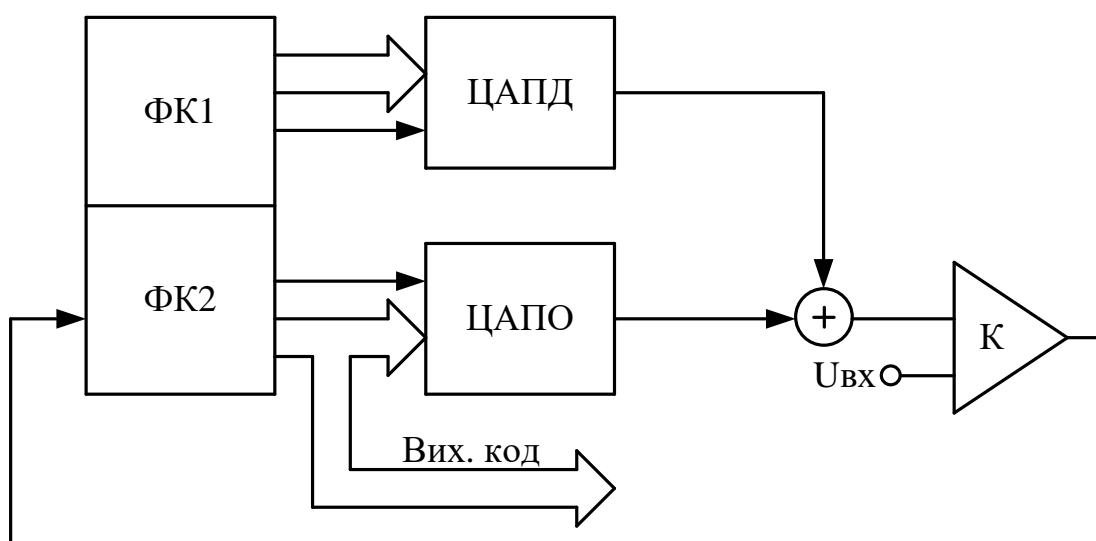


Рисунок 3.9 – Структурна схема АЦП з аналоговим коригуванням

Вага молодшого розряду ЦАПД у декілька разів менша ваги молодшого розряду ЦАПО, при цьому чутливість компаратора відповідає вазі молодшого розряду допоміжного ЦАП.

На першому етапі коригування ФК2, ЦАПД та компаратор утворюють допоміжний АЦП (АЦПД).

Диференціальний цифро-аналоговий метод коригування відрізняється від аналогічного інтегрального першим етапом коригування, який зводиться до визначення значень розрядних похибок у коді допоміжного АЦП через значення мультиплікативної та нелінійної розрядної похибки основного АЦП.

Другий етап коригування, на якому формується та вводиться у аналоговій формі поправка, залишається без змін.

Визначення значень похибок нелінійності.

У підрозділі 3.4 було отримано властивість значень похибок нелінійності $AE_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n \Delta K_i = 0$, при цьому, $AE_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i)$. Для випадку з включенням в ЦАП додаткового молодшого розряду $n' = n$ ця властивість має вигляд

$$AE_{\text{оп}} \left(\sum_{i=1}^n \Delta K_i + \Delta K_n \right) = 0, \quad (3.60)$$

де $AE_{\text{оп}} = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) + (U_{nn} + \Delta U_n)$.

При визначенні значень розрядних похибок нелінійності використано наслідок, який слідує з властивості значень розрядних похибок нелінійності

$$(3.60) \sum_{j=1}^i \Delta K_j = - \left(\sum_{j=i+1}^n \Delta K_j + \Delta K_n \right) \text{ або} \\ \Delta K_i = - \left(\sum_{j=1}^{i-1} \Delta K_j + \sum_{j=i+1}^n \Delta K_j + \Delta K_n \right). \quad (3.61)$$

Значення похибки нелінійності i -го розряду дорівнює сумарному значенню, взятому з протилежним знаком похибок нелінійності усіх молодших i -розрядів $(j = i + 1 - n, n')$ без урахування сумарного значення похибок нелінійності усіх розрядів старших i $(1 \div i - 1)$.

Тим самим, при включенні i -го розряду у ЦАПО на його виході формується сигнал $AE_{\text{оп}}(2^{-i} + \Delta K_i)$, що містить похибку нелінійності i -го розряду, а при включенні усіх розрядів молодших $(j = i + 1 - n, n')$ на виході ЦАПО формується сигнал, що також містить похибку i -го розряду, але з протилежним знаком

$$AE_{\text{оп}} \left(\sum_{i=1}^n (2^{-j} + \Delta K_j) + 2^{-n} + \Delta K_n \right) = AE_{\text{оп}} \left(2^{-i} - \left(\Delta K_i + \sum_{j=1}^{i-1} \Delta K_j \right) \right). \quad (3.62)$$

Процес визначення значень розрядних похибок нелінійності здійснюється наступним чином. За допомогою кодорегульованого джерела сигналів (рис. 3.8) подають такий сигнал на вхід АЦП, якому відповідає вихідний код АЦПО $N_1^i = 2^{-i}$ (врахований i -й розряд ЦАПО). АЦПО утворений ЦАПО, ФК1 та компаратором (рис. 3.10).

Різниця вхідного сигналу $(U_{\text{вх}})$ та вихідного сигналу ЦАПО, що відповідає коду $N_1^i = 2^{-i}$, представляє собою залишковий сигнал, незрівноважений у аналого-цифровому процесі.

У даному випадку залишковий сигнал містить похибку i -го розряду

$$\Delta U_{i1} = U_{\text{вх}} - AE_{\text{оп}}(2^{-i} + \Delta K_i). \quad (3.63)$$

Не змінюючи вхідний сигнал, не виключаючи i -й розряд ЦАПО, вимірюють за допомогою допоміжного АЦП (АЦПД) залишковий сигнал (ΔU_{i1}). У результаті перетворення на виході АЦПО формується якийсь код

$$N_1^j = \sum_{j=1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j \quad (m - \text{розрядність ЦАПД}).$$

Залишаючи вхідний сигнал незмінним, включають в основному ЦАП усі розряди молодші i ($j = i + 1 - n$). Залишковий сигнал

$$\Delta U_{i2} = U_{\text{вх}} - AE_{\text{оп}} \sum_{j=i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j) \quad (3.64)$$

також перетворюють у АЦПД, на виході якого формується код N_2^j .

З отриманого коду N_2^j віднімають код N' , що відповідає вазі молодшого розряду ЦАПО (сигнал $\Delta AE_{\text{оп}}(2^{-n} + \Delta K_n)$), що відповідає вазі молодшого розряду, попередньо вимірюють за допомогою АЦПД).

Отриманий код ($N_2^j - N'$) відповідає залишковому сигналу ΔU_{i2}^* , при формуванні якого в основному ЦАП крім розрядів молодших $i(i + 1 - n)$ врахований і додатковий молодший розряд

$$\Delta U_{i2}^* = U_{\text{вх}} - AE_{\text{оп}} \sum_{j=i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j + 2^{-n} + \Delta K_n). \quad (3.65)$$

Залишковий сигнал ΔU_{i2}^* , з урахуванням властивості (2.61), також, як і сигнал ΔU_{i1} , містить похибку i -го розряду, але з протилежним знаком

$$\Delta U_{i2}^* = U_{\text{вх}} - AE_{\text{оп}} \left(2^{-i} - \Delta K_i - \sum_{j=1}^{i-1} \Delta K_j \right), \quad (3.66)$$

де $AE_{\text{оп}} \left(\sum_{j=i+1}^n 2^{-j} + 2^{-n} \right) = AE_{\text{оп}} \cdot 2^{-i}$.

Рівняння (3.63) та (3.66) утворюють відносно розрядних похибок нелінійності систему, яка для всіх 1 має єдиний розв'язок

$$AE_{\text{оп}} \Delta K_i = \frac{\Delta U_{i2}^* - \Delta U_{i1} - AE_{\text{оп}} \sum_{j=1}^n \Delta K_j}{2}. \quad (3.67)$$

Відповідно до (3.67), використовуючи значення ΔU_{i1} та ΔU_{i2}^* у коді АЦПД (N_1^j) та ($N_2^j - N'$), значення розрядних похибок нелінійності визначають за формулою

$$\Delta K_i = \frac{(N_2^j - N') - N_1^j - \sum_{j=1}^{i-1} \Delta K_j}{2}, \quad (3.68)$$

де ΔK_i – значення похибки нелінійності i -го розряду у коді допоміжного АЦП.

Таким чином, формуючи залишкові сигнали ΔU_{i1} та ΔU_{i2} для усіх коригувальних розрядів основного ЦАП та вимірюючи їх за допомогою АЦПД, визначають по формулі (3.68) значення розрядних похибок нелінійності у коді допоміжного АЦП.

Визначення значень мультиплікативних похибок.

Як було показано у підрозділі 3.4, при визначенні значень мультиплікативних розрядних похибок достатньо визначити максимальне значення мультиплікативної похибки

$$\Delta U_\mu = E_{\text{оп}} - AE_{\text{оп}}. \quad (3.69)$$

Значення розрядних мультиплікативних похибок, згідно (3.40), є похідними від максимального значення та визначаються діленням максимального значення мультиплікативної похибки на 2^{-i} , де i – номер розряду.

Щоб визначити у коді допоміжного АЦП максимальне значення мультиплікативної похибки попередньо формують залишковий сигнал, що дорівнює мультиплікативній похибці $\Delta U'_3 = \Delta U_\mu$.

Для чого подають на вхід АЦП сигнал, що дорівнює номінальному значенню опорного сигналу $E_{\text{оп}}$, та включають у ЦАПО (рис. 3.10) усі розряди,

тобто подають на вхід ЦАПО код $N_3^i = \sum_{i=1}^n 2^{-i}$.

Різниця вхідного сигналу $U_{\text{вх}} = E_{\text{оп}}$ та вихідного сигналу ЦАПО, яка уявляє собою залишковий сигнал

$$\Delta U_3 = E_{\text{оп}} - AE_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-i} + \Delta K_i), \quad (3.70)$$

вимірюють допоміжним АЦПД.

З отриманого коду АЦПД (N_3^j) віднімають значення ваги молодшого розряду основного ЦАП у коді АЦПД N' . Отриманий код ($N_3^j - N'$) відповідає залишковому сигналу $\Delta U'_3$, при формуванні якого в основному ЦАП окрім усіх розрядів врахований і додатковий молодший розряд

$$\Delta U'_3 = E_{\text{оп}} - AE_{\text{оп}} \left(\sum_{i=1}^n (2^{-i} + \Delta K_i) + (2^{-n} + \Delta K_n) \right). \quad (3.71)$$

З урахуванням властивості похибки нелінійності (3.60), залишковий сигнал $\Delta U'_3$ представляє собою максимальну мультиплікативну похибку основного ЦАП

$$\Delta U'_3 = \Delta U_\mu = E_{\text{оп}} - AE_{\text{оп}} \left(\sum_{i=1}^n 2^{-i} + 2^{-n} \right) = E_{\text{оп}} - AE_{\text{оп}}, \quad (3.72)$$

а код $(N_3^j - N')$ у свою чергу представляє собою значення максимальної мультиплікативної похибки у коді допоміжного АЦП.

Значення мультиплікативних розрядних похибок визначають по значенню максимальної мультиплікативної похибки по формулі

$$\Delta \mu_i = \frac{N_3^j - N'}{2^i}. \quad (3.73)$$

Загальні значення розрядних похибок визначають по значенням мультиплікативної та нелінійної складових розрядної похибки, відповідно до (3.27), алгебраїчним сумуванням

$$\Delta m_i = \Delta K_i - \Delta \mu_i. \quad (3.74)$$

Отримані на першому етапі значення розрядних похибок у коді АЦПД використовуються на другому етапі коригування. Процес виключення похибок на другому етапі коригування здійснюється також, як і в інтегральному методі цифро-аналогового коригування.

Структурна схема АЦП з цифро-аналоговим коригуванням прогресуючих похибок має вигляд (рис. 3.10). У даному АЦП на першому етапі коригування формувачем кодів (ФК2) для допоміжного АЦП на першому етапі коригування є процесор системи збору даних, у якій використовується АЦП (рис. 3.6). Процесор формує по шині даних коди на вхід допоміжного ЦАП у процесі аналого-цифрового перетворення.

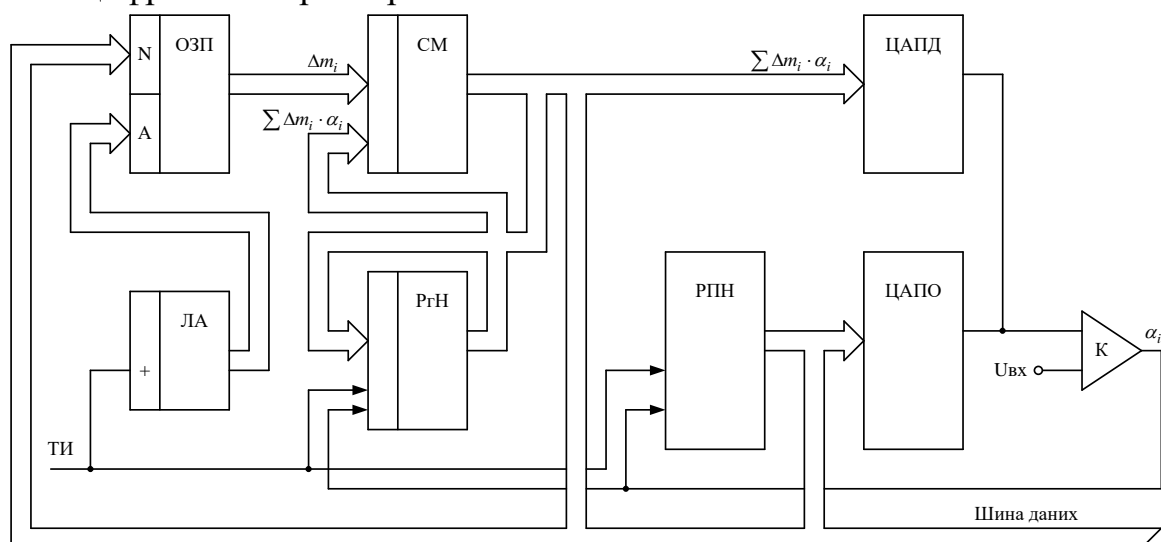


Рисунок 3.10 – Структурна схема АЦП з цифро-аналоговим коригуванням прогресуючих похибок

По шині даних, яка на першому етапі коригування підключається також до входу основного ЦАП, задаються необхідні коди N_1^i , N_2^i та N_3 на входи основного ЦАП у процесі визначення значень розрядних похибок.

Замість ПЗП у даному АЦП використовується ОЗП, куди періодично процесор записує значення розрядних похибок Δm_i . На другому етапі у процесі формування та уведення поправки шина даних процесора відключається, формувачем кодів ($\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$) для допоміжного ЦАП стає накопичувальний суматор.

У суматорі у відповідності з номерами $i = 1 - n$, що зрівноважуються у АЦПО, розрядів формується по значенням (Δm_i), що зчитуються з ОЗП, поправка $\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$. Подача коду поправки на вхід ЦАПД викликає сигнал на його виході, що компенсує у підсумовувальній точці похибку сигналу зрівноваження ЦАПО ($E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$).

3.6.2 Аналого-цифровий метод коригування похибок АЦП порозрядного зрівноваження

Відмінності інтегральних аналого-цифрового та цифро-аналогового методів коригування, що вказані у підрозділі 3.5, зберігаються і для диференціальних методів.

Структурна схема АЦП з аналого-цифровим коригуванням має вигляд (рис. 3.11) [2].

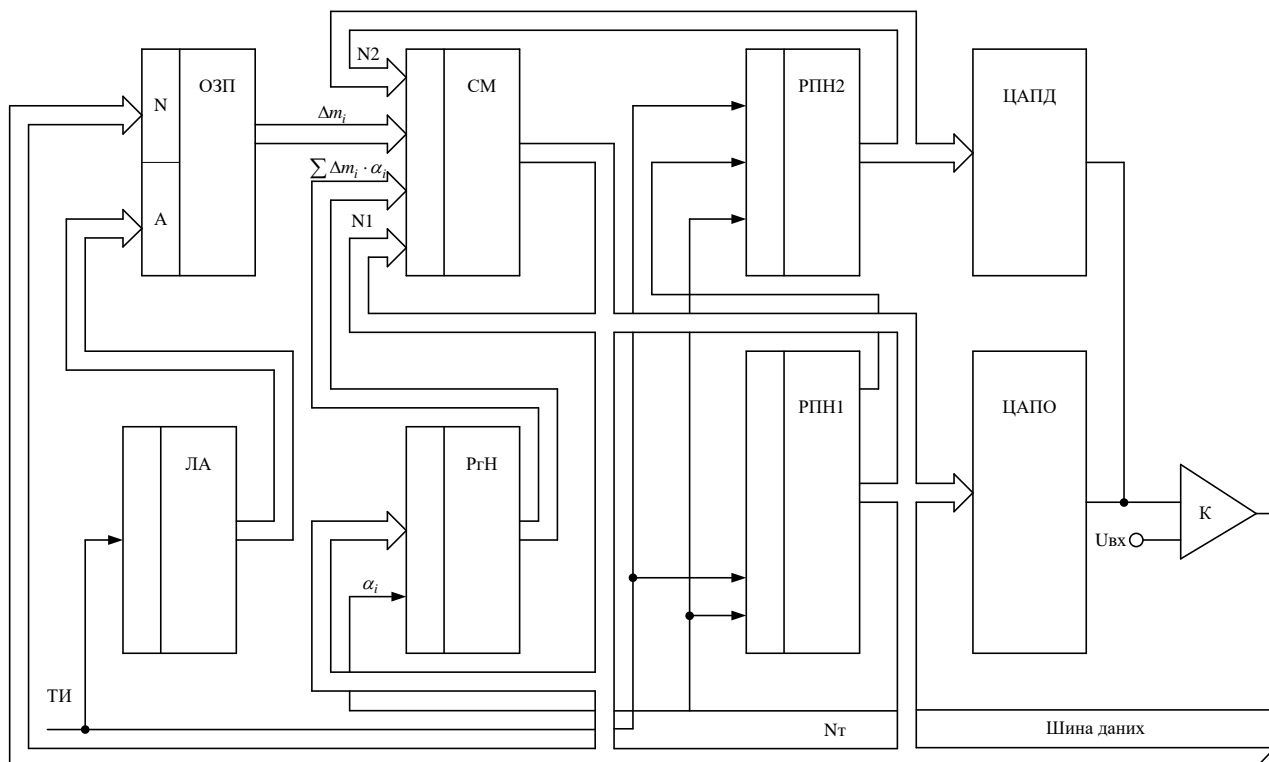


Рисунок 3.11 – АЦП з аналого-цифровим коригуванням

На першому етапі коригування в аналого-цифровому методі також, як і в цифро-аналоговому, здійснюється визначення значень розрядних похибок основного АЦП (Δm_i) у коді допоміжного АЦП через значення мультиплікативної ($\Delta \mu_i$) та нелінійної (ΔK_i) складових.

При цьому формувач кодів для допоміжного ЦАП – регістр послідовних наближень (РПН2) є формувачем кодів як на першому, так і на другому етапах коригування. Коди результатів перетворень АЦПД N_1^j , N_2^j та N_3 на першому етапі коригування зчитуються по шині даних у процесор. Подача кодів N_2^i на вхід основного ЦАП також здійснюється процесором по шині даних.

Етап формування та введення поправок здійснюється аналогічно аналого-цифровому методу у цифровій формі. При цьому у процесі порозрядного зрівноваження у АЦП (АЦПО), що коригується, по лічильнику тактових імпульсів, число яких відповідає номеру розряду зрівноваження, зчитуються з ОЗП значення (Δm_i) похибок розрядів зрівноваження у накопичувальний суматор.

У суматорі по сигналу з компаратора (α_i) формується загальне значення поправки, що коригує похибку перетворення в АЦПО. Ця поправка підсумовується по закінченню перетворення в АЦПО з його вихідним кодом N_1 , а потім результат підсумовування підсумовується по закінченню

перетворення допоміжного АЦП з його вихідним кодом. З виходу суматора у результаті перетворень зчитується скоригований n -розрядний код аналого-цифрового перетворення вхідного сигналу.

Похибки перетворень методів.

Помилки визначення значень розрядних похибок у методах обумовлені тими ж причинами, що і в диференціальному методі цифрового коригування, і складають, відповідно до (3.51),

$$\Delta_{\text{оп}}^{m_i} = \sqrt{(\Delta_{\text{оп}}^{K_i})^2 + (\Delta_{\text{оп}}^{\mu_i})^2}, \quad (3.75)$$

де $\Delta_{\text{оп}}^{K_i} = \frac{\delta' \sqrt{2 \left(1 + \sum_{j=1}^{i-1} 2^{-j} \right)}}{2} \approx \delta \frac{\sqrt{2}}{2k}$ – помилка визначення значення розрядної

похибки нелінійності (δ – похибка квантування основного АЦП; $\delta' = \delta/k$ – похибка квантування допоміжного АЦП; k – коефіцієнт послаблення сигналу допоміжного ЦАП); $\Delta_{\text{оп}}^{\mu_i} = \delta' / 2^i$ – помилка визначення значення мультиплікативної розрядної похибки.

Похибка перетворення на другому етапі коригування аналогічно (3.52) складає, з урахуванням (3.75)

$$\Delta_{\text{нр}} = \sqrt{\sum_{i=1}^l (\Delta_{\text{оп}}^{m_i})^2 \alpha_i + \delta^2} \approx \delta \sqrt{\frac{l+2}{2k^2} + 1}, \quad (3.76)$$

де l – число розрядів, що коригуються.

3.6.3 Застосування методів для паралельно-послідовних АЦП

Аналіз методів аналогового коригування постійних похибок на предмет застосування їх для підвищення точності ППАЦП, проведений у підрозділі 3.5, показав, що більш усього для ППАЦП підходить метод аналого-цифрового коригування постійних похибок. По тим же причинам більш усього для коригування прогресуючих похибок ППАЦП підходить метод аналого-цифрового коригування прогресуючих похибок.

Структурна схема ППАЦП з диференціальним коригуванням має вигляд (рис. 3.12). З урахуванням аналогічності функцій, що виконуються АЦПО та АЦП1, АЦПД та АЦП2, метод аналого-цифрового коригування прогресуючих похибок для ППАЦП практично не зазнає змін.

Аналогічно інтегральному аналого-цифровому методу на першому етапі коригування після визначення значень розрядних похибок у корді АЦП2, в ОЗП записуються значення похибок усіх кодових комбінацій розрядів АЦП, що коригуються.

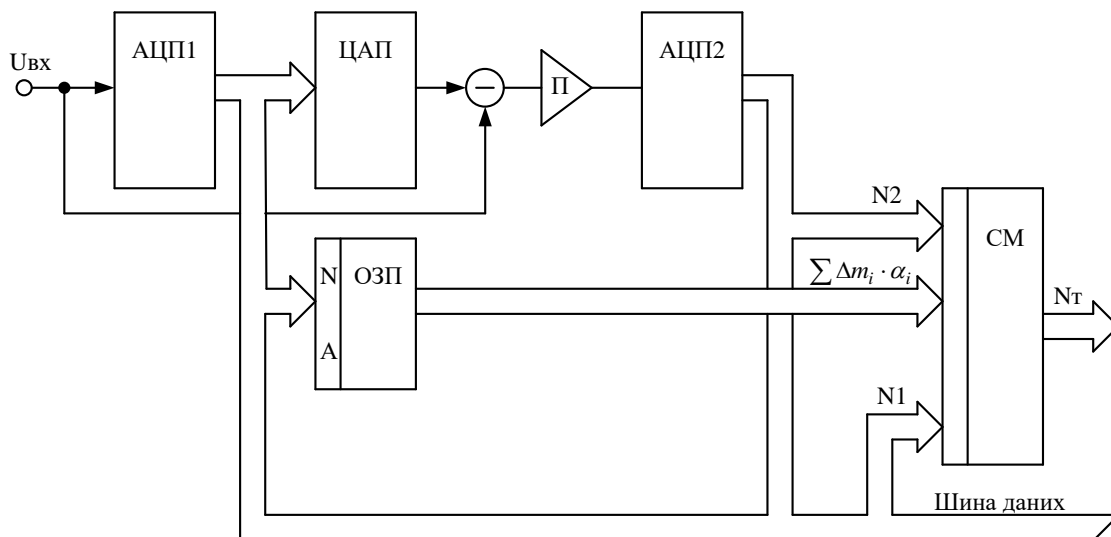


Рисунок 3.12 – ППАЦП з диференціальним коригуванням

Ці поправки формують по значенням розрядних похибок (Δm_i). При цьому, по шині даних у процесор надходять результати перетворень першого та другого АЦП. Крім того, процесор по шині даних здійснює установку кодів (N_2^i) в ЦАП аналого-цифрового перетворювача при визначенні значень розрядних похибок нелінійності та запис значень розрядних похибок в ОЗП на першому етапі коригування.

На другому етапі коригування робота ППАЦП проходить аналогічно роботі у цьому ж режимі ППАЦП з інтегральним коригуванням (підрозділ 3.5).

Вимоги до ППАЦП, що розглянуті у підрозділі 3.5, пов'язані з застосуванням інтегрального методу, зберігаються і при застосуванні диференціального методу.

Розглянуті у даному підрозділі методи аналогового коригування розроблені для вилучення прогресуючих похибок, що виникають у процесі експлуатації АЦП. Методи не потребують використання точного ЦАП на етапі визначення значень розрядних похибок. При цьому методи зберігають переваги інтегральних методів аналогового коригування, про яких уже йшла мова у підрозділі 3.5.

Аналогічно диференціальному методу цифрового коригування дані методи періодично потребують використання процесора системи збору даних, у якій застосовується АЦП, що коригується (рис. 3.6).

Цифро-аналоговий метод коригування дозволяє коригувати прогресуючі похибки безпосередньо цифро-аналогових перетворювачів, за рахунок коригувальної дії в аналоговій формі.

Аналого-цифровий метод коригування дозволяє вилучати прогресуючі похибки безпосередньо швидкодійних ППАЦП за рахунок того, що коригувальна дія у ньому здійснюється у цифровій формі.

3.7 Порівняльний аналіз методів апроксимації та розрядного коригування

При розробці методів, ефективних для коригування похибок АЦП з ЦАП у колі перетворення були висунуті вимоги, які повинні задовольняти ці методи. Однією з них є швидкодія, тобто час коригування при використанні методу не повинен перевищувати часу одного аналого-цифрового перетворення АЦП, що коригується.

Більшість існуючих методів коригування, як було показано у розділі 2, не задовольняють цій вимозі. Метод ступінчатої апроксимації, на відміну від розглянутих у розділі 2 методів, дозволяє здійснювати коригування за одне аналого-цифрове перетворення. При використанні попереднього визначення та зберігання коригувальних поправок у пам'яті.

Покажемо, використовуючи отримані вирази, що описують результат аналого-цифрового перетворення з урахуванням розрядних похибок, що метод ступінчатої апроксимації не ефективний для вилучення похибок немонотонної нелінійності (розрядних похибок).

При аналізі будемо розглядати інтегральний метод цифрового розрядного коригування, це пов'язано з тим, що у ньому, як і в методі ступінчатої апроксимації, використовується точний ЦАП для задавання зразкових сигналів та коригування здійснюється у цифровій формі.

Відповідно до (3.21), код N_p перетвореного сигналу через значення розрядних похибок у коді АЦП (Δm_i) можна представити як

$$N_p = N_T - \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i, \quad (3.77)$$

де $\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$ – сума похибок врахованих розрядів коду $N_p = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$;

N_T – точний код перетвореного сигналу.

З урахуванням (3.77) у методі розрядного коригування, виключаючи з реального коду $N_p = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$ похибки врахованих розрядів $\sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i$, значення яких були отримані на першому етапі, отримують скориговане значення

$$N_T = N_p + \sum_{i=1}^n \Delta m_i \cdot \alpha_i. \quad (3.78)$$

У методі апроксимації на першому етапі коригування перетворюють величину зразкової міри, що відповідає верхній або нижній границі ділянки

діапазону. Наприклад, нижня границя ділянки діапазону відповідає коду $N_{\tau i} = 2^{-i}$, а перетворення відповідної міри g_i дало код $N_{pi} = \sum_{j=i}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j$. Тоді

поправка на цій ділянці складає $\Delta_i = N_{pi} - N_{\tau i}$. Реальний код N_{pi} з урахуванням

$$(3.77) \quad N_{pi} = N_{\tau i} - \sum_{j=i}^n \Delta m_j \cdot \alpha_j, \text{ тобто значення поправки } \Delta_i \text{ для } i\text{-ої ділянки}$$

містить суму розрядних похибок коду N_{pi}

$$\Delta_i = -\sum_{j=i}^n \Delta m_j \cdot \alpha_j. \quad (3.79)$$

На другому етапі скориговане значення N_k коду перетвореного сигналу

$$N_{pi} = \sum_{l=i}^n 2^{-l} \cdot \alpha'_l, \text{ що відноситься до } i\text{-ої ділянки апроксимації, визначають як}$$

$$N_k = N_p - \Delta_i = N_{\tau} - \sum_{l=i}^n \Delta m_l \cdot \alpha'_l + \sum_{j=i}^n \Delta m_j \cdot \alpha_j. \quad (3.80)$$

Поправка i -ої ділянки Δ_i – величина постійна, тим самим максимальна помилка перетворення по цьому методу на ділянці складає [4]

$$\Delta_{np} = \sum_{j=i}^n \Delta m_j - \sum_{j=i}^n \Delta m_j \cdot \alpha_j. \quad (3.81)$$

Таким чином, метод ступінчатої апроксимації дозволяє коригувати похибки тільки визначеного коду (N_{pi}) на ділянці апроксимації. При зміні коду перетвореного сигналу, що належить цій же ділянці апроксимації, змінюється сума розрядних похибок, величина якої у значній мірі визначається похибками нелінійності, однак поправка для формування скоригованого коду не змінюється. Відповідно вводиться помилка (Δ_{np}) при формуванні скоригованого значення, що є недоліком методу у порівнянні з методом розрядного коригування похибок, у якому коригувальна поправка змінюється у залежності від коду перетвореного сигналу.

Перевага методів розрядного коригування по відношенню до методу ступінчатої апроксимації особливо наглядно проявляється при порівнянні з диференціальним методом цифрового розрядного коригування.

Диференціальний метод дозволяє за допомогою кодорегульованого джерела сигналів, систематичні похибки якого на точність методу не впливають, вилучати розрядні похибки нелінійності. При використанні цього ж джерела сигналів у методі ступінчатої апроксимації коригування похибок нелінійності неможливо.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ КОРИГУВАННЯ ПОХИБОК АЦП СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З ЦАП У КОЛІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПРИ НАЯВНОСТІ ПОХИБОК ВПЛИВУ РОЗРЯДІВ

4.1 Характеристика цифро-аналогового перетворення з урахуванням похибок суперпозиції

Принцип суперпозиції як принцип накладення у механіці називається принципом незалежної дії сил, відповідно якому рух тіла під дією декількох сил, можна розглядати як результат додавання рухів, що викликаються кожною силою окремо.

Для лінійних електричних систем постійного струму з джерелами ЕРС, струму, та резистивними елементами відповідно принципу накладення струм у будь-якій гілці дорівнює алгебраїчній сумі струмів у цій гілці (часткових струмів) при дії кожного джерела окремо, інші джерела замінюються резистивними елементами з опорами, що дорівнюють внутрішнім опорам відповідних джерел [17].

Відповідно до ЦАП принцип суперпозиції означає: вихідний сигнал ЦАП від включення декількох джерел розрядних сигналів (розрядів) дорівнює сумі цих же розрядних сигналів при дії кожного джерела, розрядних сигналів окремо

$$U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n U_{pi} \cdot \alpha_i = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i, \quad (4.1)$$

де U_{pi} – вихідний сигнал ЦАП, що відповідає ввімкненню i -го розряду.

З урахуванням (4.1) стосовно до похибок вихідних сигналів (ΔU_i) принцип суперпозиції полягає у наступному.

Якщо вхідний код ЦАП (N_3) можна представити об'єднанням двох кодів (N_1) та (N_2)

$$N_3 = N_1 \vee N_2, \quad (4.2)$$

причому, кодам N_1 , N_2 відповідають похибки вихідних сигналів $\Delta U(N_1)$, $\Delta U(N_2)$, то похибка вихідного сигналу ЦАП, що відповідає коду N_3 , буде дорівнювати сумі похибок вихідних сигналів, що відповідають подачі складових кодів ($N_1 + N_2$)

$$\Delta U(N_3) = \Delta U(N_1) + \Delta U(N_2). \quad (4.3)$$

Таким чином, похибка суперпозиції – це відхилення реального значення похибки вихідного сигналу ЦАП, що відповідає подачі коду N_3 ($\Delta U(N_3)$), від розрахованого, отриманого додаванням похибок сигналів, що відповідають подачі кодів (N_1 , N_2), що є його складовими ($N_3 = N_1 \vee N_2$)

$$\Delta U_c = \Delta U(N_3) - (\Delta U(N_1 + \Delta U(N_2))). \quad (4.4)$$

Похибки суперпозиції у монолітних та гібридних перетворювачах виникають у результаті зміни опору резистора зворотного зв'язку вихідного підсилювача (R_{33}) при зміні вихідної напруги від 0 до 10 В [9,22]. Дрейф опору R_{33} виникає через зміну потужність розсіювання, яка виділяється на цьому резисторі (самонагрівання).

У перетворювачах, що побудовані на дискретних елементах, таке явище не виникає. Фізичні параметри R_{33} у них настільки великі, що зміни температури та відповідно зміни R_{33} мізерно малі.

Однак, у монолітних перетворювачах розміри R_{33} часто настільки малі, що відбувається порівняно велика зміна температури, завдяки ефекту самонагрівання, навіть для невеликих потужностей розсіювання. В числі можливих джерел похибок суперпозиції, які пов'язані з особливостями застосування перетворювача, в першу чергу називається невірне заземлення [9].

Джерелом похибок суперпозиції може також слугувати вихідний опір перетворювача, який змінюється з переключенням розрядів [9].

Аналіз причин, які приводять до похибки суперпозиції. З урахуванням (4.4) похибка суперпозиції відносно розрядних сигналів можна виразити як

$$\Delta U_c = U_{i,i+1} - (U_i + U_{i+1}), \quad (4.5)$$

де $U_{i,i+1}, U_i, U_{i+1}$ - вихідні сигнали ЦАП відповідно при сумісному та роздільному включенні i та $i+1$ -го розрядів.

Як слідує з визначення (4.4) та (4.5), похибка суперпозиції залежить від виду систематичних похибок вихідного сигналу ЦАП

$$\Delta U_{\text{сист}} = U_p(N) - U_n(N) = U_p(N) - \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i, \quad (4.6)$$

де $\Delta U_{\text{сист}}$ - систематична похибка вихідного сигналу;

$U_p(N), \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i$ - відповідно реальний та номінальний вихідні сигнали

ЦАП при подачі коду $N = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$.

Систематичні похибки бувають трьох видів: адитивна похибка, мультиплікативна похибка та похибка нелінійності.

При наявності мультиплікативних похибок реальна характеристика перетворення ЦАП відрізняється від номінальної коефіцієнтом нахилу K , при цьому

$$\Delta U_p = K \cdot U_n(N) = K \cdot \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i = \sum_{i=1}^n U_{pi} \cdot \alpha_i, \quad (4.7)$$

де U_{pi} , U_{ni} - реальний та номінальний розрядні сигнали.

З урахуванням визначення (4.1) в цьому випадку виконується принцип суперпозиції та відповідно похибка суперпозиції відсутня $\Delta U_c = U_{i,i+1} - (\Delta U_i + \Delta U_{i+1}) = 0$.

При наявності адитивної похибки характеристика перетворення ЦАП має вигляд

$$\Delta U_p = \sum_{i=1}^n U_{ni} \cdot \alpha_i + \Delta U_{ад}. \quad (4.8)$$

У цьому випадку вихідні сигнали ЦАП при роздільному та сумісному включенні i та $i+1$ -го розрядів: $U_{pi} = U_{ni} + \Delta U_{ад}$, $U_{pi+1} = U_{ni+1} + \Delta U_{ад}$, $U_{pi,i+1} = U_{ni} + U_{ni+1} + \Delta U_{ад}$.

Похибка суперпозиції у цьому випадку складає

$$\Delta U_c = U_{pi,i+1} - (U_{pi} + U_{pi+1}) = -\Delta U_{ад}. \quad (4.9)$$

Таким чином, наявність адитивної похибки призводить до похибки суперпозиції. Однак, з урахуванням того, що адитивну похибку порівняно легко усунути, похибка суперпозиції в цьому випадку легко усунути: вилучення $\Delta U_{ад}$ призводить до $\Delta U_c = 0$.

У залежності від монотонності чи немонотонності функції перетворення розрізняють похибки монотонної (рис. 4.1,а) та немонотонної (рис. 4.1,б) нелінійності [3,5].

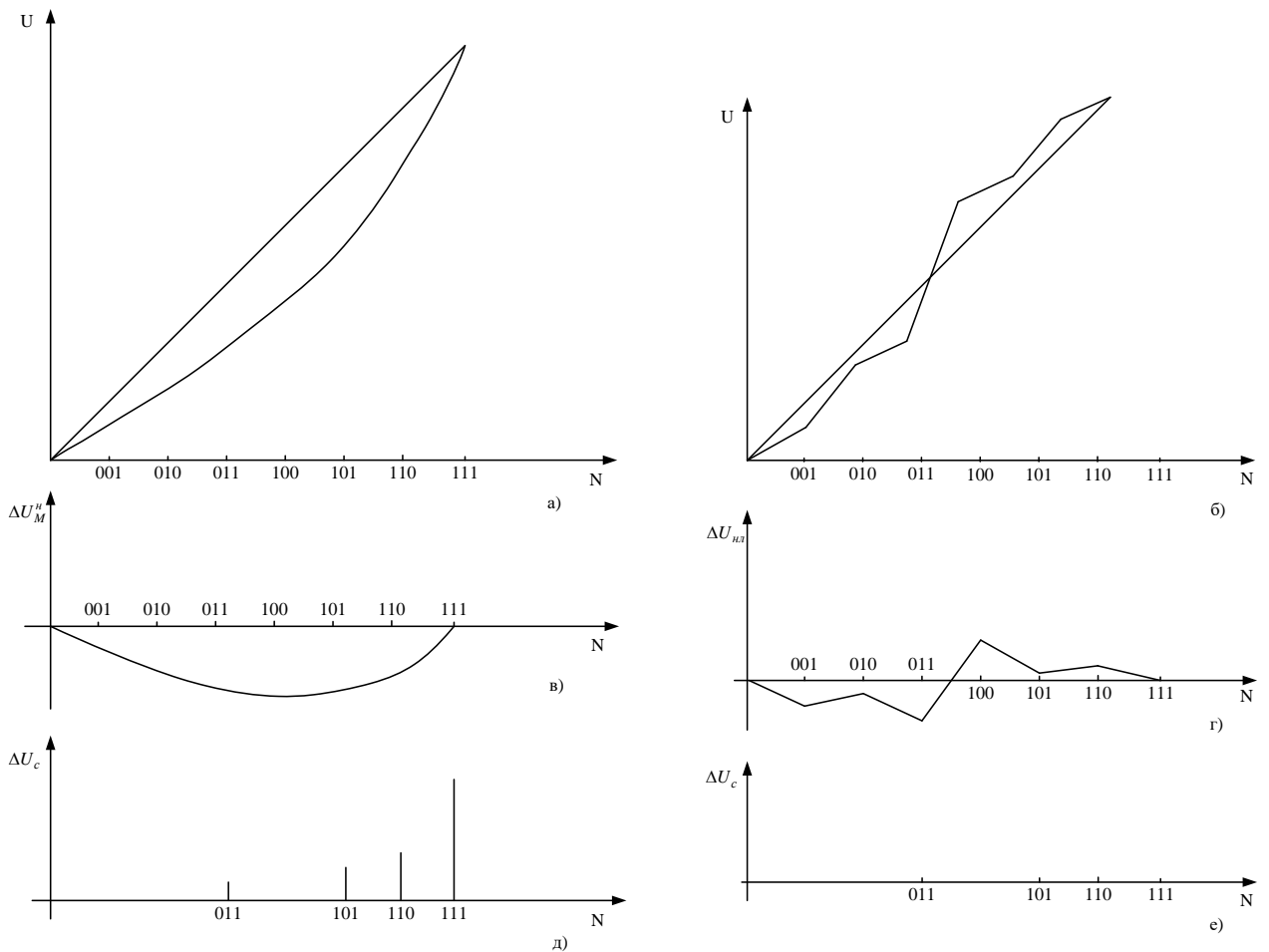


Рисунок 4.1 – Похибки АЦП

Монотонність функції перетворення характеризується незмінністю знаку приросту вихідного сигналу ЦАП при монотонній зміні числового значення вхідного коду. Функція перетворення немонотонна, якщо хоча б одна із локальних диференціальних нелінійностей має знак, який протилежний знаку одиниці молодшого розряду та перевищує її по розряду [5].

Як було показано у підрозділі 2.2, вихідний сигнал ЦАП при наявності похибок немонотонної нелінійності рівний сумі розрядних сигналів, які відповідають вхідному коду

$$U_p(N) = \sum_{i=1}^n (U_{ni} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i = \sum_{i=1}^n U_{pi} \cdot \alpha_i, \quad (4.9)$$

при цьому диференціальна нелінійність для одного із $i=1 \dots n$ розрядів

$$(U_{pi} - \sum_{j=i+1}^n U_{pj}) > h, \quad (4.9)$$

де h - вага молодшого розряду ЦАП.

З урахуванням визначення (4.1) в цьому випадку виконується принцип суперпозиції, тим самим похибки нелінійності немонотонного виду не призводять до похибок суперпозиції.

При наявності похибок нелінійності монотонного виду характеристика перетворення має вигляд $U_p(N) = U_n(N) + \Delta U(N)$ при цьому диференціальна нелінійність для любого $i=1 \dots n$

$$U_p(2^{-i}) - U_p\left(\sum_{i+1}^n 2^{-j}\right) \leq h, \quad (4.10)$$

де $U_p(2^{-i})$, $U_p\left(\sum_{i+1}^n 2^{-j}\right)$ - реальні вихідні сигнали ЦАП при подачі кодів $N_1 = 2^{-i}$

та $N_2 = \sum_{i+1}^n 2^{-j}$.

В цьому випадку $\Delta U(N_3) \neq \Delta U(N_1) + \Delta U(N_2)$, де $N_3 = N_1 \vee N_2$, та відповідно виникає похибка суперпозиції

$$\Delta U_c = \Delta U(N_3) - (\Delta U(N_1) + \Delta U(N_2)). \quad (4.11)$$

Таким чином, основною причиною, яка призводить до похибки суперпозиції, являються похибки монотонної нелінійності. На рис. 4.1,в та 4.1,г наведені залежності похибок монотонної нелінійності ΔU_μ^H та немонотонної нелінійності $\Delta U_{нл}$ від коду N .

На рис. 4.1,д та 4.1,е показані похибки суперпозиції відносно точок $\sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$ відповідно при похибках монотонної та немонотонної нелінійності. В останньому випадку похибки суперпозиції рівні нулю.

При цьому видно, що максимальна похибка суперпозиції при похибках монотонної нелінійності спостерігаються в вихідному сигналі при включенні всіх розрядів

$$\Delta U_{c \max} = \sum_{i=1}^n \Delta U(2^{-i}) - \Delta U\left(\sum_{i=1}^n 2^{-i}\right). \quad (4.11)$$

що пов'язані з умовою (4.10).

Похибка суперпозиції відносно меншого числа розрядних сигналів відповідно буде меншою.

Відповідно, можна розбити діапазон перетворення на 2, 4 і т.д. ділянок таким чином, щоб максимальна похибка суперпозиції на ділянці (відносно точки $\sum_{i+1}^n 2^{-j}$) не перевищувала значення ваги молодшого розряду (чи 1 ОМР).

Тим самим, на окремій ділянці перетворення з точністю до 1 ОМР буде виконуватися принцип суперпозиції.

З урахуванням сказаного, умова вибору довжини ділянки (ділянки апроксимації) з початком у точці $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ має вигляд

$$\Delta U_{c \max}^N = \sum_{i+1}^n (\Delta U(N + 2^{-j}) - \Delta U(N)) - \left(\Delta U \left(N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \right) - \Delta U(N) \right) < 1 \text{ ОМР}, \quad (4.12)$$

де $\Delta U(N + 2^{-j}) - \Delta U(N)$ - похибка j -го розряду відносно похибки на початку ділянки $\Delta U(N)$;

$\Delta U \left(N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \right)$ - похибка сигналу, яка відповідає максимальному коду на

ділянці з початком в точці $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$.

При цьому, виходячи з довжини ділянки розбиття 2^{-i} , кількість ділянок рівна $(2^i - 1)$. Визначимо умови вибору ділянки апроксимації (4.12) стосовно вихідного сигналу ЦАП, який містить похибку монотонної та немонотонної нелінійності

$$U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{ні}} + \Delta U_i) \cdot \alpha_i + \Delta U_{\mu}^{\text{н}}(N), \quad (4.13)$$

де ΔU_i - розрядна похибка вихідного сигналу, яка містить похибку немонотонної нелінійності;

$\Delta U_{\mu}^{\text{н}}(N)$ - похибка монотонної нелінійності вихідного сигналу ЦАП при коді $N = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i$.

У цьому випадку похибка j -го розряду $\Delta U_j^{\text{н}}$ відносно похибки на початку ділянки $\Delta U(N)$,

$$\Delta U_j^{\text{н}} = \Delta U(N + 2^{-j}) - \Delta U(N) = \Delta U_j + \Delta U_{\mu}^{\text{н}}(N + 2^{-j}) - \Delta U_{\mu}^{\text{н}}(N), \quad (4.13)$$

де $\Delta U(N) = \Delta U_N + \Delta U_{\mu}^{\text{н}}(N)$ - похибка на початку ділянки.

Похибка сигналу, яка відповідає максимальному коду на ділянці з початком у точці $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$,

$$\Delta U \left(N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \right) = \sum_{i+1}^n \Delta U_j + \Delta U_N + \Delta U_{\mu}^{\text{н}} \left(N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \right). \quad (4.14)$$

З урахуванням цього, умова вибору ділянки апроксимації (4.12) приймає вигляд

$$\sum_{i+1}^n (\Delta U_{\mu}^H(N + 2^{-j}) - \Delta U_{\mu}^H(N)) - \left(\Delta U_{\mu}^H \left(N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \right) - \Delta U_{\mu}^H(N) \right) < 10MP. \quad (4.15)$$

Таким чином, якщо розбити діапазон перетворення на ділянки, виходячи із умови (4.15), то вихідний сигнал ЦАП з врахуванням суперпозиційного характеру розрядних похибок цих ділянок, можна уявити у вигляді

$$U_{\text{вих}} = U(N) + \sum_{i+1}^n U_{pj}^N \cdot \alpha_j = U_N + \sum_{i+1}^n (U_{Hj} + \Delta U_j^N) \cdot \alpha_j, \quad (4.16)$$

де індекс N означає код початку ділянки $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ (код старших розрядів);

$U(N) = U_N = U_H(N) + \Delta U(N)$ - сигнал ЦАП, який відповідає коду (N);

$\Delta U_j^N = \Delta U_j + \Delta U_{\mu}^H(N + 2^{-j}) - \Delta U_{\mu}^H(2^{-j})$ - розрядна похибка на ділянці.

Таким чином, похибки суперпозиції обумовлені наявністю похибок монотонної нелінійності. Коригування похибок монотонної нелінійності дозволяє вилучити похибки суперпозиції. Тим самим задача коригування похибок ЦАП з ЦАП у колі перетворення при наявності похибок впливу розрядів зводиться до самої загальної задачі коригування похибок АЦП, коли характеристика перетворення коригувального АЦП містить як похибки монотонної, так і немонотонної нелінійності.

Коригування похибок перетворення у цьому випадку зводиться до порозрядного коригування на ділянках перетворення. При цьому на ділянках перетворення сигнал, що зрівноважується, має вигляд (4.16).

Відповідно методи розрядного коригування застосовуються і в цьому випадку, але зазнають деякі зміни у вигляді апроксимації характеристики перетворення.

4.2 Інтегральний метод розрядного коригування похибок АЦП з апроксимацією характеристики перетворення

Інтегральний метод розрядного коригування з апроксимацією використовується при наявності у вихідному сигналі ЦАП коригувального АЦП постійних систематичних похибок монотонної нелінійності $\Delta U_{\mu}^H(N)$, не врахування яких призводить до похибок суперпозиції.

Загальний принцип розрядного коригування полягає у цьому випадку в наступному. Діапазон перетворення АЦП розбивають на ділянки таким чином, щоб похибка суперпозиції не перевищила на ділянці перетворення 1 ОМР (умова (4.15)). Тим самим на ділянці вихідний сигнал ЦАП можна представити (апроксимувати) у вигляді (4.16)

$$U_{\text{вих}} = \sum_{i=1}^n (U_{\text{н}j} + \Delta U_j^N) \cdot \alpha_j + U_{\text{н}}(N) + \Delta U(N), \quad (4.17)$$

де ΔU_j^N - розрядна похибка N -ої ділянки.

Відповідно, у цьому випадку на першому етапі коригування визначають значення розрядних похибок ΔU_j^N для кожної ділянки апроксимації та значення похибок на початку ділянки $\Delta U(N)$. На другому етапі ці значення використовуються для коригування похибок перетворення, причому, поправки формуються порозрядно для кожної ділянки.

Процес визначення значень похибок будемо розглядати стосовно методу цифрового розрядного коригування. Подамо точний сигнал $U_{\text{вх}} = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n$

з точним кодовим еквівалентом $N_{\text{т}} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^n$ на вхід коригувального АЦП. У результаті перетворення на виході АЦП отримаємо якийсь реальний код $N_{\text{р}} = \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i = N + \sum_{i=1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j$. Реальному коду АЦП ($N_{\text{р}}$) відповідає, згідно (4.16), сигнал зрівноваження

$$U_{\text{зр}} = U(N) + \sum_{i=1}^n (U_{\text{н}j} + \Delta U_j^N) \cdot \alpha_j = E_{\text{оп}} \cdot N + E_{\text{оп}} \cdot \Delta m_0^N + E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-j} + \Delta m_j^N) \cdot \alpha_j, \quad (4.18)$$

де $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ - початковий код ділянки апроксимації;

Δm_0^N , Δm_j^N - значення у коді АЦП початкової та розрядної похибки на ділянці апроксимації з початком у точці N .

У результаті аналого-цифрового перетворення відбулося зрівноваження вхідного сигналу $U_{\text{вх}} = E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^1$, тобто без урахування похибок квантування,

$$E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^1 = E_{\text{оп}} \cdot N + E_{\text{оп}} \cdot \Delta m_0^N + E_{\text{оп}} \sum_{i=1}^n (2^{-j} + \Delta m_j^N) \cdot \alpha_j. \quad (4.19)$$

Розділивши обидві частини рівняння (4.19) на $E_{оп}$, отримаємо вираз, який описує властивість, яка використовується у методі при визначенні значень похибок

$$\sum_{i=1}^n 2^{-i} \cdot \alpha_i^1 = N + \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \left(2^{-j} + \Delta m_j^N \right) \cdot \alpha_j \quad (4.20)$$

чи

$$N_T - N_p = \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta m_j^N \cdot \alpha_j. \quad (4.21)$$

Згідно властивості (4.21) подання точного сигналу з точним кодовим еквівалентом (N_T) на вхід коригувального АЦП викликає у результаті

перетворення формування на його виході реального коду $N_p = N + \sum_{i+1}^n \Delta m^{-j} \cdot \alpha_j$.

При цьому різниця точного N_T та реального $N_p = N + \sum_{i+1}^n \Delta m^{-j} \cdot \alpha_j$ кодів

перетвореного сигналу відповідає значенню алгебраїчної суми початкової похибки та розрядних похибок на ділянці перетворення з початком у точці $N_p = N$.

Використовуючи властивість (4.21), на першому кроці коригування подають на вхід АЦП точні сигнали за допомогою точного ЦАП. По результатам перетворення сигналів формують рівняння виду (4.21) відносно значень похибок Δm_0^N , Δm_j^N .

При цьому, подаючи на вхід АЦП точні сигнали, яким відповідають вихідні коди АЦП, які рівні початковим кодам ділянок апроксимації $N_p = N$, визначають значення початкових похибок ділянок апроксимації по формулі

$$\Delta m_0^N = N_T - N_p = N_T^N - N. \quad (4.22)$$

Після визначення значень початкових похибок ділянок Δm_0^N визначають значення розрядних похибок на ділянці апроксимації. Для чого подають на вхід АЦП точний сигнал, якому відповідає вхідний код АЦП $N_p = N + 2^{-j}$ з одним включеним коригувальним розрядом, з $j = i + 1 \dots n$ коригувальних розрядів.

Згідно (4.21) різниця точного та реального кодів відповідає у цьому випадку значенням суми початкової похибки Δm_0^N та похибки j -го рзряду Δm_j^N на ділянці

$$N_T^j - N_p = N_T^j - (N + 2^{-j}) = \Delta m_0^N + \Delta m_j^N. \quad (4.23)$$

Віднімаючи з отриманого значення суми похибок $\Delta m_0^N + \Delta m_j^N$ значення початкової похибки, отримують значення розрядної похибки на ділянці

$$\Delta m_j^N = (\Delta m_0^N \cdot \Delta m_j^N) - \Delta m_0^N = N_T^j - N_T^N - 2^{-j}. \quad (4.24)$$

Таким чином, подаючи на вхід АЦП за допомогою точного ЦАП відповідні точні сигнали, використовуючи результати перетворень по формулам (4.22) та (4.24), визначають для кожної ділянки апроксимації значення початкових похибок (Δm_0^N) та розрядних похибок (Δm_j^N). Ці значення записують у ПЗП у процесі виготовлення перетворювача.

Процес формування та уведення поправок у результат перетворення у коді АЦП багато у чому аналогічне цьому же процесу, який розглянутий для методів цифрового розрядного коригування.

З властивості (4.21) слідує, що точне значення вхідного сигналу у коді АЦП рівне

$$N_T = N_p + \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta m_j^N \cdot \alpha_j. \quad (4.25)$$

Відповідно, зчитуючи з ПЗП по коду старших розрядів $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ значення початкової похибки Δm_0^N , яка відповідає ділянці перетворення з початком у точці $N_p = N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$, та сумуючи її зі значенням розрядних похибок Δm_j^N , які зчитані з ПЗП по значенню коду молодших розрядів, отримують загальне значення поправки до коду перетвореного сигналу ($\Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta m_j^N \cdot \alpha_j$).

Сумуючи поправку з реальним кодом перетвореного сигналу, отримують скориговане значення у відповідності з (4.25).

Процес формування та уведення поправки пояснюється структурною схемою АЦП з цифровим коригуванням, що подана у додатку Д. На схемі ФА – формувач адреси, СМН – накопичувальний суматор.

У процесі аналого-цифрового перетворення вхідного сигналу після формування старших розрядів коду $N_p = N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ з ПЗП зчитується значення початкової похибки Δm_0^N , яка відповідає ділянці перетворення з

початком у точці $N_p = N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$, та запам'ятовується у регістрі накопичувального суматора.

При формуванні $j = i + 1 - n$ молодших розрядів коду з включенням j -го розряду у накопичувальний суматор зчитуються значення розрядних похибок, які відповідають ділянці перетворення, де формується по сигналам з компаратора загальна поправка $(\Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta m_j^N \cdot \alpha_j)$ до результату перетворення.

Результат аналого-цифрового перетворення потрапляє по закінченні формування коду також у суматор, на виході якого формуються точні значення перетвореного сигналу

$$N_T = N_p + \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta m_j^N \cdot \alpha_j. \quad (4.26)$$

Розглянутий у даному підрозділі метод цифрового розрядного коригування з апроксимацією уявляє собою застосування інтегрального методу цифрового розрядного коригування у самому загальному випадку, коли характеристика перетворення АЦП містить як похибки немонотонної нелінійності, так і похибки монотонної нелінійності. Відповідно, метод має ті ж переваги, що й інтегральний метод цифрового розрядного коригування, і крім того, дозволяє вилучати похибки суперпозиції, які важко усунути.

4.3 Диференціальний метод розрядного коригування похибок АЦП з апроксимацією характеристики перетворення

Аналогічно інтегральному методу у диференціальному також здійснюється розрядне коригування по ділянкам апроксимації, які вибираються з умови (4.13), але на відміну від інтегрального у диференціальному методі визначення значень розрядних похибок (Δm_j^N) здійснюється по значенням мультиплікативної та нелінійної складової розрядної похибки $(\Delta \mu_j^N, \Delta K_j^N)$.

Визначення значень похибок нелінійності.

Сигнал зрівноваження (4.16) на ділянці апроксимації аналогічно (3.26), через нелінійну (3.23) та мультиплікативну (3.24) складові розрядної похибки можна представити у вигляді

$$U_{зр} = U(N) + \sum_{i+1}^n (U_{нj} + \Delta U_j^N) \cdot \alpha_j = U(N) + A_N \cdot E_{оп} \sum_{i+1}^n (2^{-j} + \Delta K_j^N) \cdot \alpha_j, \quad (4.27)$$

де A_N - локальний коефіцієнт нахилу характеристики перетворення на ділянці, який обумовлений мультиплікативною похибкою;

$A_N \cdot E_{\text{оп}} \cdot \Delta K_j^N$ - розрядна похибка нелінійності сигналу зрівноваження на ділянці перетворення.

При цьому розрядні похибки нелінійності, за визначенням (3.23), виражені відносно діапазону перетворення на ділянці апроксимації

$$A_N \cdot E_{\text{оп}} \sum_{i+1}^n 2^{-j} = \sum_{i+1}^n (U_{Hj} + \Delta U_j^N), \quad (4.28)$$

як

$$A_N \cdot E_{\text{оп}} \cdot \Delta K_j^N = (U_{Hj} + \Delta U_j^N) - A_N \cdot E_{\text{оп}} \cdot 2^{-j}. \quad (4.29)$$

При вимірюванні значень розрядних похибок нелінійності по ділянкам перетворення у коді АЦП властивість похибок нелінійності (3.31), яка використовується у цифровому методі розрядного коригування для усього діапазону перетворення, у даному випадку застосовується тільки по ділянкам діапазону та полягає у наступному.

На ділянці перетворення при двох вимірюваннях в АЦП одного й того ж вхідного сигналу один раз з неврахованим другий раз з врахованим додатковим розрядом на виході АЦП формуються коди $N_1^j = N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j$ та

$N_2^j = N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j$, різниця яких з урахуванням допоміжного розряду

відповідає значенню алгебраїчної суми похибки нелінійності розрядів, які включені у першому (N_1^j) та у другому (N_2^j) перетвореннях, за виключенням старших розрядів, які створюють початковий код ділянки апроксимації

$$N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j.$$

Для випадку, коли у результаті першого перетворення вхідного сигналу формується на вході АЦП код $N_1^j = N + 2^{-j}$, дана властивість описується виразом

$$-\left(\Delta K_j^N - \sum_{l=j+1}^n \Delta K_l^N \cdot \alpha_l - \Delta K_n^N \right) = \sum_{l=j+1}^n 2^{-l} + 2^{-n} - 2^{-j}, \quad (4.30)$$

де $\sum_{l=j+1}^n 2^{-l} - 2^{-j} = N_2^j - N_1^j$.

Використовуючи властивість (4.30), подаючи на вхід АЦП за допомогою кодорегульованого джерела (рис. 3.7) відповідні сигнали, формують систему

рівнянь виду (4.30) відносно значень розрядних похибок нелінійності ΔK_1^N . З урахуванням значення похибки додаткового розряду $n' = n$ число рівнянь - $l + 1$, де $l \leq n - i$ - число розрядів, що коригуються.

При формуванні $(l + 1)$ -го рівняння системи використовують і другу властивість похибок нелінійності, яка походить з визначення розрядних похибок нелінійності на ділянці апроксимації (4.29)

$$A_N E_{\text{оп}} \sum_{j=i+1}^n \Delta K_j^N = \sum_{i+1}^n (U_{\text{вх}j} + \Delta U_j^N) - A_N E_{\text{оп}} \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} = 0, \quad (4.31)$$

або

$$\sum_{j=i+1}^n \Delta K_j^N = 0. \quad (4.32)$$

Розв'язуючи систему рівнянь відносно розрядних похибок, отримують значення у кодї АЦП розрядних похибок нелінійності на ділянці перетворення. Таким чином визначають значення розрядних похибок нелінійності для кожної ділянки апроксимації.

При вимірюванні мультиплікативних розрядних похибок на ділянках перетворення $(\Delta \mu_j^N)$ попередньо визначають за допомогою точних сигналів значення (Δm_0^N) початкових похибок ділянок апроксимації.

Потім подають до входу АЦП точні сигнали $U_{\text{вх}} = E_{\text{оп}} N + E_{\text{оп}} 2^{-(i+2)}$.

За результатами перетворення, аналогічно (3.31), по формулі

$$\Delta \mu_j^N = \frac{2^{-(i+2)} - \left(\sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \alpha_j - \Delta K_j^N \alpha_j - \Delta m_0^N \right)}{2^{(j-1)-i}} \quad (4.33)$$

визначають значення розрядних мультиплікативних похибок на ділянках апроксимації.

По отриманим значенням складових розрядних похибок алгебраїчним додаванням визначають загальні значення розрядних похибок $\Delta m_j^N = \Delta K_j^N - \Delta \mu_j^N$. Ці значення запам'ятовують для використання на другому етапі коригування. Процес вилучення похибок на другому етапі здійснюється аналогічно цьому ж процесу, що розглянутий для інтегрального методу.

Таким чином, у підрозділах 4.3, 4.4 були розглянуті інтегральний та диференціальний методи розрядного коригування з апроксимацією.

Перший з них вимагає використання точного ЦАП при визначенні значень розрядних похибок. У другому методі розрядні похибки нелінійності визначаються за допомогою кодорегульованого джерела без використання точного ЦАП. Дані методи представляють собою методи розрядного

коригування, що досліджені у розділі 3, застосовані у самому загальному випадку, коли похибки перетворення містять не тільки похибки немонотонної нелінійності, але й похибки монотонної нелінійності.

Були розглянуті тільки цифрові методи коригування. Враховуючи, що методи розрядного коригування достатньо повно розглянуті у розділі 3, аналогові методи розрядного коригування з апроксимацією можуть бути легко отримані по аналогії з розглянутими у підрозділі 4.3, 4.4 цифровими методами.

Необхідно відмітити, що структури АЦП, що коригуються при використанні методів розрядного коригування з апроксимацією такі ж, що і у відповідних методах розрядного коригування без апроксимації. При цьому тільки збільшується об'єм ЗП поправок: замість $(l \leq n)$ комірок пам'яті потрібно $(m + k)$ комірок пам'яті, де $k \leq l$ – число розрядів, що коригуються; m – число ділянок.

Методи розрядного коригування з апроксимацією застосовуються при наявності похибок монотонної та немонотонної нелінійностей. Відповідно, методи можна застосовувати і у окремих випадках, коли похибки немонотонної нелінійності відсутні, тобто методи можуть бути використані для коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення.

4.4 Розрядне коригування похибок для АЦП з монотонною характеристикою перетворення

Для коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення більше всього підходять диференціальний метод цифрового розрядного коригування з апроксимацією. Це пов'язано з меншим у порівнянні з інтегральним методом числом зразкових сигналів, що використовуються.

Даний метод для АЦП з монотонною характеристикою перетворення спрощується, тому що не потрібно визначати та коригувати відсутні у таких АЦП похибки немонотонної нелінійності. Проаналізуємо процес порозрядного коригування у даному випадку.

При відсутності похибок немонотонної нелінійності сигнал зрівноваження, що формується у процесі аналого-цифрового перетворення, відповідно до (4.27)

$$U_{зр} = U(N) + \sum_{j=i+1}^n (U_{нj} + \Delta U_j^N) \cdot \alpha_j = U(N) + A_N \cdot E_{оп} \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j. \quad (4.34)$$

Тобто, сигнал зрівноваження на ділянці апроксимації крім початкової похибки містить лише мультиплікативні розрядні похибки. Використовуючи

(3.41), сигнал зрівноваження в цьому випадку можна представити через максимальну мультиплікативну похибку як

$$\begin{aligned} U_{зр} &= U(N) + A_N \cdot E_{оп} \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j = \\ &= U_H(N) + \Delta U(N) + E_{оп} \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j + E_{оп} \cdot \Delta \mu^N \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j \end{aligned} \quad (4.35)$$

З урахуванням похибок сигналу зрівноваження (4.35) етап визначення похибок зводиться до визначення значень (Δm_0^N) початкових похибок ділянок апроксимації та розрядних мультиплікативних похибок $(\Delta \mu^N \cdot 2^{-i})$. При цьому значення (Δm_0^N) початкових похибок $\Delta U(N)$ ділянок апроксимації визначають за допомогою точних сигналів. Подають на вхід АЦП точні сигнали, яким відповідають вихідні коди коригувального АЦП, які рівні початковим кодам ділянок апроксимації $N_p = N$.

Значення похибок (Δm_0^N) визначають по формулі (4.22)

$$\Delta m_0^N = N_T - N_p = N_T^N - N, \quad (4.36)$$

де N_T^N - точні кодові еквіваленти вхідних сигналів.

Так як похибки немонотонної нелінійності відсутні, то згідно (4.10) локальні диференціальні нелінійності сигналів зрівноваження у такому АЦП не перевищують ваги молодшого розряду.

Це означає, що сигнал зрівноваження, який відповідає максимальному коду $N_p^1 = N + \sum_{j=i+1}^n 2^{-j}$ на j -ій ділянці апроксимації

$$\begin{aligned} U_{зр1} &= U_H(N) + \Delta U(N) + E_{оп} \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \cdot (1 + \Delta \mu^N) = \\ &E_{оп} \cdot N_p^1 + E_{оп} \cdot \Delta m_0^N + E_{оп} \cdot \Delta \mu^N \sum_{j=i+1}^n 2^{-j} \end{aligned} \quad (4.37)$$

відрізняється від сигналу зрівноваження

$$U_{зр2} = U_H(N + 2^{-i}) + \Delta U(N + 2^{-i}) = E_{оп} \cdot (N + 2^{-i}) + E_{оп} \cdot \Delta m_0^{N+i}, \quad (4.38)$$

відповідного початкового коду $N_p^2 = N + 2^{-i}$ наступної $(i+1)$ -ої ділянки апроксимації на величину, яка не перевищує вагу молодшого розряду

$$|U_{зр2} - U_{зр1}| \leq h, \quad (4.39)$$

де $h = E_{оп} \cdot 2^{-n}$.

Виходячи з умови (4.39) з похибкою (Δ'), яка не перевищує вагу молодшого розряду, можна записати рівність $U_{зр2} - U_{зр1} = E_{оп} \cdot 2^{-n} + \Delta'$ чи

$$E_{оп} \cdot (N + 2^{-i}) + E_{оп} \cdot \Delta m_0^{N+1} = E_{оп} \cdot N + E_{оп} \cdot \Delta m_0^N + E_{оп} \cdot \left(\sum_{i+1}^n 2^{-j} + 2^{-n} \right) \cdot (1 + \Delta \mu^N), \quad (4.40)$$

де $E_{оп} \cdot \Delta m_0^{N+1}$, $E_{оп} \cdot \Delta m_0^N$ - початкові похибки сигналів зрівноваження на сусідніх ділянках апроксимації; $\Delta' = \Delta \mu^N \cdot 2^{-n}$.

Розділивши обидві частини виразу (4.39) на $E_{оп}$, отримаємо формулу визначення значень максимальних мультиплікативних похибок на ділянках апроксимації

$$\Delta \mu^N = \Delta m_0^{N+1} - \Delta m_0^N, \quad (4.41)$$

де Δm_0^{N+1} , Δm_0^N - значення початкових похибок сусідніх ділянок апроксимації.

З урахуванням (3.41) по значенням максимальних мультиплікативних похибок визначають значення розрядних мультиплікативних похибок як

$$\Delta \mu_j^N = \frac{\Delta m_0^{N+1} - \Delta m_0^N}{2^{j-i}}. \quad (4.42)$$

Таким чином, на першому етапі коригування з допомогою точних сигналів визначають значення в коді АЦП початкових похибок (Δm_0^N) ділянок апроксимації. За отриманими значеннями (Δm_0^N) обчислюють, використовуючи формулу (4.46), значення розрядних мультиплікативних похибок. Отримані значення (Δm_0^N) та ($\Delta \mu_j^N$) похибок запам'ятовують для використання у другому етапі коригування.

На другому етапі коригування точні значення перетвореного сигналу формують аналогічно розрядним методам. Формула визначення точного значення слідує із виразі (4.25) та має вигляд

$$N_T = N_p + \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j = N + \sum_{i+1}^n 2^{-j} \cdot \alpha_j + \Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j. \quad (4.43)$$

При цьому по значенню старших розрядів $N = \sum_{j=1}^i 2^{-j} \cdot \alpha_j$ коду перетвореного сигналу зчитується значення початкової похибки ділянки, в якій знаходиться перетворений сигнал.

По значенням молодших розрядів порозрядно, сумуванням значень похибок тих розрядів, в яких $\alpha_j = 1$, формують поправку $\left(\sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \right)$, яка коригує мультиплікативну похибку перетвореного сигналу.

Загальна поправка $\left(\Delta m_0^N + \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \right)$ шумується з результатом перетвореного сигналу. Значення суми відповідає скоригованому значенню перетвореного сигналу (N_T).

Порівняємо методи ступінчастої апроксимації з методом розрядного коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення.

Метод ступінчастої апроксимації як і метод розрядного коригування використовує ті ж точні сигнали на першому етапі коригування. По результатам перетворення цих сигналів в методі ступінчастої апроксимації визначають тільки значення початкових похибок ділянок апроксимації (Δm_0^N). Тим самим на другому етапі коригування з реального колу перетвореного сигналу

$$N_p = N_T - \Delta m_0^N - \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \quad (4.44)$$

виключається тільки початкова похибка на ділянці перетворення. При цьому скориговане значення

$$N_k = N_T - \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \quad (4.45)$$

містить мультиплікативну похибку перетворення на ділянці.

Таким чином, у порівнянні з розрядним методом метод ступінчастої апроксимації має похибку, максимальне значення якої

$$\Delta_{\text{пер}} = N_k - N_T = \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \quad (4.46)$$

За результатами експериментальних досліджень були побудовані характеристики перетворення АЦП для двох методів: розрядного та ступінчастої апроксимації. Якщо розглянути скориговані характеристики перетворення, що наведені на рис. 4.2 та 4.3, то можна визначити, що характеристика перетворення, яка отримана в результаті використання розрядного методу (рис. 4.2), немає розривів на відмінну від характеристики, яка отримана по методу ступінчастої апроксимації (рис. 4.3). Причому, величина розривів характеристики перетворення у цьому випадку визначається максимальною мультиплікативною похибкою розрядів

$$\Delta = \sum_{i+1}^n \Delta \mu_j^N \cdot \alpha_j \quad (4.47)$$

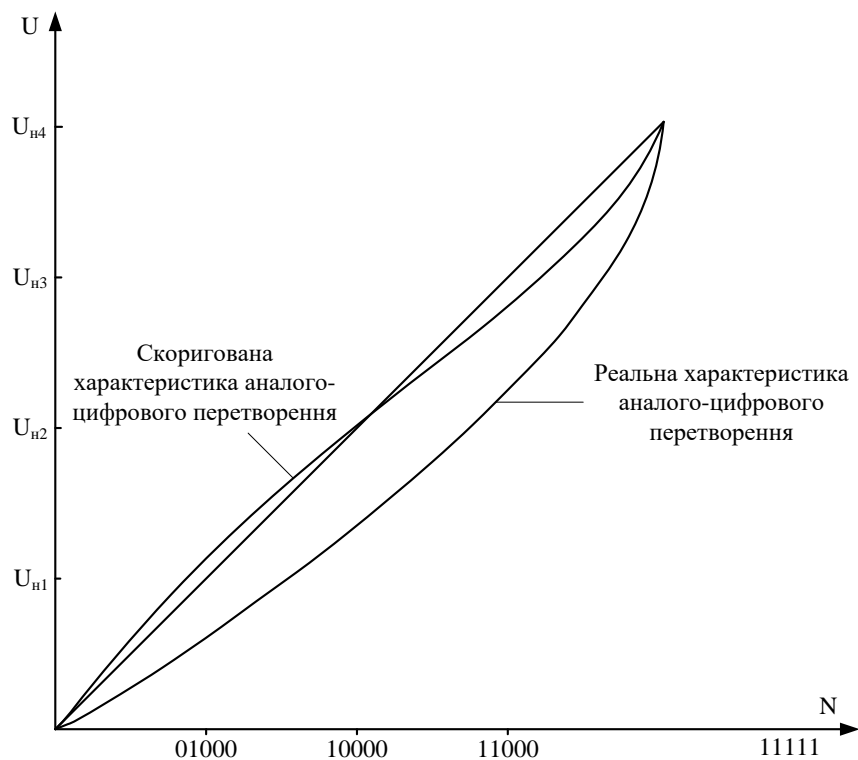


Рисунок 4.2 – Характеристика аналого-цифрового перетворення для розрядного методу

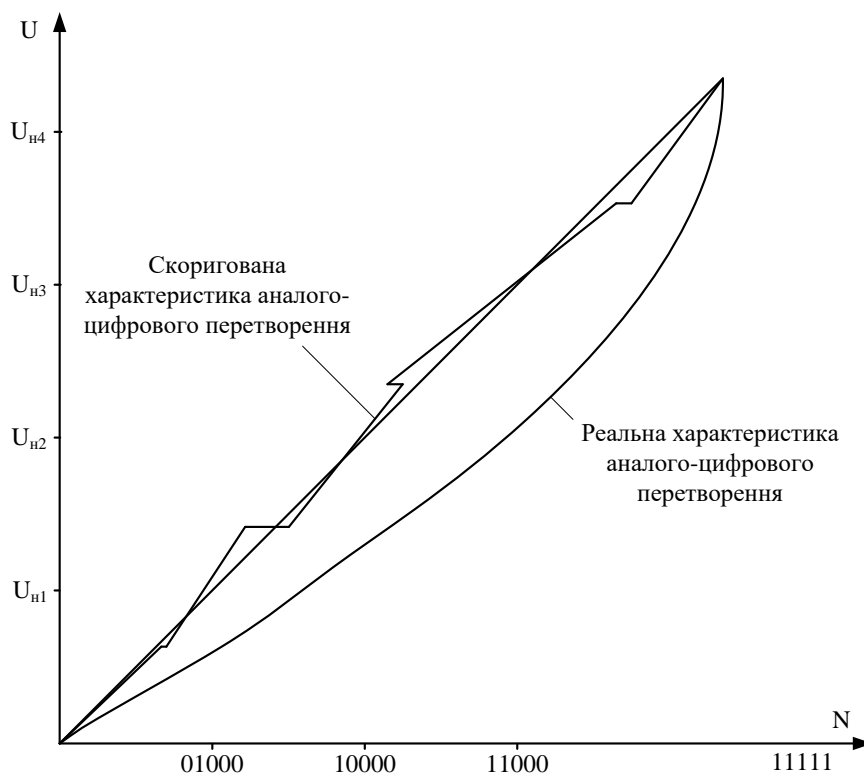


Рисунок 4.3 – Характеристика аналого-цифрового перетворення для методу ступінчатої апроксимації

Крім того, у методі розрядного коригування вилучається похибка, яка обумовлена невірним вибором ділянки апроксимації, на відмінну від методу ступінчастої апроксимації [5].

Таким чином, розглянутий метод розрядного коригування ефективний для вилучення похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення. Причому даний метод при тій же, що і у методі ступінчастої апроксимації, простоті реалізації володіє великою точністю.

5 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Імітаційне моделювання динаміки процесу аналого-цифрового перетворення пов'язано зі специфічними труднощами, що обумовлені складністю математичного опису фізичних елементів окремих структур АЦП та відтворення випадкових вхідних сигналів з необхідними спектральними характеристиками. Ця обставина є причиною того, що на практиці виникає необхідність у нормалізуванні математичних моделей ЦАП і випадкових процесів із заданими статистичними характеристиками. Водночас висувуються додаткові вимоги щодо спрощення як процедури аналого-цифрового перетворення, так і комп'ютерної системи в цілому, яка містить АЦП і підсистему для визначення динамічних характеристик АЦП [25].

5.1 Вибір та обґрунтування програмно-моделювального пакета

Для аналізу параметрів та характеристик розроблених пристроїв аналого-цифрового перетворення можна застосувати пакет схемотехнічного моделювання. На сьогодні існує велика кількість подібних пакетів. Серед них найбільш відомими є Electronics Workbench 5.12, Micro-Cap 10.0, Proteus 7, NI Multisim 11.0 [26-28]. При виборі моделюючого пакету слід керуватися поставленою задачею. Обрана програма повинна бути простою у використанні, задовольняти усім вимогам, мати гнучкі налаштування, зрозумілий інтерфейс і виконувати аналіз з великою точністю.

Зручним пакетом є програма MicroCap-10.0. Вибір цієї програми пов'язаний з великою кількістю бібліотек елементів та можливістю створення елементів з заданими власноруч параметрами та широкими можливостями моделювання. Також дана програма не вимагає високих характеристик ПК.

Комп'ютерне моделювання роботи пристроїв також можна провести за допомогою програми Proteus 7.0. Перевагою над іншими пакетами є те, що дана програма створена спеціально для моделювання цифрових систем. Вона містить в своєму складі бібліотеки з моделями та характеристиками багатьох логічних компонентів різних фірм, аналогових та цифрових пристроїв та різноманітних елементів. Також забезпечена можливість зміни характеристик та властивостей елементів. За допомогою моделей вимірювальних пристроїв можливо візуально спостерігати зміну в часі аналогових та цифрових сигналів[27].

Зручним для моделювання схемотехнічних кіл є використання моделюючого пакету Electronics Workbench 5.12. По можливостям він не поступається іншим пакетам. Але важливою його перевагою перед ними є зручний візуальний інтерфейс, що дозволяє досить просто будувати моделі пристроїв. Electronics Workbench 5.12 має велику бібліотеку елементів, а також у ньому передбачена можливість зміни параметрів цих елементів [28].

Всі вищезгадані пакети мають певні обмеження, які не дають змогу виконати повне моделювання розроблених пристроїв аналого-цифрового перетворення. А саме: бібліотека цифрових пристроїв, бібліотека АЦП та ЦАП, кількість вимірювальних пристроїв, які можуть бути використанні в одній моделі, наявність аналізатора спектра.

Усім цим вимогам задовольняє новий сучасний пакет схемотехнічного моделювання NI Multisim 11.0. Тому для моделювання буде використано даний пакет, який характеризується наступними вимогами до ПК [28]:

- а). Windows 2000 Service Pack 3, або Windows XP, або 64-bit Vista;
- б) Pentium 4 class microprocessor або аналог (Pentium III class minimum);
- в) 512 MB ОЗП (256 MB мінімум);
- г) 1,5 GB вільного місця на жорсткому диску (1 GB мінімум);
- д) Open GL 3D графічна відеокарта (SVGA відеоадаптер з мінімальною роздільною здатністю 800x600, 1024x768 або більше бажано).

5.2 Комп'ютерне моделювання АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням

Моделювання аналого-цифрового перетворення здійснювалось на рівні принципової електричної схеми, тобто на рівні елементів, що є найбільш точним і докладним наближенням до реального пристрою, при цьому враховувались динамічні властивості окремих мікросхем [13].

У додатку А представлена моделювальна схема аналого-цифрового перетворювача сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням.

На вхід модельованого пристрою аналого-цифрового перетворення подається синусоїдальний сигнал, що формується за допомогою генератора синусоїдальних коливань. Амплітуда коливань на виході генератора встановлюються на рівні 0,5 В. Частота генератора встановлюється $f_1 = 10$ МГц. Частота дискретизації дорівнює граничному значенню АЦП – 10 МГц. Форма вхідного сигналу АЦП у часовому та частотному вимірі представлена на рис. 5.1 та рис. 5.2 відповідно.

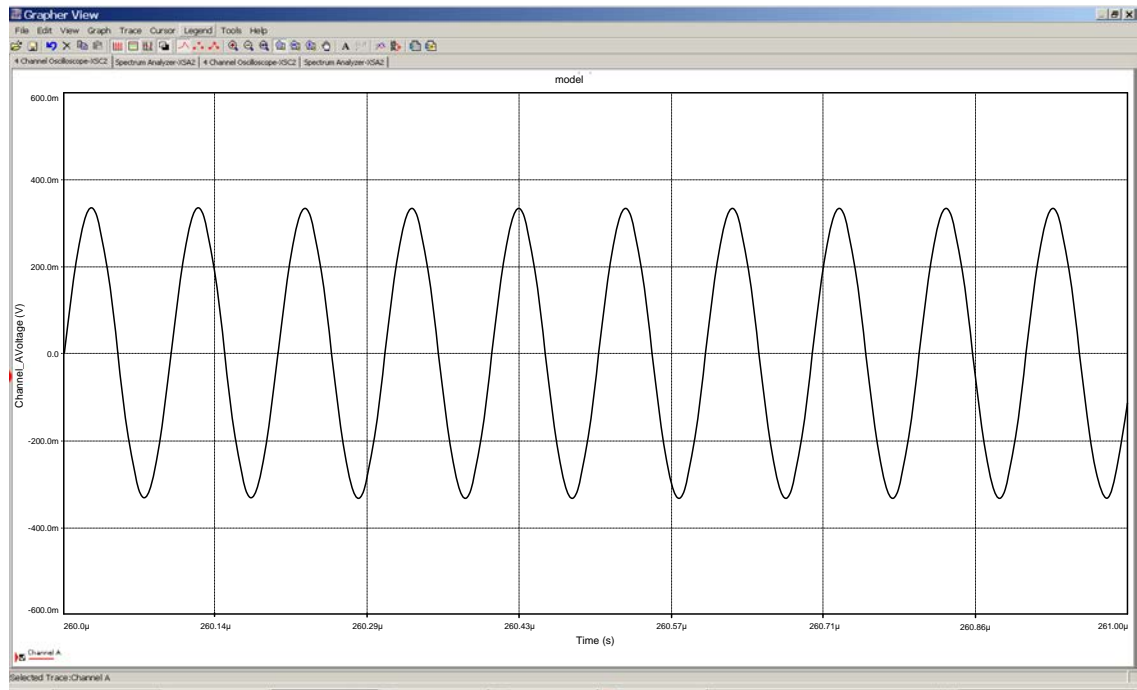


Рисунок 5.1 – Форма вхідного сигналу електрозв'язку АЦП у часовому вимірі

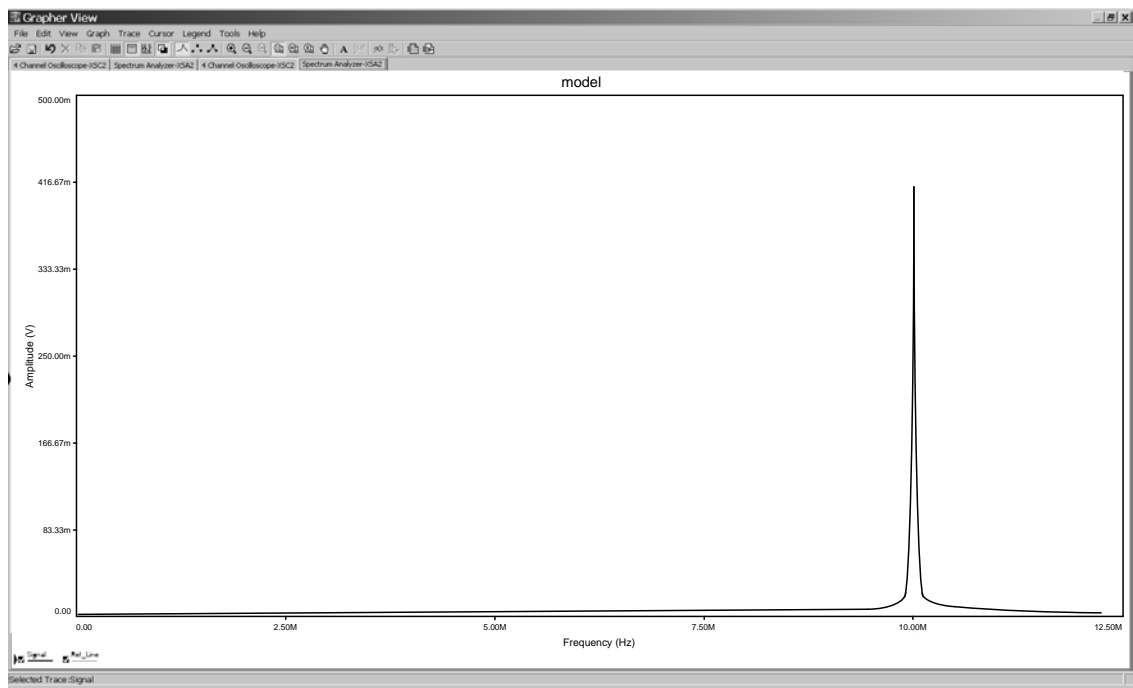


Рисунок 5.2 – Форма вхідного сигналу електрозв'язку АЦП у частотному вимірі

На виході ідеалізованого ЦАП формується аналоговий еквівалент вихідного цифрового сигналу досліджуваного АЦП. Грубе оцінювання якості функціонування АЦП можна здійснювати шляхом порівняння форми вхідного сигналу АЦП та вихідного сигналу ЦАП на екрані двоканального осцилографа (рис. 5.1 рис. 5.3).

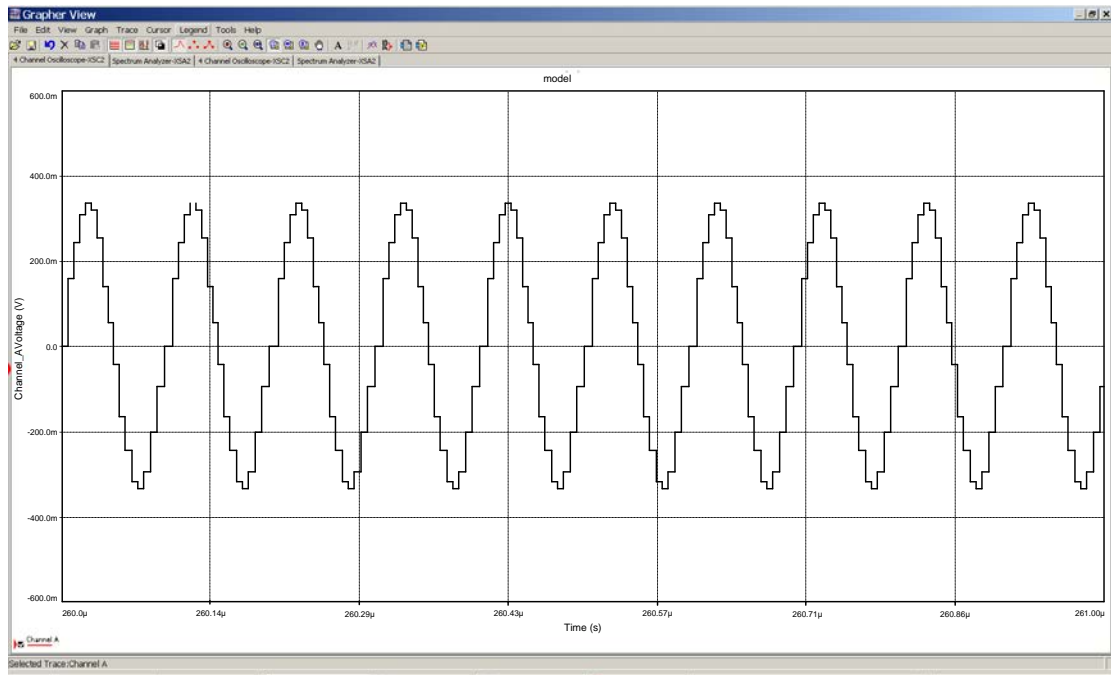


Рисунок 5.3 – Форма вихідного сигналу ЦАП

Висока збіжність форм цих двох сигналів засвідчує про роботоздатність моделювальної схеми АЦП.

Для кількісного оцінювання якості функціонування пристрою аналого-цифрового перетворення використовуються результати моделювання вихідного сигналу ЦАП у частотному вимірі, тобто знімаються числові параметри спектра аналогового еквівалента вихідного сигналу АЦП (рис. 5.4).

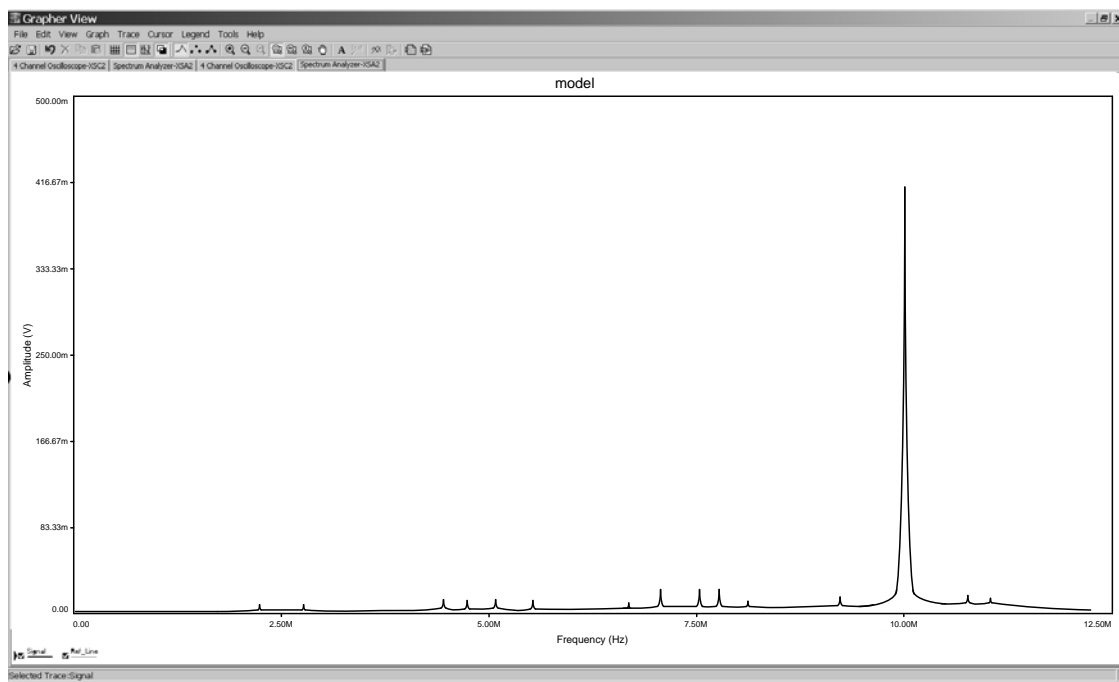


Рисунок 5.4 – Форма вихідного сигналу АЦП у частотному вимірі

Ступінь компенсації похибки за рахунок цифрового коригування постійних похибок оцінимо за кількістю ефективних розрядів пристрою аналого-цифрового перетворення [29]. Змінюючи частоти вхідного сигналу можна отримати залежність ефективної кількості розрядів досліджуваного АЦП (рис. 5.5).

Результати моделювання дозволяють стверджувати, що метод цифрового коригування постійних похибок дозволяє підвищити ефективну розрядність у смузі низьких частот на 0,6 біта, а на граничних частотах на 1,9 біта.

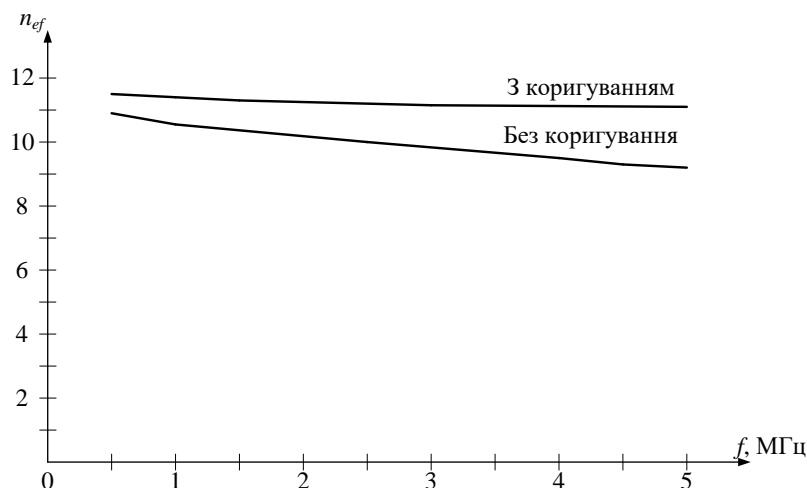


Рисунок 5.5 – Залежність ефективної кількості розрядів від частоти вхідного сигналу

5.3 Комп'ютерне моделювання ПШАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням

На вхід досліджуваного пристрою аналого-цифрового перетворення подається синусоїдальний сигнал, що формується за допомогою генератора синусоїдальних сигналів. Амплітуда коливань на виході генератора встановлюється на рівні 0,5 В, що відповідає умові повного охоплення динамічного діапазону АЦП. Частота генератора налаштовуються на граничну частоту вхідних сигналів 10 МГц згідно технічного завдання.

Форма вхідного сигналу у часовому і частотному вимірі представлена відповідно на рис. 5.6 та рис.5.7 відповідно.

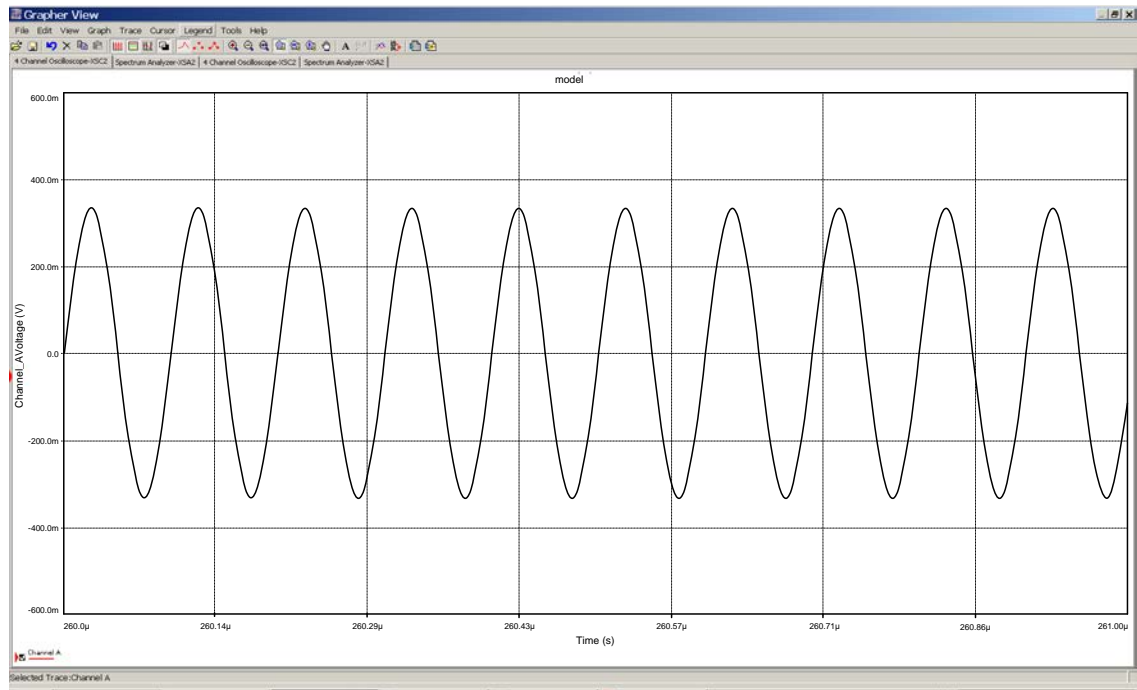


Рисунок 5.6 – Форма вхідного сигналу електрозв'язку у часовому вимірі

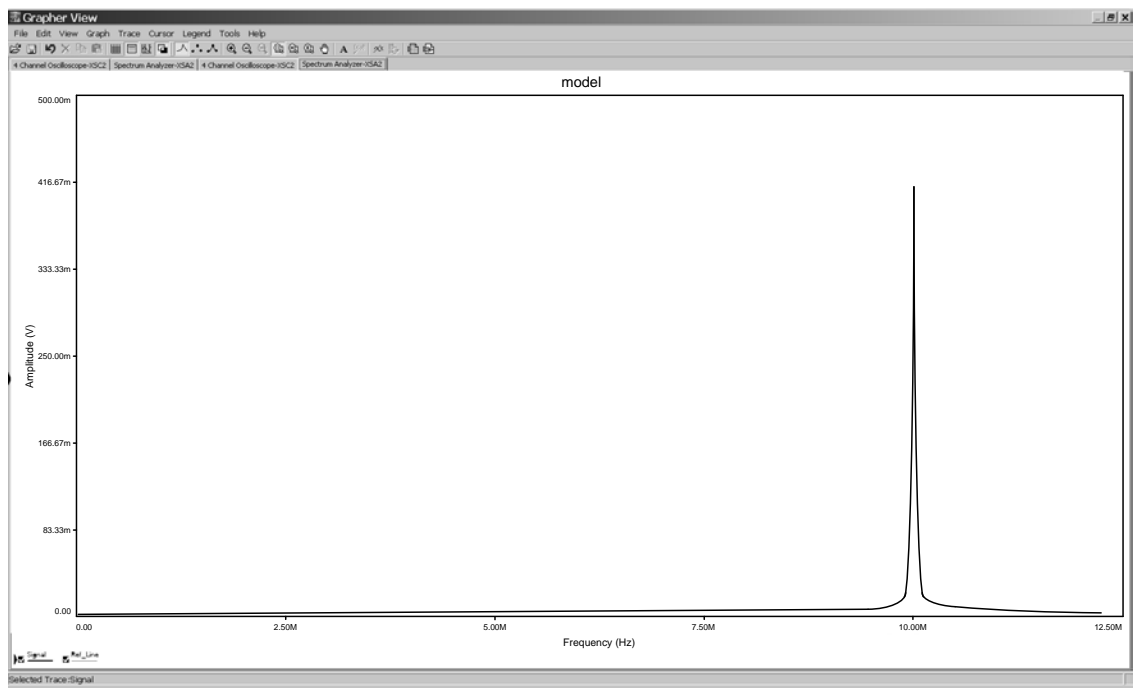


Рисунок 5.7 – Форма вхідного сигналу електрозв'язку у частотному вимірі

Аналіз вихідного сигналу АЦП здійснюється за методикою наведеною у п. 5.2.

На рис. 5.6 та рис. 5.8 наведені форми вхідного сигналу АЦП та вихідного сигналу ЦАП.

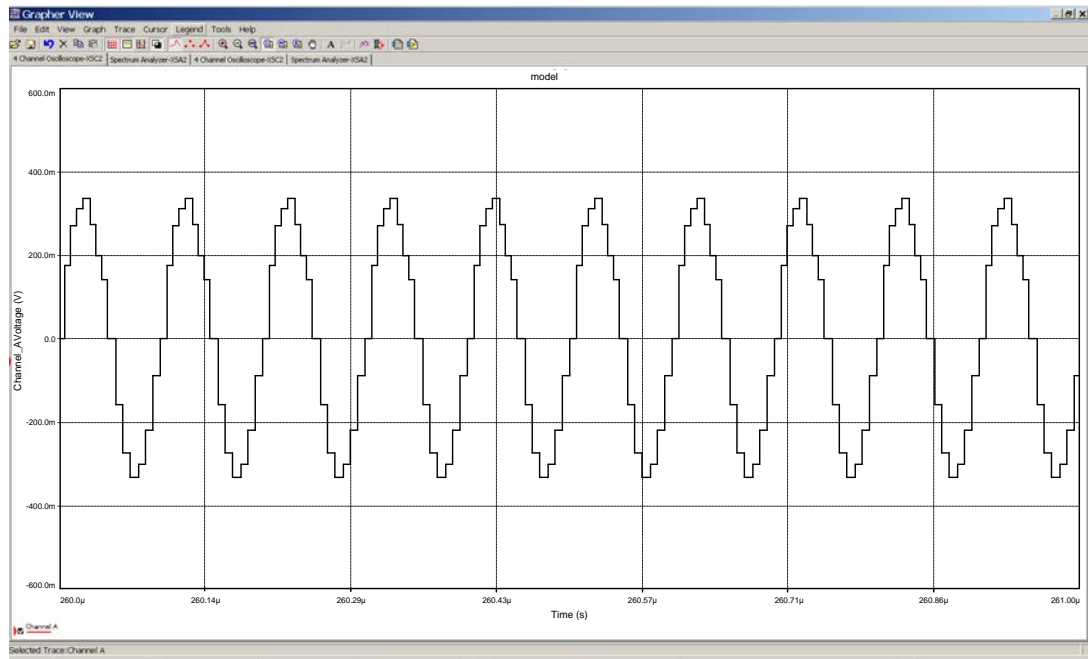


Рисунок 5.8 – Форма вихідного сигналу ЦАП

Ступінь коригування похибок АЦП оцінимо у частотному вимірі (див. рис. 5.9).

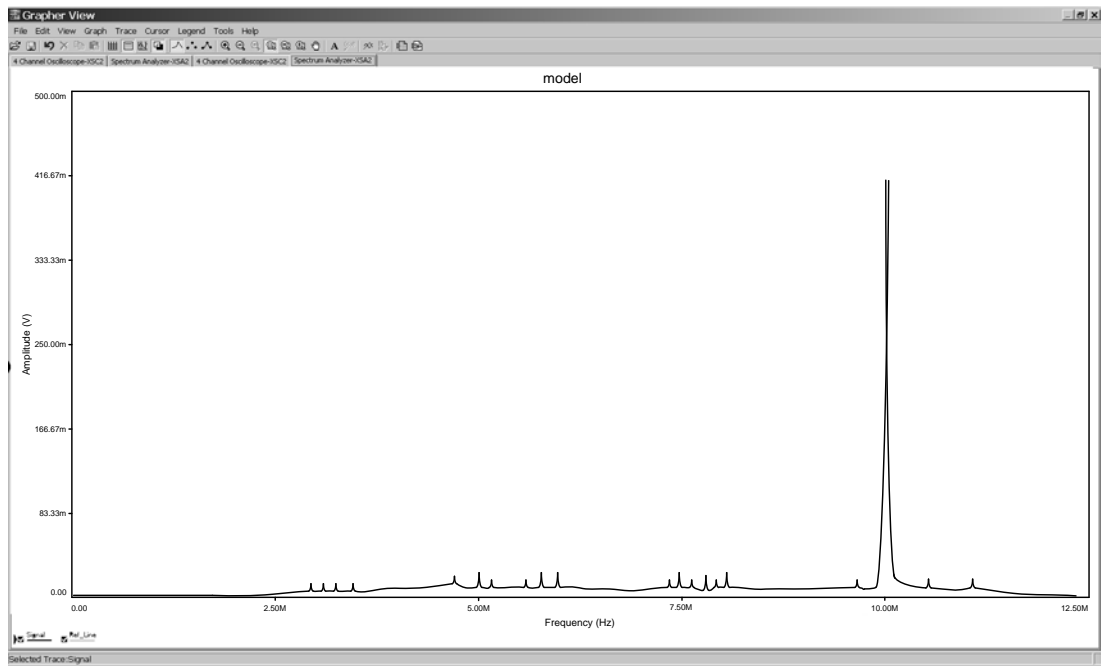


Рисунок 5.9 – Форма вихідного сигналу АЦП у частотному вимірі

Кількісно якість коригування нелінійності АЦП можна також оцінити за допомогою ефективної кількості розрядів. Змінюючи частоти вхідного сигналу знаходимо для кожного випадку n_{ef} і будемо залежність ефективної кількості розрядів від частоти (рис. 5.10).

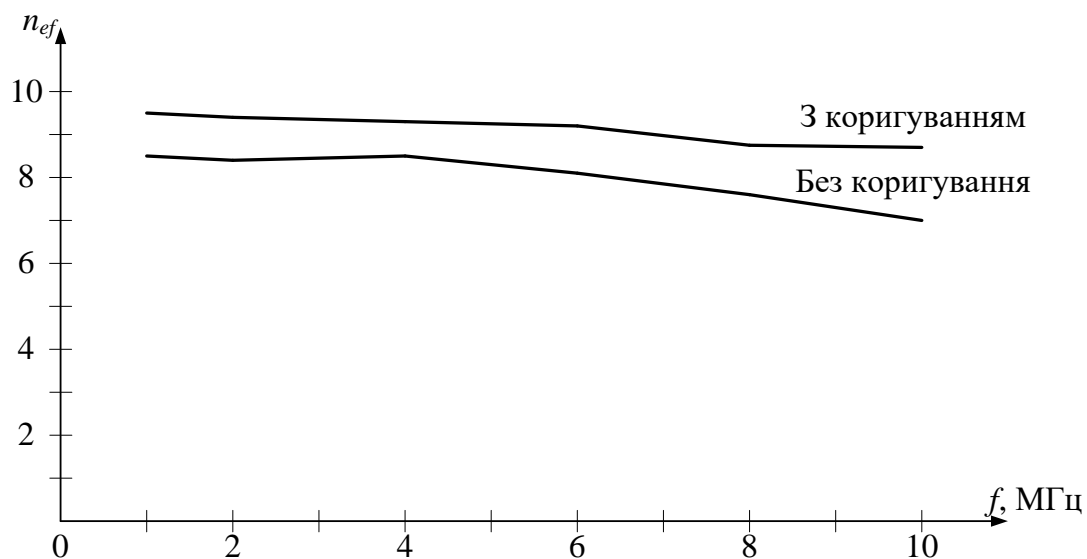


Рисунок 5.10 – Залежність ефективної кількості розрядів від частоти

Як видно з графіків коригування похибок методом цифрового коригування дає можливість підвищити ефективну розрядність у смузі граничних частот на 1,7 біти.

Підсумовуючи результати моделювання слід відзначити, що для обох методів коригування є недосяжним вирівнювання ефективної та номінальної розрядності. Це можна пояснити наявністю окрім похибок, ще й шумів аналого-цифрового перетворення, які погіршують динамічні властивості АЦП.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

6.1 Безпека в надзвичайних ситуаціях. Дослідження режимів захисту персоналу в умовах дії загрозливих факторів надзвичайних ситуацій

6.1.1 Дія радіації на живі організми

Оскільки більше 2/3 маси тіла складається з води, то під впливом радіації розпочинається утворення вільних радикалів гідроксогрупи і гідрогени, які в свою чергу утворюють пероксид гідрогену. Утворені радикали окислюють і відновлюють молекули органічних сполук. Цими речовинами є білки, нуклеопротеїди, ліпіди, ферменти та інші.

Кінцевим результатом початкової дії іонізуючих випромінювань є порушення структури тканини і клітин.

Після припинення процесу опромінення живого організму біохімічні зміни не припиняються тому, що утворені іони і радикали продовжують свою активну дію ще протягом деякого періоду часу. Виникає період вторинної дії іонізуючих випромінювань [30].

6.1.2 Визначення режимів захисту персоналу в умовах дії іонізуючих випромінювань

Вихідні дані: $P_{1max} = 44$ Р/год, $K_{носл} = 35$, $t_n = 1,4$ год, $t_{pmin} = 1,6$ год, $t_{pmax} = 12$ год, $D_\delta = 3,5$ Р.

Знаходимо час кінця опромінення

$$t_k = t_n + t_{pmin} \text{ [ГОД];} \tag{6.1}$$

$$t_k = 1,4 + 12 = 13,4 \text{ (год).}$$

Знаходимо можливу експозиційну дозу опромінення протягом повної робочої зміни

$$D_{12} = \frac{1,33P_{1\max} \left(\sqrt[4]{t_k^3} - \sqrt[4]{t_n^3} \right)}{K_{\text{носл}}} [P]; \quad (6.2)$$

$$D_{12} = \frac{1,33 \cdot 44 \left(\sqrt[4]{13,4^3} - \sqrt[4]{1,4^3} \right)}{35} = 9,558 (P).$$

Оскільки $(D_{12} = 9,558 P) > (D_d = 3,5 P)$, то робота у звичайному режимі неможлива, тому потрібно організувати режим роботи за скороченими змінами. Необхідно 1-шу повну зміну поділити на таку кількість скорочених змін

$$n = \frac{D_{12}}{D_d}; \quad (6.3)$$

$$n = \frac{9,558}{3,5} = 2,7309.$$

Округливши до цілого в більшу сторону, приймаємо $n = 3$.

Знаходимо час початку t_{ni} , час кінця t_{ki} , тривалість t_{pi} та можливу дозу опромінення D_i кожної скороченої зміни.

Визначаємо t_{n1} , t_{k1} , t_{p1} , D_1 :

$$t_{n1} = t_n [\text{ГОД}]; \quad (6.4)$$

$$t_{n1} = 1,4 (\text{ГОД});$$

$$t_{k1} = \left(\frac{D_d K_{\text{носл}} + 1,33P_{1\max} \sqrt[4]{t_{n1}^3}}{1,33P_{1\max}} \right)^{4/3} [\text{ГОД}]; \quad (6.5)$$

$$t_{k1} = \left(\frac{3,5 \cdot 35 + 1,33 \cdot 44 \sqrt[4]{1,4^3}}{1,33 \cdot 44} \right)^{4/3} = 5,07 (\text{ГОД});$$

$$t_{p1} = t_{k1} - t_{n1} [\text{ГОД}]; \quad (6.6)$$

$$t_{p1} = 5,07 - 1,4 = 3,67 (\text{ГОД});$$

$$D_1 = \frac{1,33P_{1\max} \left(\sqrt[4]{t_{\kappa 1}^3} - \sqrt[4]{t_{n1}^3} \right)}{K_{\text{носл}}} [P]; \quad (6.7)$$

$$D_1 = \frac{1,33 \cdot 44 \left(\sqrt[4]{5,07^3} - \sqrt[4]{1,4^3} \right)}{35} = 3,5 \text{ (P)}.$$

Визначаємо t_{n2} , $t_{\kappa 2}$, t_{p2} , D_2 за формулами (6.5, ..., 6.7):

$$t_{n2} = t_{n1} + t_{p1} \text{ [год]}; \quad (6.8)$$

$$t_{n2} = 1,4 + 3,67 = 5,07 \text{ (год)};$$

$$t_{\kappa 2} = \left(\frac{3,5 \cdot 35 + 1,33 \cdot 44 \sqrt[4]{5,07^3}}{1,33 \cdot 44} \right)^{4/3} = 9,64 \text{ (год)};$$

$$t_{p2} = 9,64 - 5,07 = 4,57 \text{ (год)};$$

$$D_2 = \frac{1,33 \cdot 44 \left(\sqrt[4]{9,64^3} - \sqrt[4]{5,07^3} \right)}{35} = 3,5 \text{ (P)}.$$

Визначаємо t_{n3} , $t_{\kappa 3}$, t_{p3} , D_3 за формулами (6.8, 6.5, ..., 6.7):

$$t_{n3} = 5,07 + 4,57 = 9,64 \text{ (год)};$$

$$t_{\kappa 3} = \left(\frac{3,5 \cdot 35 + 1,33 \cdot 44 \sqrt[4]{9,64^3}}{1,33 \cdot 44} \right)^{4/3} = 14,85 \text{ (год)};$$

$$t_{p3} = 14,85 - 9,64 = 5,21 \text{ (год)};$$

$$D_3 = \frac{1,33 \cdot 44 \left(\sqrt[4]{14,85^3} - \sqrt[4]{9,64^3} \right)}{35} = 3,5 \text{ (P)}.$$

Отримані результати заносимо в табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Результати розрахунків режимів захисту персоналу в умовах дії іонізуючих випромінювань

№ зміни	t_{ni} , год	t_{pi} , год	t_{ki} , год	D_i , Р
1	1,4	3,67	5,07	3,5
2	5,07	4,57	9,64	3,5
3	9,64	5,21	14,85	3,5

Отже, як видно з табл. 6.1 перших 3 зміни будуть працювати в скороченому режимі, а вже 4-та зміна може працювати в звичайному режимі. При цьому можлива доза опромінення чергових змін формувань не перевищує допустимої дози.

Висновки

Визначено режими захисту персоналу в умовах дії іонізуючих випромінювань. Встановлено, що перших 3 зміни будуть працювати в скороченому режимі, а вже 4-та зміна може працювати в звичайному режимі.

7 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

7.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 7.1 та 7.2.

Таблиця 7.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	45	48	43
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		45,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі

факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 7.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	66	60	64
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	63,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (7.1)$$

де $k_{\text{нов}}$, $k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 45,3$, $k_{\text{теор}} = 63,3$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 45,3 + 0,4 \cdot 63,33 = 52,53 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 7.3.

Таблиця 7.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності», даний рівень становить 52,53 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

7.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

7.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою Бортник, Стальченко, Кавецький:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (7.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 16210,00 \cdot 36 / 22 = 26525,45 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 7.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи	16210,00	736,82	36	26525,45
Старший науковий співробітник (фахівець дослідник телекомунікаційних систем)	15650,00	711,36	34	24186,36
Технік	8100,00	368,18	10	3681,82
Всього				54393,64

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (7.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{zm}}, \quad (7.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=6700,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду;

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих

об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 6700,00 \cdot 1,35 \cdot 1,35 / (22 \cdot 8) = 69,38 \text{ грн.}$$

$$Z_{pl} = 69,38 \cdot 8,00 = 555,03 \text{ грн.}$$

Таблиця 7.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Встановлення дослідного обладнання	8,00	3	1,35	69,38	555,03
Інсталяція програмного забезпечення	6,80	5	1,70	87,37	594,09
Компіляція програмних моделей систем електрозв'язку	11,00	5	1,70	87,37	961,03
Формування бази даних цифрового експерименту	16,50	3	1,35	69,38	1144,76
Всього					3254,92

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (7.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{дод}} = (54393,64 + 3254,92) \cdot 10 / 100\% = 5764,86 \text{ грн.}$$

7.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (7.6)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (54393,64 + 3254,92 + 5764,86) \cdot 22 / 100\% = 13950,95 \text{ грн.}$$

7.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (7.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 3 \cdot 210,00 \cdot 1,02 - 0 \cdot 0 = 642,60 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 7.6.

Таблиця 7.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір офісний А4 білий (80%, 80 г/м)	210,00	3	0	0	642,60
Диск оптичний (CD-R)	27,50	4	0	0	112,20

Органайзер офісний ЕКО-81BIC	185,00	3	0	0	566,10
Канцелярське приладдя	155,00	3	0	0	474,30
Картридж змінний EPSON STYLUS	1025,00	1	0	0	1045,50
USB-FLASH-пам'ять 64 Gb	219,00	1	0	0	223,38
Папір для заміток А5 (65 г/м)	111,00	6	0	0	679,32
Тека для паперів	85,00	4	0	0	346,80
Всього					4090,20

7.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (7.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_6 = 2 \cdot 2420,00 \cdot 1,02 = 4936,80 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 7.7.

Таблиця 7.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Кабель інтерфейсний (комплект)	2	2420,00	4936,80
Комплект блоків АЦП сигналу	1	3810,00	3886,20
Інше	1	500,00	510,00
Всього			9333,00

7.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (7.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 11420,00 \cdot 1 \cdot 1,02 = 11648,40 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 7.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Блок інтерфейсний	1	11420,00	11648,40
Імітатор передавача сигналу (програмований)	1	6300,00	6426,00
Імітатор приймача сигналу (програмований)	1	5820,00	5936,40
Всього			24010,80

7.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (7.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{\text{прг.}i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$V_{\text{прг}} = 9020,00 \cdot 1 \cdot 1,02 = 9200,40 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 7.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладний пакет моделювання процесів MatLab	1	9020,00	9200,40
Пакет Quartus II	1	6380,00	6507,60
Всього			15708,00

7.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{\text{обл}} = \frac{Ц_{\text{б}}}{T_{\text{е}}} \cdot \frac{t_{\text{вик}}}{12}, \quad (7.11)$$

де $Ц_{\text{б}}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{\text{вик}}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{\text{е}}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{\text{обл}} = (45299,00 \cdot 2) / (3 \cdot 12) = 2516,61 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 7.10.

Таблиця 7.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Обчислювальний центр та комп'ютеризована система проектування	45299,00	3	2	2516,61

Вимірювальний комплекс системи перетворення сигналів електрозв'язку	27266,00	3	2	1514,78
Комплект офісного програмного забезпечення (Microsoft Office 2019)	9640,00	3	2	535,56
Генератор сигналів	9580,00	7	2	228,10
Осцилограф	11260,00	7	2	268,10
Частотомір повірочний	10250,00	7	2	244,05
Вольтметр	6899,00	7	2	164,26
Монтажне обладнання телекомунікаційних систем	6770,00	5	2	225,67
Лабораторія досліджень	400000,00	25	2	2666,67
Робоче місце дослідника систем електрозв'язку	8460,00	7	2	201,43
Всього				8565,21

7.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (7.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 7,50$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,45 \cdot 280,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 945,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці 7.11.

Таблиця 7.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Обчислювальний центр та комп'ютеризована система проектування	0,45	280,0	945,00
Вимірювальний комплекс системи перетворення сигналів електрозв'язку	0,32	280,0	672,00
Генератор сигналів	0,12	85,0	76,50
Осцилограф	0,10	85,0	63,75
Частотомір повірочний	0,16	85,0	102,00
Вольтметр	0,15	85,0	95,63
Монтажне обладнання телекомунікаційних систем	0,10	8,0	6,00
Імітатор передавача сигналу (програмований)	0,06	85,0	38,25
Імітатор приймача сигналу (програмований)	0,05	85,0	31,88
Робоче місце дослідника систем електрозв'язку	0,10	280,0	210,00
Всього			2241,00

7.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{ce} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ce}}{100\%}, \quad (7.13)$$

де H_{cb} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cb} = 20\%$.

$$B_{cb} = (54393,64 + 3254,92) \cdot 20 / 100\% = 11529,71 \text{ грн.}$$

7.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (7.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», приймемо $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (54393,64 + 3254,92) \cdot 30 / 100\% = 17294,57 \text{ грн.}$$

7.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (7.15)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», приймемо $H_{ie} = 60\%$.

$$I_e = (54393,64 + 3254,92) \cdot 60 / 100\% = 34589,13 \text{ грн.}$$

7.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{nzb} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{nzb}}{100\%}, \quad (7.16)$$

де H_{nzb} – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», приймемо $H_{nzb} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (54393,64 + 3254,92) \cdot 100 / 100\% = 57648,55 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{дод} + Z_n + M + K_{г} + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_{в} + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 54393,64 + 3254,92 + 5764,86 + 13950,95 + 4090,20 + 9333,00 + 24010,80 + 15708,00 + 8565,21 + 2241,00 + 11529,71 + 17294,57 + 34589,13 + 57648,55 = 262374,52 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (7.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,9$.

$$ZB = 262374,52 / 0,9 = 291527,25 \text{ грн.}$$

7.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (7.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Приймемо $I=4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n=0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n=1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n=2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n=3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n=2$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_c = 3$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R=4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R=3$; якщо нижче відомих результатів, то $R=1$. Прийmemo $R=3$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 291527,25$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,17$ років, (2 міс.).

Визначення показників I , n , T_c , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 3 \cdot 3 / 291,5 \cdot 0,17 = 2,96.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

7.4 Висновок до розділу 7

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» складають 291527,25 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі було проведено дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності.

1. У результаті аналізу методів коригування похибок, що використовуються сьогодні, висунуті вимоги до перспективних методів коригування. У методах, що використовуються для коригування прогресуючих систематичних похибок у процесі експлуатації АЦП сигналів електрозв'язку, значення похибки нелінійності у процесі коригування повинні визначатися без використання точного ЦАП. При цьому у процесі коригування можуть бути використані вимірювальні можливості процесора системи збору даних. У методах, що використовуються для коригування постійних похибок АЦП у процесі його виготовлення, значення похибок нелінійності можуть визначатися на першому етапі коригування за допомогою зовнішнього, малорозрядного, точного ЦАП. Проте коригувальний пристрій такого АЦП повинен бути простий у реалізації, щоб АЦП з коригуванням постійних похибок міг точно функціонувати автономно, не використовуючи процесор системи збору даних.

2. На основі аналізу систематичних похибок, що вносяться цифро-аналоговим перетворювачем, для АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення отримані вирази, що описують процес аналого-цифрового зрівноваження з урахуванням систематичних похибок.

3. Досліджена група методів, призначених для коригування постійних систематичних похибок АЦП сигналів електрозв'язку з ЦАП у колі перетворення у процесі їх функціональної підгонки.

У методах, що отримали назву розрядних через принцип порозрядного коригування, що застосовується у них, попередньо за допомогою зовнішнього, точного, малорозрядного ЦАП визначаються значення розрядних похибок, які потім використовуються у процесі аналого-цифрового перетворення для формування та уведення поправок у результати перетворень. Методи включають у себе:

- метод цифрового розрядного коригування похибок АЦП, що не потребує зміни аналогової схеми АЦП, що коригується.

- метод аналого-цифрового розрядного коригування похибок АЦП, що володіє високою точністю у порівнянні з цифровим, але потребує зміни аналогової структури АЦП, що коригується у вигляді застосування комбінованого ЦАП, що складається з основного та допоміжного цифро-аналогових перетворювачів.

4. Досліджена група методів, призначених для коригування прогресуючих систематичних похибок АЦП з ЦАП у колі перетворення, що виникають у процесі експлуатації АЦП.

У методах диференційовано, по складовим систематичної похибки, визначаються значення розрядних похибок, що дозволило обійтися без точного ЦАП. При цьому значення розрядних похибок нелінійності визначаються за допомогою кодорегульованого джерела сигналів, похибки якого не впливають на точність коригування. Методи включають у себе:

- метод цифрового розрядного коригування похибок АЦП. Метод не вимагає зміни аналогової структури АЦП, що коригується.

- метод цифро-аналогового розрядного коригування, який володіє більшою точністю у порівнянні з цифровим, але потребує зміни аналогової структури АЦП, що коригується у вигляді використання у ньому замість звичайного ЦАП – комбінованого. При цьому на другому етапі коригування введення поправок здійснюється за допомогою допоміжного ЦАП у аналоговій формі, що дає можливість використовувати даний метод безпосередньо для підвищення точності цифро-аналогових перетворювачів.

- метод аналого-цифрового розрядного коригування. У методі, на відміну від цифро-аналогового, допоміжний ЦАП у структурі АЦП, що коригується використовується для створення допоміжного АЦП, за допомогою якого здійснюється формування та введення поправок у результат аналого-цифрового перетворення у цифровій формі.

5. Проаналізовані причини, які призводять до похибок суперпозиції, показано, що основною причиною появи похибок суперпозиції є похибки монотонної нелінійності характеристики перетворення. Запропоновано для вилучення похибок суперпозиції здійснювати розрядне коригування похибок по ділянкам, на які розбивається характеристика перетворення. Визначені умови вибору ділянки.

6. Наведений аналіз розроблених методів на предмет їх використання для підвищення точності АЦП сигналів електрозв'язку з монотонною характеристикою перетворення. Показана ефективність методів для коригування похибок АЦП з монотонною характеристикою перетворення.

7. Комп'ютерним моделюванням доведено, що обидва досліджених методи цифрового коригування похибок (з та без коригування постійних похибок) є ефективними, що доведено збільшенням ефективної кількості розрядів для АЦП сигналів електрозв'язку побудованих за цими методами. Особливо ефективність проявляється на граничних частотах, тому ці методи є актуальними для сигналів електрозв'язку.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аналого-цифрові тракти комп'ютерних систем з цифровим обробленням високочастотних сигналів: монографія/ Г. Г. Бортник, В.М. Кичак, О.В. Стальченко. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 140 с.
2. Мінов М.Л., Мінов Л.Ф., Бортник Н.Л. Швидкодійний аналого-цифровий перетворювач з високою динамічною точністю // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №2. – С. 212-216.
3. Бортник Г.Г., Челоян В.А., Бортник Н.Л. Пристрій формування сигналів з диференціальною імпульсно-ковою модуляцією // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2010. – №2. – С. 196-199.
4. Мінов Л., Мінов М., Бортник Н. Метод визначення динамічної похибки аналого-цифрових перетворювачів / Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні проблеми, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування“. 19травня – 21 травня 2011 р., Вінниця. – С. 21-22.
5. Бортник Г., Челоян В., Бортник Н. Аналого-цифрове перетворення сигналів з перекриттям сходинок / Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції „Сучасні проблеми, радіоелектроніки, телекомунікацій та приладобудування“. 19травня – 21 травня 2011 р., Вінниця. – С. 15-16.
6. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г. Г. Бортник, С.Г. Бортник, В. М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128с .
7. A. Salib, M. F. Flanagan, and B. Cardiff, “A High-Precision Time Skew Estimation and Correction Technique for Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 66, no. 10, pp. 3747–3760, Oct. 2019.c.
8. B. T. Reyes, R. M. Sanchez, A. L. Pola, and M. R. Hueda, “Design and Experimental Evaluation of a Time-Interleaved ADC Calibration Algorithm for Application in High-Speed Communication Systems”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 5, pp. 1019–1030, May 2017.
9. H. Mafi, M. Yargholi, and M. Yavari, “Digital Blind Background Calibration of Imperfections in Time-Interleaved ADCs”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 64, no. 6, pp. 1504–1514, Jun. 2017.
10. A. M. A. Ali, H. Dinc, P. Bhoraskar, S. Bardsley, C. Dillon, M. McShea, J. P. Periathambi, and S. Puckett, “A 12-b 18-GS/s RF Sampling ADC With an Integrated Wideband Track-and-Hold Amplifier and Background Calibration”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 55, no. 12, pp. 3210–3224, Dec. 2020.
11. Г.Г. Бортник, “Швидкодіючий аналого-цифровий перетворювач підвищеної точності”, Вісник Вінницького політехнічного інституту, № 5, С. 47-50, 2002.

12. Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, О.В. Стальченко, “Пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів”, Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах, № 3, С. 82-85, 2013.

13. S. Medawar, P. Händel, N. Bjorsell, “Input dependent integral nonlinearity modeling for pipelined analog-digital converters”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 59 (10), pp. 2609–2620. 2010.

14. S.B. Mashhadi, S.I. Pishbin, “Efficient modeling and analysis of switch-induced error voltage in high resolution SAR ADCs”, 18th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 208- 211. 11-14 Dec. 2011.

15. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. - Вінниця: УНІВЕРСАМ- Вінниця, 2004.-260 с.

16. Reeder R., Looney M., Hand J. Pushing the state of the Art with Multichannel A/D Converters// Analog Dialogue.-2005.- № 5.- P. 3-6.

17. S. Medawar, B. Murmann, P. Händel, “Integral nonlinearity modeling and calibration of measured and synthetic pipeline Analog-to Digital Converters”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 63 (3), pp. 502-511. 2014.

18. S. Medawar, P. Händel, N. Bjorsell, “Postcorrection of pipelined analog digital converters based on input-dependent integral nonlinearity modeling”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 60 (10), pp. 3342- 3350. 2011.

19. Gao X.M. Modeling the harmonic distortion of analog-to-digital converter using Volterra series / Gao X.M., Sun S. // IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference: proceedings of the conference, IMTC/1994, May 1994. – Vol.2. – P. 911–913.c.

20. Schoukens J. Design of broadband excitation signals with a user imposed power spectrum and amplitude distribution / Schoukens J., Dobrowiecki T. // Instrumentation and Measurement Technology Conference. IMTC/98: proceedings of the conference, St. Paul, USA, May 1998. – Vol.2. – P. 1002–1005.

21. Looney M. Advanced Digital Post-Processing Techniques Enhance Performance in Time-Interleaved ADC Systems / Mark Looney // Analog Dialogue. 2003. – No.8. – P. 36–40.

22. Analog to Digital Converters [Електронний ресурс]. – Режим доступу до публікації: <http://www.analog.com/en/analog-to-digital-converters/products/index.html>.

23. Carbone P. Perfomance of stochastic and deterministic dithered quantizers / Carbone P., Petri D. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, April 2000. – P. 337–340.

24. Бабак В.П. Обробка сигналів: підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392.
25. Moschitta A. Statistical performance of Gaussian ADC histogram test / Moschitta A., Carbone P., Petri D. // 8th International Workshop on ADC Modeling and Testing: proceedings of the conference, Perugia, Italy, September 2003. – P. 213–217.
26. Walden R.H. Analog-to digital converter survey and analysis // IEEE Journal on Selected Areas in Communication. – April 1999. – P. 539–550.
27. The VSM Advantage [Електронний ресурс]. – Режим доступу до публікації: http://www.labcenter.com/products/vsm_overview.cfm
28. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 2 / Волощук Ю.І. – Харків: Компанія СМІТ, 2003. – 444 с.
29. Giaquinto N. Testing and optimizing ADC performance: A probabilistic approach / Giaquinto N., Savino M., Trotta A. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, April 1996. – P. 621–626.
30. Методичні вказівки до самостійної та індивідуальної роботи з дисципліни "Цивільний захист та охорона праці в галузі. Частина 1. Цивільний захист" / Уклад. О. В. Поліщук, О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 32 с.
31. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : Г. Г. Бортник, О. В. Стальченко, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

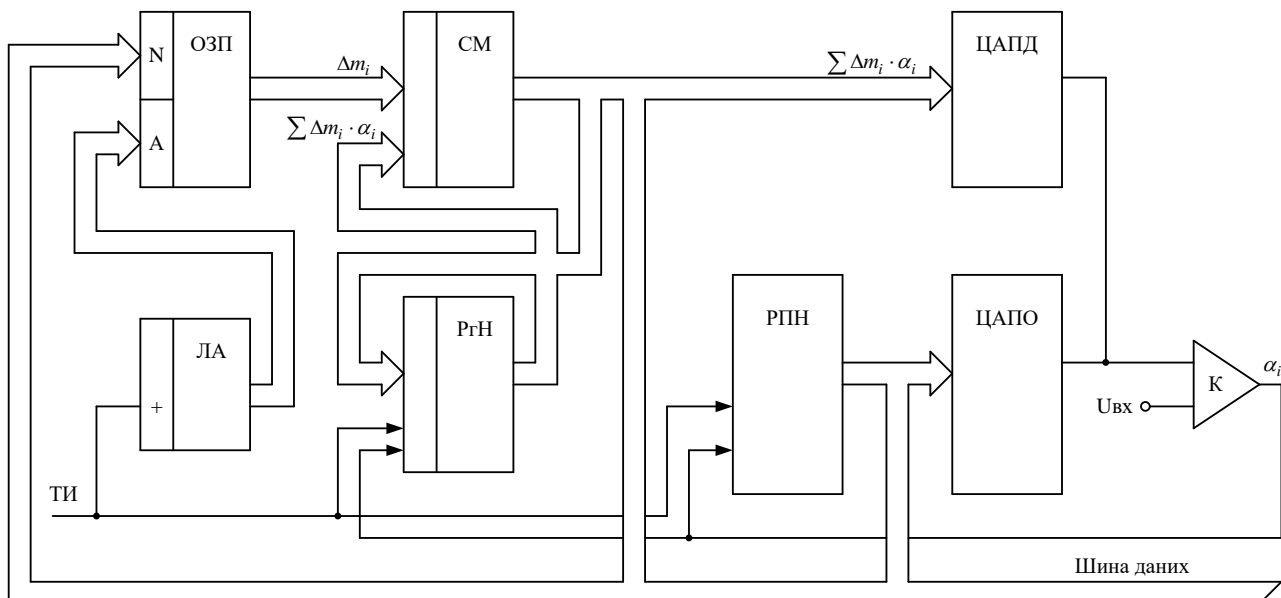
ДОДАТКИ

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

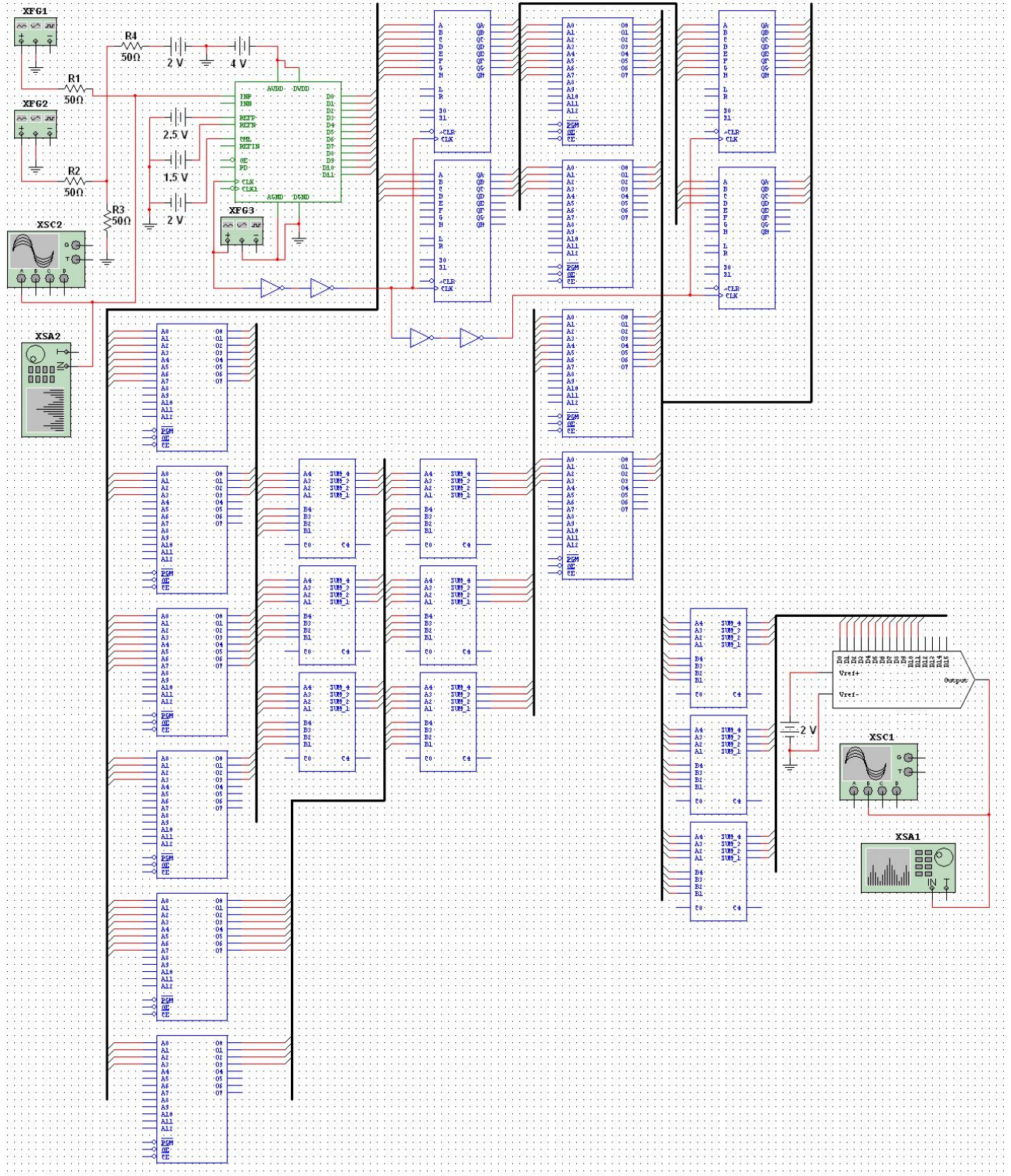
ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ
СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК
НЕЛІНІЙНОСТІ

назва магістерської кваліфікаційної роботи

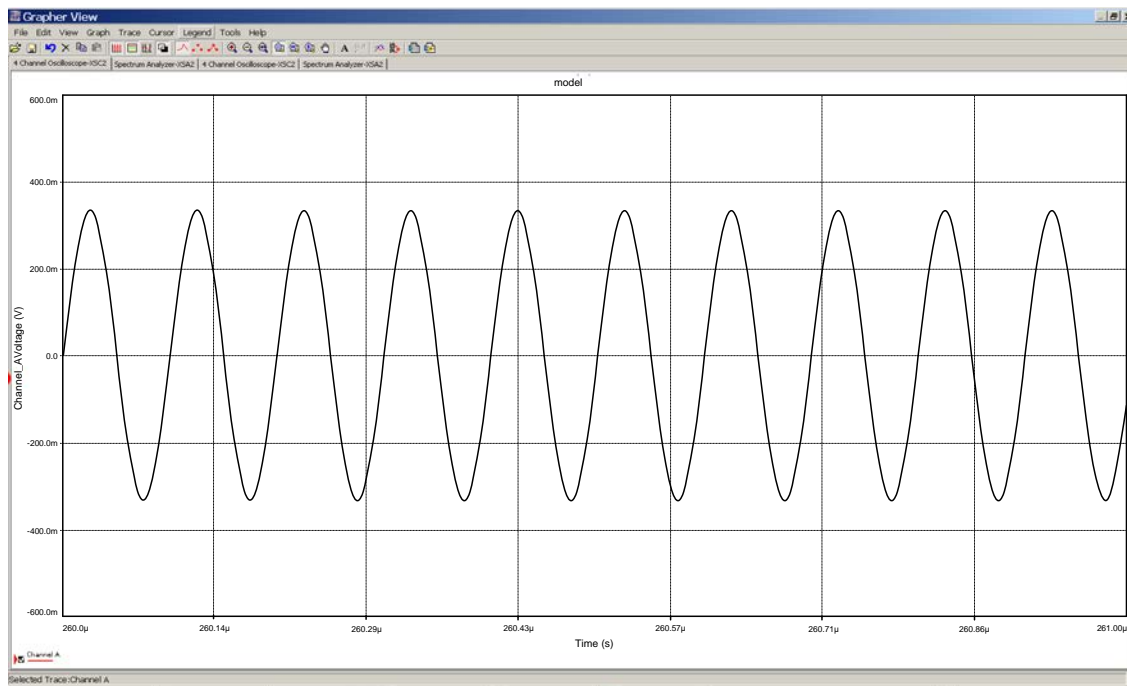


Структура АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням похибок нелінійності

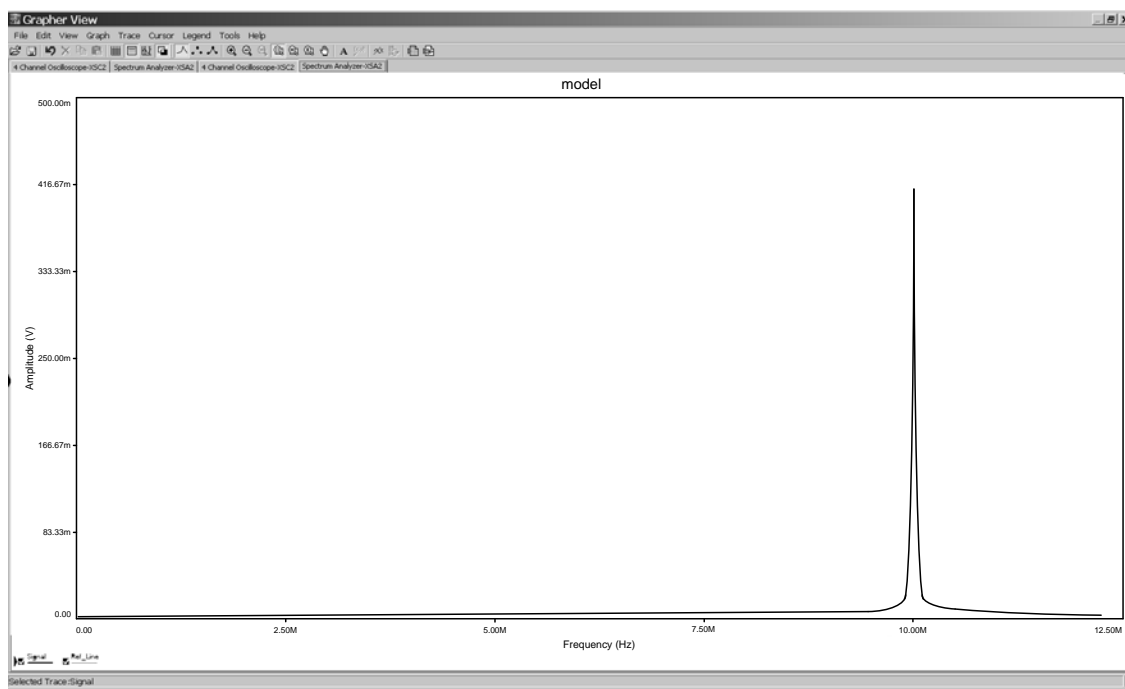
Моделювальна схема АЦП сигналів електров'язку з цифро-аналоговим коригуванням похибок нелінійності



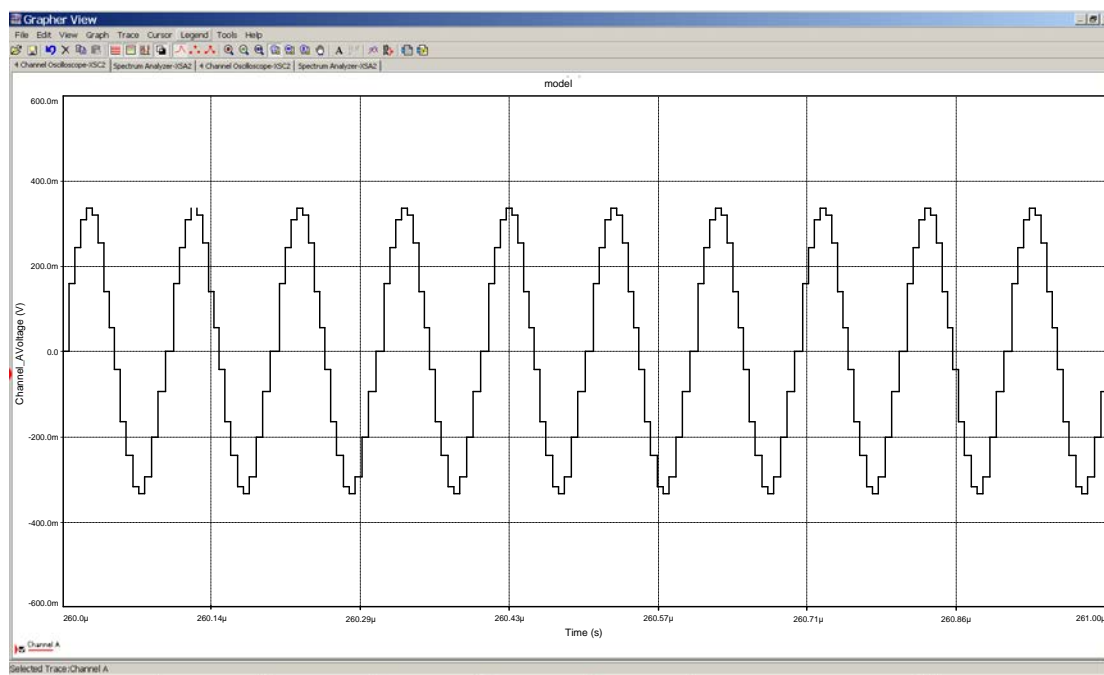
Результати моделювання АЦП сигналів електрозв'язку з цифро-аналоговим коригуванням



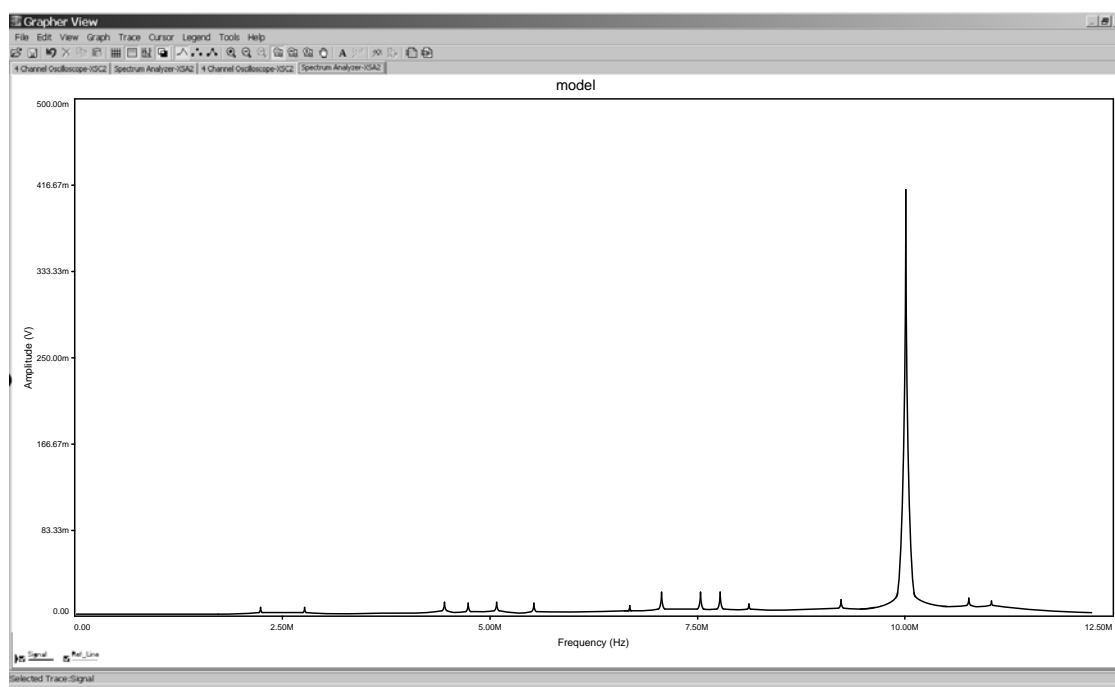
Форма вхідного сигналу електрозв'язку АЦП у часовому вимірі



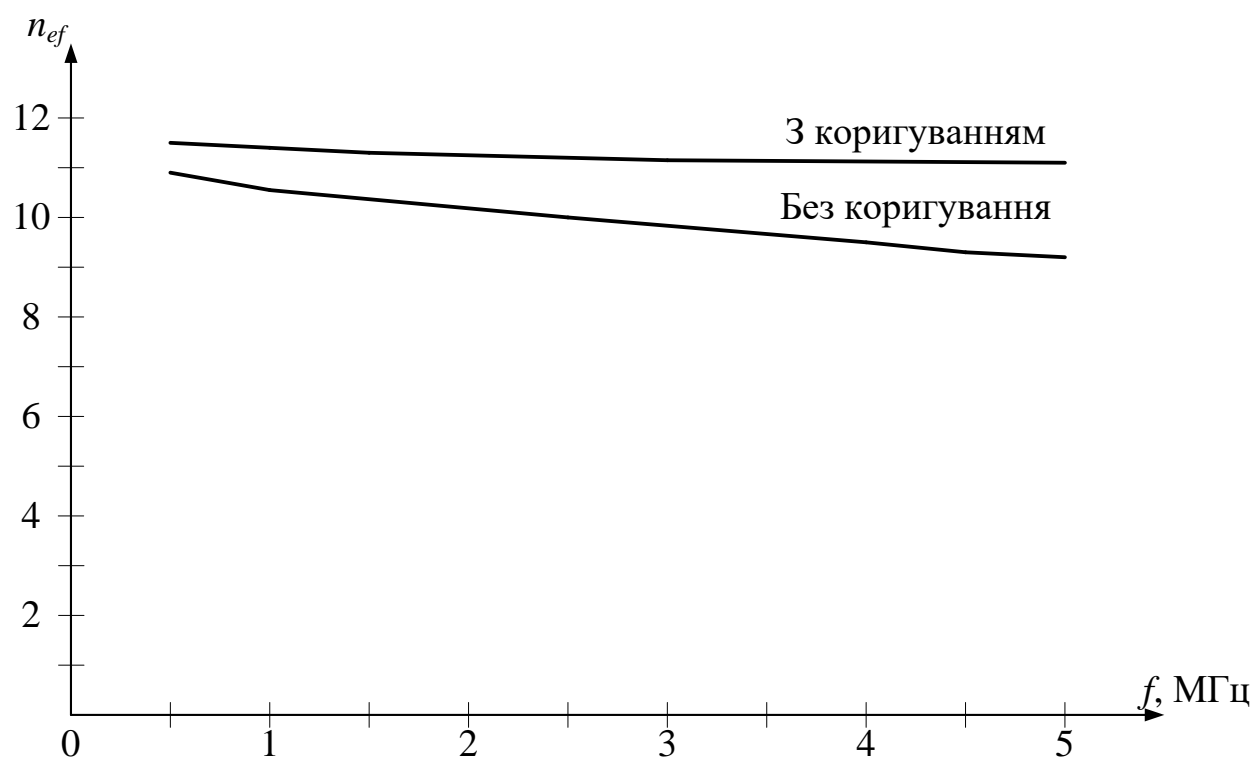
Форма вхідного сигналу електрозв'язку АЦП у частотному вимірі



Форма вихідного сигналу ЦАП

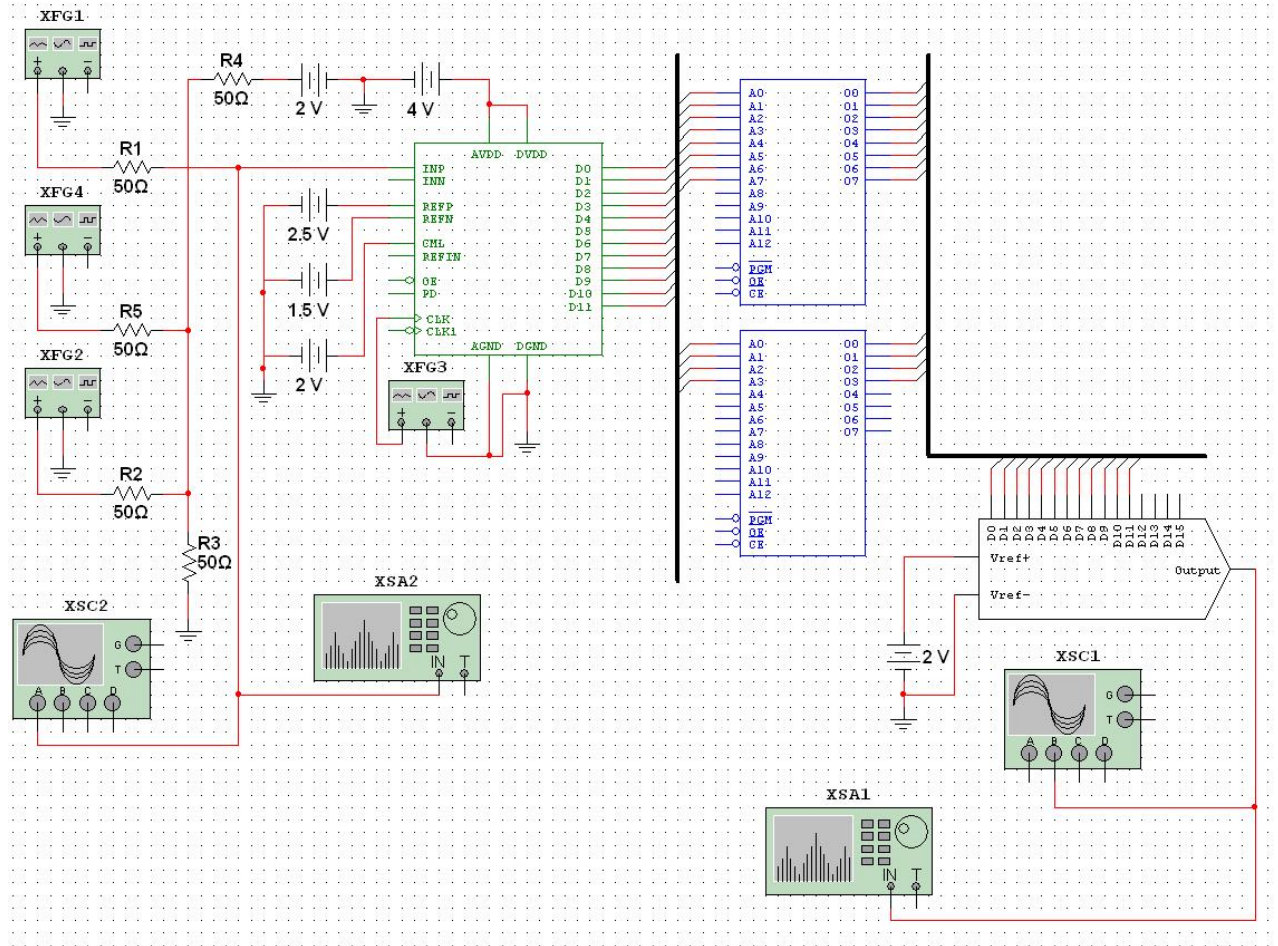


Форма вихідного сигналу АЦП у частотному вимірі

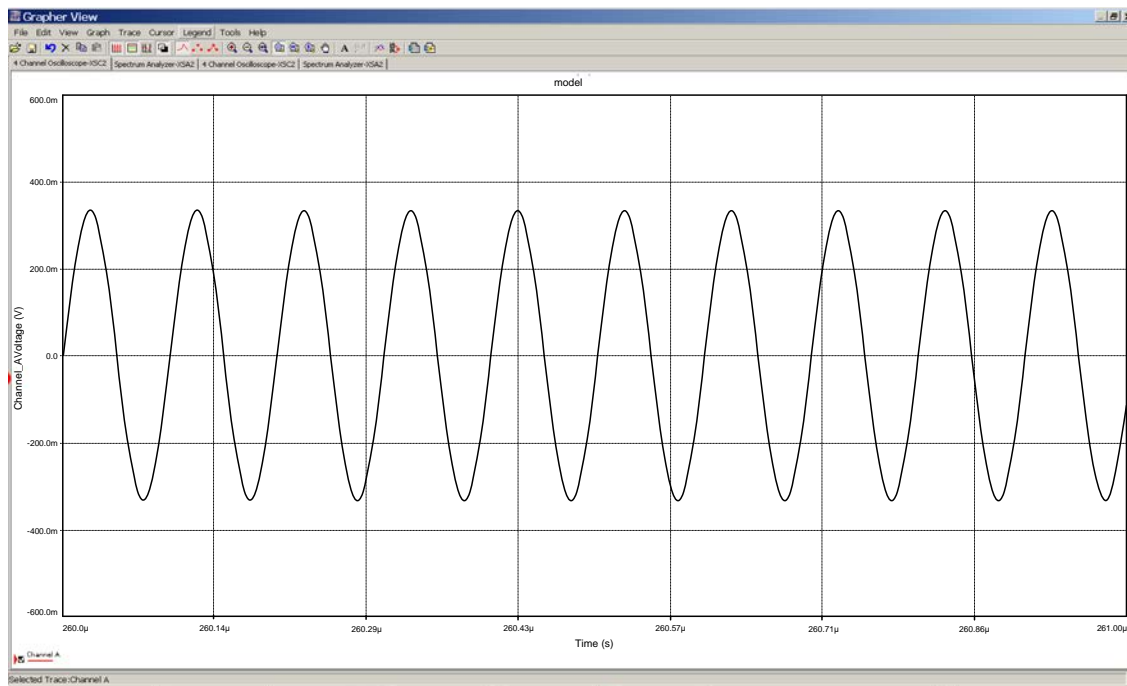


Залежність ефективної кількості розрядів від частоти вхідного сигналу

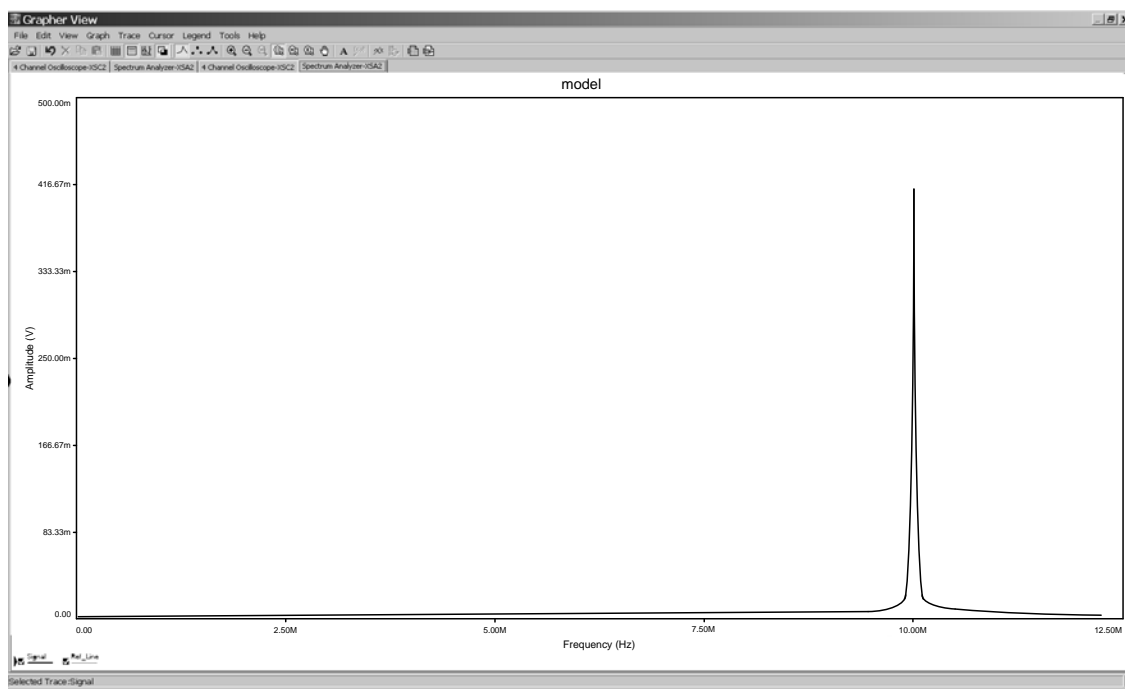
Моделювальна схема ППАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням похибок нелінійності



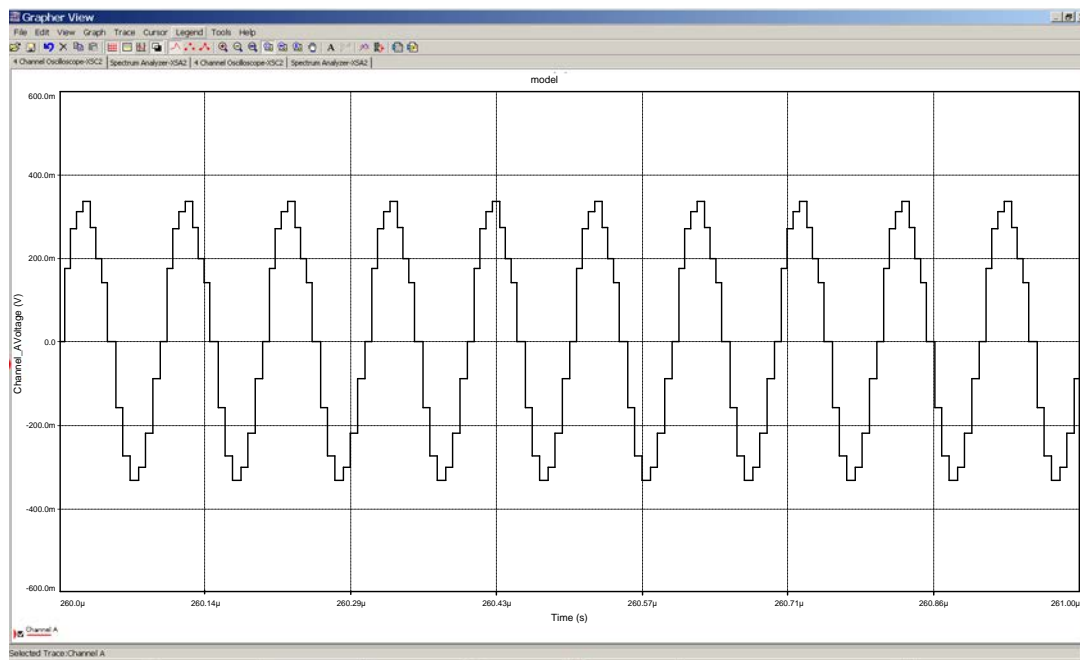
Результати моделювання ППАЦП сигналів електрозв'язку з диференціальним коригуванням



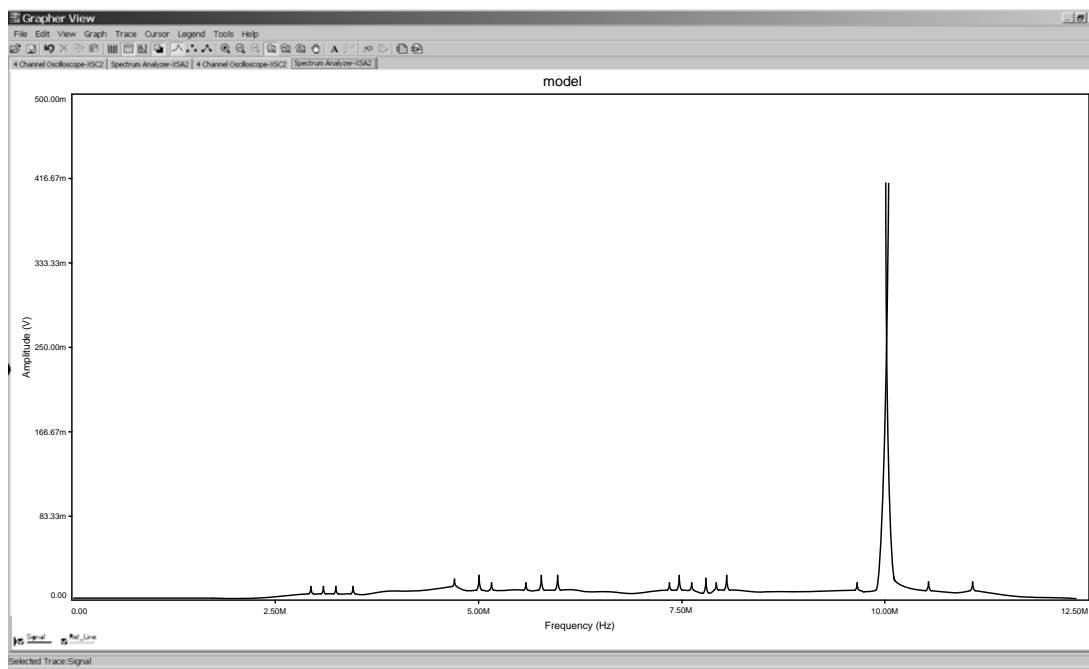
Форма вхідного сигналу електрозв'язку у часовому вимірі



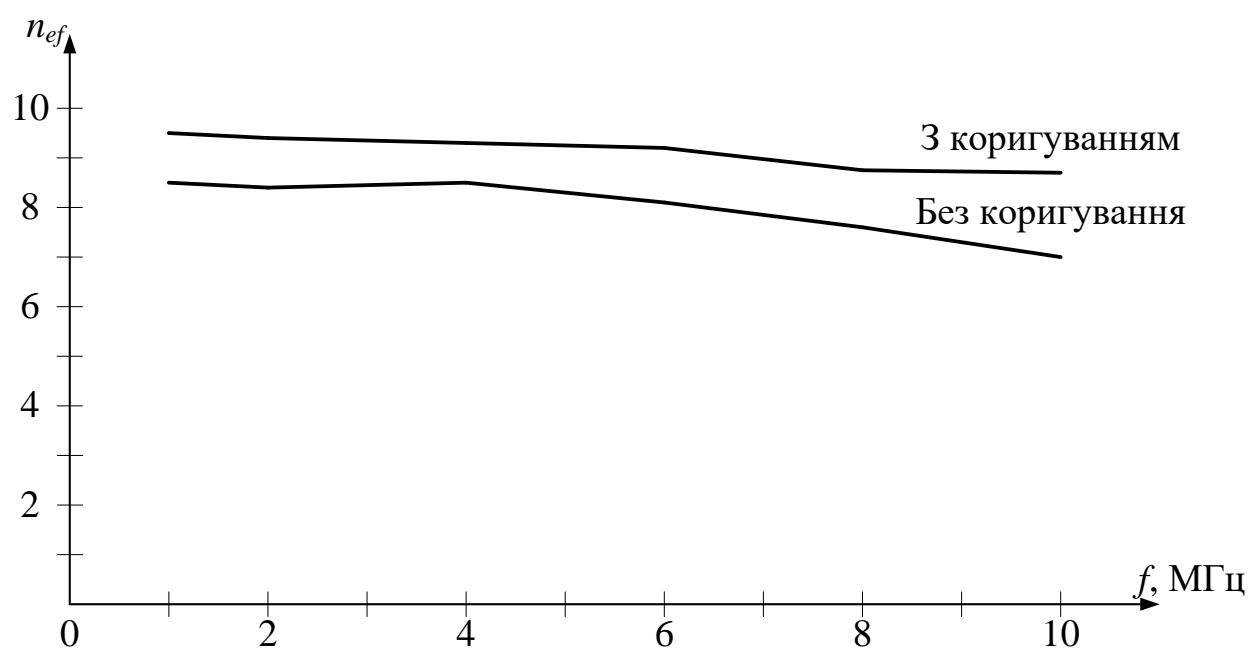
Форма вхідного сигналу електрозв'язку у частотному вимірі



Форма вихідного сигналу ЦАП



Форма вихідного сигналу АЦП у частотному вимірі



Залежність ефективної кількості розрядів від частоти

Додаток Б
(обов'язковий)

Протокол
перевірки кваліфікаційної роботи
на наявність текстових запозичень

**ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ**

Назва роботи: Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок нелінійності

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра інфокомунікаційних систем і технологій, факультет інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 100,0 %

Схожість 0 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа відповідальна за перевірку


(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Білоочко О.С.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Бортник Г.Г.
(прізвище, ініціали)