

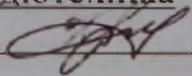
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

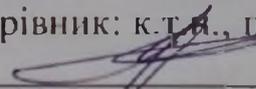
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

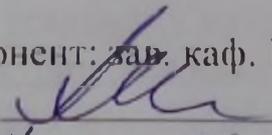
на тему:

«Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового
перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТСМ-23мз
спеціальності 172 – Електронні комунікації
та радіотехніка

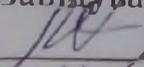
 Ковтун А.Б.

Керівник: к.т.н., професор каф. ІКСТ
 Бортник Г.Г.
«11» 06 2025 р.

Опонент: зав. каф. ІРТС, д.т.н., проф.
 Осадчук О.В.
«11» 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.
«11» 06 2025 р.

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
 Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань - 17- Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
 (шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

“21” 03 2025 року

ЗАВДАННЯ

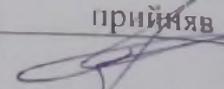
НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ

Ковтуну Андрію Борисовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

- Тема роботи: Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку,
керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджена наказом вищого навчального закладу від “20” 03 2025 року № 96
- Строк подання студентом роботи 09 червня 2025 року
- Вихідні дані до роботи смуга частот вхідних сигналів: 0,3–5,0 МГц;
динамічний діапазон первинних сигналів: 72 дБ; пік-фактор первинних
сигналів: 10; нелінійність АЦП: не вище 0,25 ОМР; число розрядів: 12; при
розробці АЦП слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані
вузли; режим функціонування АЦП – в реальному масштабі часу.
- Зміст текстової частини: аналіз пристроїв аналого-цифрового перетворення
ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок; розробка АЦП ВЧ-
сигналів електрозв'язку з коригуванням динамічних похибок у фазовій області;
розробка пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів
електрозв'язку; комп'ютерне моделювання пристрою аналого-цифрового
перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку; економічна частина.
- Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): структура методу фазо-площинного коригування динамічних
похибок АЦП; траєкторії випробувального сигналу у фазовій області;
залежності ефективного числа розрядів АЦП від розрядності коригувальних
членів; структурна електрична схема пристрою аналого-цифрового
перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку; блок-схема алгоритму фазо-
площинного калібрування АЦП; моделювальна схема пристрою аналого-
цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку; результати
комп'ютерного моделювання АЦП.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Ім'я, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		вдання видав	завдання прийняв
спеціальна частина	Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ	 21.03.25	 11.06.25
Економіка	Кавецький В.В. к.е.н., доц.	21.03.25	11.06.25

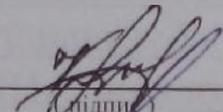
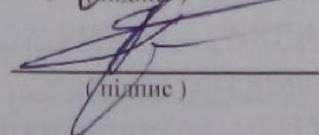
7. Дата видачі завдання 21 березня 2025 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Термін виконання етапів роботи	місяць
робота технічного завдання	03.2025р.	
лічне обґрунтування розробки	03.2025р.	
ліз методів і пристроїв АЦП сигналів	04.2025р.	
робота пристроїв АЦП ВЧ-сигналів	05.2025р.	
п'ютерне моделювання АЦП	05.2025р.	
ліз економічної ефективності розробки	05.2025р.	
рмлення пояснювальної записки та тративної частини	06.2025р.	
моконтроль МКР	06.2025р.	
ередній захист МКР, опонування МКР	06.2025р.	
іст МКР ЕК	06.2025р.	

Здобувач

Керівник роботи


(підпис)

(підпис)

Ковтун А.Б.

Бортник Г.Г.

АНОТАЦІЯ

Ковтун А.Б. Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2025. 115 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 16 назв; рис.: 29; табл. 11.

Робота присвячена дослідженню методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку у телекомунікаційних системах. Виконано аналіз методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення. Здійснено розробку пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку на базі методу коригуванням динамічних похибок АЦП у фазовій області. Виконано комп'ютерне моделювання пристроїв аналого-цифрового перетворення.

Робота містить п'ять розділів. У першому розділі виконано аналіз методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення. У другому розділі виконано розробку пристрою аналого-цифрового перетворення з коригуванням динамічних похибок. У третьому розділі виконано розробку структури пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку. У четвертому розділі наведено результати комп'ютерного моделювання АЦП. У п'ятому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

Ключові слова: аналого-цифровий перетворювач, цифро-аналоговий перетворювач, динамічна похибка, роздільна здатність, телекомунікаційні системи

ABSTRACT

Kovtun A.B. Increasing the resolution of devices for analog-to-digital conversion of RF-signals in telecommunications. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2025. 115 p.

In Ukrainian. Bibliography: 16 titles; fig.: 29; tab. 11.

The work is devoted to the study of methods for increasing the resolution of devices for analog-to-digital conversion of telecommunication RF signals in telecommunication systems. An analysis of methods for increasing the resolution of devices for analog-to-digital conversion has been performed. An analog-to-digital conversion device for telecommunication RF signals has been developed based on the method of correcting dynamic errors of the ADC in the phase domain. Computer modeling of devices for analog-to-digital conversion has been performed.

The work contains five sections. The first section analyzes methods for increasing the resolution of devices for analog-to-digital conversion. The second section develops an analog-to-digital conversion device with dynamic error correction. The third section develops the structure of a device for analog-to-digital conversion of telecommunication RF signals. The fourth section presents the results of computer modeling of the ADC. The fifth section provides an economic justification for the feasibility of implementing this research work.

Keywords: analog-to-digital converter, digital-to-analog converter, dynamic error, resolution, telecommunication systems

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 АНАЛІЗ ПРИСТРОЇВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ	
ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ`ЯЗКУ З КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК.....	11
1.1 Аналіз похибок АЦП при перетворенні високочастотних сигналів	11
1.2 Дослідження складових динамічної похибки АЦП	18
1.3 Аналіз методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв`язку	23
2 РОЗРОБКА АЦП ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ`ЯЗКУ З	
КОРИГУВАННЯМ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК У ФАЗОВІЙ ОБЛАСТІ	34
2.1 Аналіз методу коригування динамічних похибок АЦП у фазовій області.....	34
2.2 Аналіз та обґрунтування типу тестового сигналу АЦП	39
2.3 Визначення динамічних похибок АЦП для його калібрування	44
2.4 Спосіб синтезу двотонального випробувального сигналу АЦП	47
2.5 Визначення крутості вихідного сигналу АЦП.....	49
2.6 Аналіз динамічних параметрів АЦП ВЧ-сигналів електрозв`язку при фазо-площинному коригуванні	51
3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ	
ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ`ЯЗКУ	61
3.1 Розробка інженерної методики побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв`язку	61
3.2 Розробка структурної схеми пристрою аналого-цифрового перетворення з фазо-площинним коригуванням динамічних похибок	70
4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-	
ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ`ЯЗКУ.....	75
4.1 Вибір та обґрунтування програмно-моделювального пакета	75
4.2 Моделювальна схема пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв`язку.....	76
4.3 Аналіз результатів моделювання пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв`язку	78

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	83
5.1 Оцінювання наукового ефекту	83
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи	86
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	98
5.4 Висновки по розділу.....	100
ВИСНОВКИ.....	101
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	103
ДОДАТКИ.....	105
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	106
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	115

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП	-	аналого-цифровий перетворювач
БЗП	-	буферний запам'ятовувальний пристрій
БК	-	блок керування
ВІС	-	велика інтегральна схема
ГТІ	-	генератор тактових імпульсів
ДПФ	-	дискретне перетворення Фур'є
ЕЗ	-	елемент затримки
ІВС	-	інформаційно-вимірювальна система
НПСЧ	-	надлишкові позиційні системи числення
ОЗП	-	оперативний запам'ятовувальний пристрій
ОМР	-	одиниця молодшого розряду
ПЗП	-	постійний запам'ятовувальний пристрій
ПК	-	персональний комп'ютер
ПЛМ	-	програмована логічна матриця
САЦП	-	самокоригувальний аналого-цифровий перетворювач
ТКЗ	-	таблиця коригувальних значень
ТПС	-	таблиця простору станів
ХП	-	характеристика перетворення
ЦАП	-	цифроаналоговий перетворювач
ЦОП	-	цифровий обчислювальний пристрій

ВСТУП

Актуальність теми. Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) знаходять широке використання в області перетворень форми сигналів. АЦП є обов'язковими компонентами телекомунікаційних систем і мереж загального та спеціального призначення. Характеристики АЦП безпосередньо впливають на ефективність функціонування телекомунікаційних засобів, що орієнтовані на різні предметні області, а також систем для вимірювання параметрів випадкових ВЧ-сигналів електрозв'язку, засобів ідентифікації цих сигналів та цифрових пристроїв передачі сигналів.

Проблема проектування АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку з високими точнісними характеристиками є однією з найактуальніших проблем телекомунікаційної техніки, від вирішення якої залежать експлуатаційно-технічні показники телекомунікаційних систем і мереж [1]. Тобто, ефективність практичного використання сучасних телекомунікаційних систем і засобів визначається рівнем та перспективами розвитку таких АЦП, які є перетворювачами форми ВЧ-сигналів електрозв'язку та здійснюють з високою точністю перетворення неперервних ВЧ-сигналів у дискретні сигнали.

Незважаючи на ряд вже вирішених питань, при застосуванні АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку існує ще багато проблем, які стримують широке використання АЦП в телекомунікаційних системах. А саме: низька роздільна здатність у смузі високих частот вхідних сигналів (від 10 МГц і вище), що спричиняє обмеження ефективної розрядності АЦП в телекомунікаційних системах.

На основі вищевикладеного актуальною задачею є розробка нових пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок, що дозволяють виконувати перетворення складних сигналів у ВЧ-смузі та характеризуються високою роздільною здатністю.

Аналіз останніх досліджень. Пристрої аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок як новий напрямок

сформувався у 90-х роках минулого століття. У його розвиток великий вклад внесли вітчизняні та зарубіжні вчені. У напрямку структурного аналізу та синтезу швидкодійних АЦП слід відмітити роботи наукової школи Романова В.О. [3, 4]. У розробку теорії та засобів високопродуктивних АЦП на базі надлишкових систем числення значний вклад вніс Азаров О.Д. [5, 6]. Великий вклад у створення мікросхем АЦП з коригуванням похибок великий вклад внесли роботи Кестера У. [7, 8]. Значний вклад у побудову швидкодійних НВІС АЦП з покращеними параметрами внесли Багданскіс Е.-А.К. та Марцинкявічус А.-Й.К. [9, 10].

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку шляхом коригування похибок, що виникають при перетворенні ВЧ-сигналів у телекомунікаційних системах.

Для досягнення цієї мети протягом проведення теоретичних та експериментальних досліджень висувались **слідуючі задачі:**

- дослідження сучасних методів аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коректуванням значень похибок, дослідження способів підвищення роздільної здатності засобів АЦП сигналів;
- розробка та аналіз пристрою аналого-цифрового перетворення, що враховує динамічні характеристики вхідного ВЧ-сигналу на базі аналізу його особливостей у фазовій області;
- розробка та аналіз АЦП, який враховує статистичні властивості вхідних ВЧ-сигналів;
- розроблення структур та алгоритмів калібрування АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку з покращеними динамічними параметрами;
- комп'ютерне моделювання запропонованих пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням похибок.

Об'єкт дослідження є процеси коригування похибок результатів аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку у телекомунікаційних системах.

Предметом досліджень є методи та засоби підвищення роздільної здатності АЦП, що функціонують з широким класом ВЧ-сигналів електрозв'язку у телекомунікаційних системах.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів для аналізу похибок у фазовій області, теорії випадкових процесів для аналізу та синтезу випадкових ВЧ-сигналів електрозв'язку; теорії цифрового оброблення ВЧ-сигналів електрозв'язку для аналізу методів калібрування АЦП; евристичного синтезу для розробки структур АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку; комп'ютерного моделювання для перевірки отриманих теоретичних положень.

Новизна одержаних результатів:

- уперше запропоновано АЦП, який на відміну від відомих передбачає коригування результатів аналого-цифрового перетворення у фазовій області, при цьому на кожному кроці квантування враховуються інерційні властивості АЦП, що дає можливість підвищити роздільну здатність пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку;

- уперше запропоновано АЦП, який при перетворенні ВЧ-сигналів оцінює спотворення функції розподілу вхідного сигналу при калібруванні, що дає можливість оцінити властивості АЦП, а це створює умови для підвищення роздільної здатності АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку;

- уперше запропоновано формули для знаходження ефективного числа двійкових розрядів пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку, що дозволяє виконувати оцінку роздільної здатності АЦП.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні положення роботи доповідались на LIV науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2025 році.

1 АНАЛІЗ ПРИСТРОЇВ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ З КОРИГУВАННЯМ ПОХИБОК

1.1 Аналіз похибок АЦП при перетворенні високочастотних сигналів

Опис похибок АЦП потребує підходу, що обумовлений відсутністю однозначної відповідності між входом та виходом АЦП. Порівняння реальної $N \cdot q = x + \varepsilon_q(x)$ характеристики пристроїв аналого-цифрового перетворення демонструє зсування рівнів квантування відносно початку координат та зміна кроку квантування (рис. 1.1).

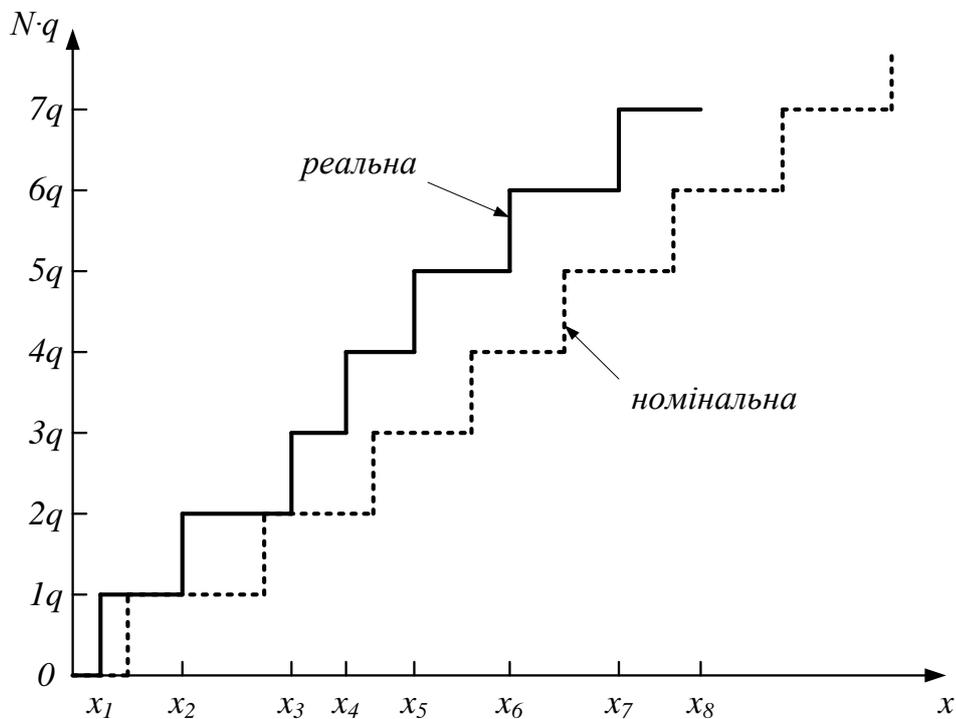


Рисунок 1.1 – Вигляд функцій передачі пристроїв аналого-цифрового перетворення

Вираз для знаходження помилки ідеалізованого АЦП ($x_{N_m} = (N - 0,5) \cdot q$) має такий вигляд

$$\varepsilon_{q_m}(x) = N \cdot q - x; x_{N_m} \leq x < x_{N+1_m}; N = \overline{0, M}, \quad (1.1)$$

а вираз для сумарної помилки реального АЦП має такий вигляд

$$\varepsilon_q(x) = N \cdot q - x; x_N \leq x < x_{N+1}; N = \overline{0, M}, \quad (1.2)$$

якій, властива також інструментальна похибка.

Водночас $\varepsilon_q(x)$ не є сумою методичної й інструментальної похибок. Тому визначати інструментальну похибку через різницю $\varepsilon_q(x) - \varepsilon_{q_m}(x)$ є некоректним, тому що $\varepsilon_{q_m}(x)$ та $\varepsilon_q(x)$ відносять до одного виду похибки, а саме – похибки квантування.

Інструментальна похибка це прирощення значення помилки квантування в умовах зміщення рівнів квантування відносно номінального рівня:

$$\Delta_s[N] = \varepsilon_q(x_N) - \varepsilon_{q_m}(x_{N_m}), \quad (1.3)$$

чи

$$\Delta_s[N] = \varepsilon_q(x_N) - 0,5q. \quad (1.4)$$

Таким чином, з $\varepsilon_q(x)$ потрібно знайти компоненти похибки, а саме її адитивну (Δ_0) і мультиплікативну ($\delta_k x$) компоненти. Ще один компонент помилки є методична й інструментальна складові:

$$\varepsilon_q(x) = \Delta_0 + \delta_k x + \varepsilon_{q_p}(x). \quad (1.5)$$

Відповідно до (1.4) маємо

$$\Delta_s[N] = \Delta_0 + \delta_k x_N + \varepsilon_{q_p}(x) - 0,5q. \quad (1.6)$$

Члени цього виразу можуть розглядаються як похибка лінійності:

$$\Delta_n[N] = \varepsilon_{q_p}(x_N) - 0,5q. \quad (1.7)$$

Звідси маємо

$$\Delta_s[N] = \Delta_0 + \delta_k x_N + \Delta_n[N]. \quad (1.8)$$

Похибку Δ_s називають похибкою систематичного типу, що порівняно з випадковою похибкою має іншу природу виникнення і залежить від змін параметрів АЦП. З (1.7) та (1.8) зрозуміло, що похибка АЦП інструментального типу це дискретна функція.

Значення приросту похибки, що характеризує лінійність (1.7) на рівні квантування дорівнює

$$\Delta'_n[N] = \Delta_n[N+1] - \Delta_n[N], \quad (1.9)$$

що називаються диференціальна нелінійність. Тому характеристику передачі з урахуванням розкладання похибки $\varepsilon_q(x)$ на компоненти треба подати у вигляді

$$N \cdot q = x + [\Delta_0 + \delta_k x + \varepsilon_{q_p}(x)]. \quad (1.10)$$

Подавши

$$x^* = \Delta_0 + (1 + \delta_k) \cdot x, \quad (1.11)$$

запишемо (1.10) так:

$$N \cdot q = x^* + \varepsilon_{q_p} \left(\frac{x^* - \Delta_0}{1 + \delta_k} \right). \quad (1.12)$$

Похибка $\varepsilon_{q_p}(x)$ може набувати таких значень, що знаходяться при наданні рівням квантування значень з урахуванням виразу (1.11): $x_N^* = \Delta_0 + (1 + \delta_k) \cdot x_N$; $N = \overline{1, M}$.

Тоді маємо

$$N \cdot q = x^* + \varepsilon_q^*(x^*). \quad (1.13)$$

Значення похибки, що характеризує лінійність (1.7) утримує свої числові показники в інтервалі від $\varepsilon_{q_p}(x)$ до $\varepsilon_q^*(x^*)$: $\Delta_n[N] = \varepsilon_q^*(x_N^*) - 0,5q$. Формули (1.11) і (1.13) допомагають подати модель квантувача ($X_q(t) \leftarrow x(t)$) у вигляді 2-х рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} X_q(t) &= x^*(t) + \varepsilon_q^*[x^*(t)]; \\ x^*(t) &= \Delta_0 + (1 + \delta_k) \cdot x(t). \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

Розкладання функції похибки $\varepsilon_q(x)$ на складові Δ_0 , $\delta_k \cdot x$ і $\varepsilon_{q_p}(x)$ не є однозначним. Це завдання стає визначеним за умов використання наступного чинника, а саме, діючого значення помилки, що характеризує лінійність:

$$\sum_{N=1}^M (\Delta_n[N])^2 = \min_{\Delta_0, \delta_k} \sum_{N=1}^M \{\Delta_s[N] - (\Delta_0 + \delta_k \cdot x_N)\}^2, \quad (1.15)$$

чи мінімізації її величини

$$\Delta_n^* = \min_{\Delta_0, \delta_k} \max_N \{\Delta_s[N] - (\Delta_0 + \delta_k \cdot x_N)\}. \quad (1.16)$$

АЦП є складним пристроєм при розв'язанні задач експериментального визначення метрологічних характеристик. При аналізі моделі АЦП, видно, що одні параметри: Δ_0 , δ_k , $x_{noise}(t)$, $\varepsilon_q(x^*(t), dx^*/dt)$ впливають на похибку перетворення при постійному та перемінному у часі вхідному впливі, а другі параметри – $g(t-t')$; τ_{di} – лише для випадку змінного у часі вхідному впливі. Остання називається динамічною на протигагу до першої, що називають статичною.

При аналізі динамічних характеристик АЦП висновки про них виносять на базі аналізу динамічних спотворень тестового сигналу, що спостерігаються. Відповідно з моделлю АЦП динамічна похибка це результат обмеженого частотного діапазону ($g(t-t')$) та затримання відліків (t_d) випадкового характеру. Проаналізуємо виникнення динамічної похибки через похибку відліків та можливість експериментального похибок.

Нехай швидкість змінювання вхідного ВЧ-сигналу постійна та дорівнює $\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i}$. Процес отримання відліків має затримку τ_{di} , при цьому виникає похибка динамічного типу

$$\Delta_{di} = \left(\left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=t_i} \right) \cdot \tau_{di}. \quad (1.17)$$

Основні чинники зростання диференціальної й інтегральної нелінійності АЦП це залежність часу перемикавання компараторів від швидкості змінювання вхідного сигналу та ефект перезбудження компараторів. Причинами пропускання кодів та викидів є збої у функціонуванні кодувальної логіки, що відбуваються через розриви вихідного коду у результаті помилкового

неспрацьовування компараторів. Окрім того, причиною зменшення коефіцієнта передавання АЦП є закономірність, пов'язана з кінцевим часом перемикання компараторів та частотні обмеження вхідних каскадів.

Існує два підходи до оцінювання похибок квантування АЦП. Перший з них використовує критерій максимальної похибки та композицію складових похибки, які призводять до апроксимації закону їх розподілення. Такий підхід є ефективним при використанні АЦП у різних телекомунікаційних системах. Другий підхід базується на використанні критерія середньоквадратичної похибки і пов'язаного з нею поняттям динамічного діапазону АЦП. Цей підхід є ефективним при функціонуванні АЦП з випадковими ВЧ-сигналами та використовується у сучасних телекомунікаційних системах і мережах.

Динамічний діапазон ідеального n -розрядного АЦП визначається таким співвідношенням

$$D = \frac{U_{\max}}{U_{nms}} = 201g[\sqrt{12} \cdot (2^n - 1)], \quad (1.18)$$

де U_{\max} – амплітуда вхідного сигналу;

U_{nms} – середньоквадратичне значення шуму.

Один двійковий біт пристрою аналого-цифрового перетворення додає до динамічного діапазону 6,0 дБ, тому останній вираз для динамічного діапазону ідеального АЦП має такий вигляд:

$$D = 6,02 \cdot (n + 1,76). \quad (1.19)$$

Окрім того, для оцінювання значення діапазону пристроїв аналого-цифрового перетворення застосовують вираз

$$D' = 201g \frac{U_{ms}}{U_{nms}}, \quad (1.20)$$

де U_{ms} – діюче значення вхідного сигналу АЦП.

Для випадку вхідного сигналу АЦП синусоїдальної форми цей вираз набуває такого виду

$$D' \approx 6n + 1,8. \quad (1.21)$$

Для реальних АЦП динамічний діапазон дорівнює

$$D_r = 10 \lg \frac{P_s}{P_{nh} + P_{add}}, \quad (1.22)$$

де P_s – значення потужності сигналу;

P_{nh} – значення потужності шумів квантування;

P_{add} – значення потужності додаткового шуму квантування, що спричинений відхиленням реальної характеристики від ідеальної.

Уся інформація про метрологічні характеристики АЦП міститься у його реальній характеристиці перетворення, тому використовуючи характеристики перетворення у статичному динамічному режимі, можна оцінювати роздільну здатність АЦП у статистиці і у динаміці. Цей висновок дозволяє користуватися відомою методологією оцінювання статичної похибки АЦП для оцінки якості їх функціонування у динаміці.

Відмінність статичного та динамічного режимів функціонування АЦП полягає у тому, що у динаміці додатковий шум квантування вищий, ніж у статистиці. Крім того, коефіцієнт передавання АЦП залежить від частоти вхідного сигналу. Додатковий шум квантування оцінюють у дисперсіях шуму квантування ідеального АЦП: $P_{add} = l \cdot P_{nh}$, що дозволяє визначити динамічний діапазон реального АЦП так:

$$D_r = \frac{12 \cdot (2^n - 1)^2}{l^2 + 1}. \quad (1.23)$$

На рис. 1.2 представлено графік, що вказує на втрати динамічного діапазону реального АЦП відносно ідеального АЦП ($l=0$) залежно від параметра l .

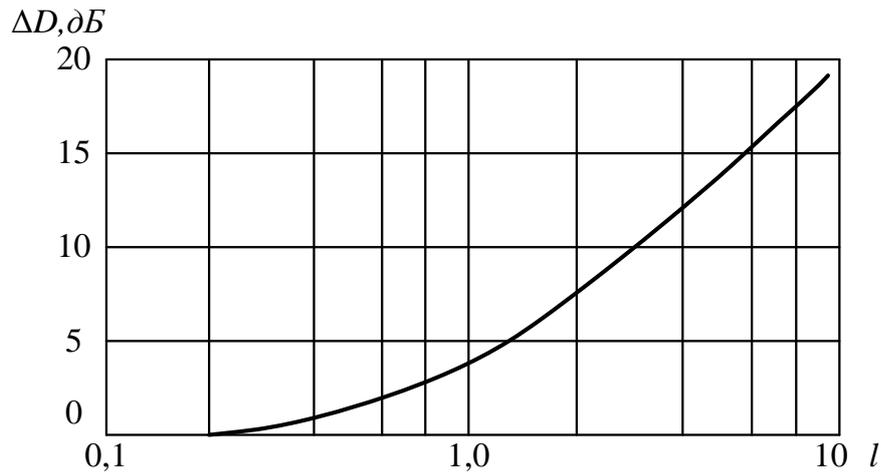


Рисунок 1.2 – Графік залежності втрат АЦП у динаміці від параметра

$$l = P_{add}/P_{nh}$$

Для оцінювання якості функціонування АЦП у динамічному режимі за допомогою цього графіка необхідно знайти потужність додаткових шумів квантування, які виникають у заданому діапазоні частот вхідного сигналу АЦП. Наведені вище локальні методи контролю динамічних параметрів АЦП зводяться до визначення середньоквадратичного значення сумарних шумів квантування та порівняння його з шумами квантування ідеального АЦП з таким же числом двійкових розрядів. Потім за цим параметром можна оцінювати динамічний діапазон реального АЦП для конкретних умов функціонування та відповідне йому число вихідних розрядів, яке завжди менше номінального значення, що відповідає ідеальному перетворювачу. Це число називають ефективною кількістю розрядів АЦП і вважається єдиною числовою характеристикою, що оцінює роздільну здатність АЦП у досліджуваному динамічному діапазоні.

Вираз для оцінки ефективної кількості розрядів АЦП при заданих середньоквадратичних значеннях шумів квантування має такий вигляд

$$n_{ef} = n_{id} - \log_2 \frac{P_{rh}}{P_{idh}}, \quad (1.24)$$

де n_{id} – число вихідних розрядів ідеального АЦП;

P_{rh} – значення шуму квантування реального АЦП;

P_{idh} – значення шуму квантування ідеального АЦП;

Знайти ефективну кількість розрядів можна або за допомогою виразу (1.24) або визначенням динамічного діапазону реального АЦП D_r та відповідного розрахунку за виразом

$$n_{ef} = \frac{D_r - 1,76}{6,02}. \quad (1.25)$$

Аналізуючи ці загальні вирази, можна вважати, що усі розглянуті локальні методи та засоби контролю дозволяють визначити результуючі шуми квантування АЦП або його динамічний діапазон, а потім оцінювати ефективне число розрядів АЦП.

Використовуючи цю процедуру вимірювання для кількох значень частоти вхідного сигналу, можна побудувати залежність ефективного числа розрядів АЦП від частоти.

1.2 Дослідження складових динамічної похибки АЦП

Динамічна похибка АЦП при змінних у часі параметрах сигналу є різницею $\Delta_d(t)$ між застробованим в АЦП значенням напруги $U_x(t) \sim n$ та її дійсним значенням $U_i(t)$ у заданий часовий відлік t без врахування його похибок статичного і похибок дискретизації:

$$\Delta_d(t) = U_x(t) - U_i(t). \quad (1.26)$$

Існують два види динамічних похибок АЦП:

- динамічна похибка першого роду Δ_{1d} , яка обумовлена інерційністю окремих складових АЦП та визначається тривалістю перехідних процесів у цих елементах;

- динамічна похибка другого роду $\Delta_{II d}$, яка обумовлена зміною вхідного сигналу АЦП за час його перетворення та визначається швидкістю зміни або частотним спектром перетворюваного сигналу.

Динамічна похибка Δ_{Id} оцінюється лише внутрішніми процесами АЦП при незмінному у часі значенні U_x . Водночас у більшості випадків використання пристроїв аналого-цифрового перетворення у телекомунікаційних системах вхідний аналоговий сигнал U_x є змінним у часовій області. Значення часу перетворення T_c АЦП вхідного значення $U_x(t)$ кінцеве, то виникає динамічна похибка $\Delta_{II d}$, що оцінюється швидкістю зміни

вхідного сигналу $U'_x = \frac{dU_x(t)}{dt}$ за інтервал одного перетворення та визначається

таким чином:

$$\Delta_{II d} \leq U'_x \cdot T_c. \quad (1.27)$$

Значення $\Delta_{II d}$ АЦП залежить від способу аналого-цифрового перетворення та від вибору моментів відліків результату перетворення. Момент відліку відносять до моменту проведення останнього порівняння на n -му такті, тому $t_{ccl} = t$.

Деколи АЦП нормують похибкою, що приведена до межі перетворення або максимальною похибкою $\delta_{ADC \max} = \Delta_{ADC \max} / U_c$, чи середнім по шкалі квадратом похибки $\overline{\delta_{ADC}^2} = \overline{\Delta_{ADC}^2} / U_c^2$.

Оцінка похибки АЦП максимальним значенням використовується лише тоді, коли необхідне знання кожного перетворення із заданою точністю. Це потрібно при перетворенні за допомогою АЦП НЧ-сигналів в одноканальних або багатоканальних телекомунікаційних системах.

Оцінка похибки АЦП середнім квадратом використовується лише тоді, коли необхідно знати похибку, що вноситься АЦП при сумісних вимірюваннях у багатоканальних телекомунікаційних системах, або помилку перетворення широкосмугових ВЧ-сигналів. Відповідним чином можна оцінювати і

динамічну похибку як одну із складових похибки АЦП. Загальну похибку АЦП можна представити як суму таких трьох складових:

$$\delta_{ADC\max} = \delta_{st\max} + \delta_{d\max} + \delta_{h\max} \quad (1.28)$$

чи

$$\overline{\delta_{ADC}^2} = \overline{\delta_{st}^2} + \overline{\delta_d^2} + \overline{\delta_h^2}, \quad (1.29)$$

де $\delta_{st\max} = \Delta_{st\max} / U_c$ та $\overline{\delta_{st}^2} = \overline{\Delta_{st}^2} / U_c^2$ – максимальні значення і середній квадрат статичної похибки АЦП, що обумовлені часовою нестабільністю, а також завадами шумоподібного типу і недосконалістю виготовлення окремих елементів АЦП;

$\delta_{d\max} = \Delta_{d\max} / U_c$ та $\overline{\delta_d^2} = \overline{\Delta_d^2} / U_c^2$ – максимальне значення і середній квадрат динамічної похибки АЦП;

$\delta_{h\max} = h/2$ та $\overline{\delta_h^2} = h^2/12$ – максимальне значення і середній квадрат похибки дискретності АЦП.

Основний вплив на вибір динамічних параметрів АЦП, здійснюють динамічні похибки та похибки дискретності, що зумовлює взаємозв'язок параметрів АЦП і перетворюваного сигналу. Статична складова похибки АЦП, також впливає на вибір цих параметрів, тому що існує відповідний взаємозв'язок між статичними і динамічними характеристиками вузлів АЦП. Швидкодійніші вузли характеризуються нижчою точністю. Однак при порівняльному аналізі різних АЦП з однаковими характеристиками вузлів цей зв'язок буде незначним.

Проаналізуємо взаємозв'язок характеристик АЦП та перетворюваного сигналу. Динамічні похибки не тільки характеристиками конкретного АЦП, але й характеристиками процесу аналого-цифрового перетворення, результат якого визначається параметрами АЦП і параметрами перетворюваного сигналу. Значення динамічних похибок Δ_{Id} та Δ_{Hd} , значення часу перетворення, кількість розрядів АЦП, швидкість змінювання або діапазон частот, закон

розподілення та параметри вхідного перетворюваного сигналу виявляються взаємопов'язаними.

Динамічна похибка від впливу перехідних процесів Δ_{Id} визначає швидкодію АЦП. Тривалість перехідних процесів при заданому їх значенні визначає час t_{cc} простих операцій аналого-цифрового перетворення – час перемикання зразкових квантів та їх порівняння з вхідним сигналом на кожному етапі перетворення. Для заданого числа тактів перетворення $l = n$, час перетворення послідовного АЦП визначається таким виразом

$$T_c = \sum_{i=1}^n t_{cci}. \quad (1.30)$$

З виразу (1.29) видно, що динамічна похибка Δ_{Id} залежить від швидкості змінювання (першої похідної) перетворюваного сигналу, яка відповідним чином характеризує вхідний сигнал. На практиці, у телекомунікаційних системах вхідні ВЧ-сигнали характеризуються не швидкістю змінювання, а певною граничною частотою, що є характеристикою частотного спектра сигналу, який перетворюється. У цьому випадку для оцінки максимального значення динамічної похибки АЦП на заданій граничній частоті чи, навпаки, для оцінки граничної частоти згідно заданого значення динамічної похибки користуються такою нерівністю [5]

$$U'_{x\max}(t) \leq \omega_{co} |U_{x\max}(t)|, \quad (1.31)$$

де $\omega_{co} = 2\pi \cdot f_{co}$ – значення частоти зрізу спектра вхідного сигналу, що набуває максимального значення $U_{x\max}$ та максимальної першої похідної $U'_{x\max}$.

Використовуючи нерівність (1.31) при заданому значенні динамічної похибки, можна проводити оцінювання частотного спектра вихідних сигналів АЦП. Слід зазначити, що оцінка, яка одержується при цьому є наближеною, тому що не враховує статистичних властивостей сигналу, а саме: закону розподілення $W(U_x)$, дисперсії σ_x^2 , математичного очікування M_x , кореляційної функції $r(\tau)$.

Точнішу оцінку можна отримати за допомогою значення середнього квадрату динамічної похибки, що у загальному вигляді є функцією всіх параметрів АЦП і характеристик перетворюваного сигналу:

$$\overline{\Delta_{II d}^2} = \varphi[T_c, \omega_c, W(U_x), \sigma_x^2, M_x, r(\tau)]. \quad (1.32)$$

Отже, параметри АЦП: число розрядів і частота дискретизації впливають на значення $\overline{\Delta_{II d}^2}$ та на значення $\Delta_{II d \max}^2$.

Тому для визначення середнього квадрату динамічної похибки потрібно знати статистичні характеристики перетворюваного сигналу та закон розподілення значень вхідного сигналу по всій шкалі АЦП.

Проаналізуємо основні методи зменшення динамічних похибок АЦП. Дослідження динамічних похибок АЦП і аналіз їх основних характеристик є першим кроком у техніці аналого-цифрового перетворення.

Значення динамічних похибок АЦП можна зменшити на базі:

- схемних методів;
- використання комбінованих методів аналого-цифрового перетворення;
- методів контролю та корекції процесу аналого-цифрового перетворення.

Схемні методи використовуються для зменшення динамічних похибок першого роду шляхом використання в аналогових вузлах АЦП пасивних коригувальних ланок або різних способів захисту від перевантажень, які зумовлюють тривалі перехідні процеси [7]. Ці методи добре відомі та часто застосовуються на практиці.

Використання знаходять також комбіновані методи аналого-цифрового перетворення. Згідно цих методів перетворення вхідного ВЧ-сигналу виконується у два етапи, двома різними способами. На першому етапі здійснюється грубе перетворення, а на другому виконується точніше перетворення, з урахуванням змінювання сигналу за часовий інтервал грубого перетворення. Традиційно використовуються в сукупності методи порозрядного та стежного зрівноваження, або методи порозрядного

зрівноваження та методи зчитування, або методи стежного зрівноваження та методи зчитування [9].

Ефективнішими і тому перспективнішими є методи контролю і коригування процесу аналого-цифрового перетворення. Цим методам останнім часом приділяється більше уваги. Сутність їх полягає у тому, що в задані моменти часу виконується контроль процесу перетворення і для випадку виникнення динамічної похибки здійснюється коригування перетворення в бік зниження цієї похибки.

Таким чином, існують способи зниження динамічних похибок АЦП, і в першу чергу метод автоматизованого контролю і коригування, дослідженню якого буде присвячено окремий розділ магістерської роботи.

1.3 Аналіз методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку

Роздільна здатність АЦП та перетворювачів цифра-аналог залежить від значень помилок перетворення, які вважаються складовими частинами, що визначають їх параметри. Знаходження параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення телекомунікаційних систем виконується на базі процедур, що викладені у відповідних документах [8]. Основна похибка як базова метрологічна характеристика має систематичну і випадкову складову. В АЦП існує 3 типи систематичних похибок: постійного зміщення, масштабна та лінійності. Слід зазначити, що методи коригування перших двох видів похибок розроблено досить повно і детально.

Процес зниження похибки лінійності є більш складним. Характер похибки лінійності Δ_n у значній мірі залежить від методу перетворення аналогових сигналів у цифрові та цифрових кодів в аналогові.

Необхідно зазначити, що на шляху досягнення високої точності за рахунок удосконалювання параметрів компонентної бази стоять

фундаментальні обмеження, що обумовлені як можливостями технології виробництва, так і властивостями матеріалів. Притаманні перетворювачам аналог-код високої швидкодії відхилення ваг розрядів від потрібних значень коригуються у процесі виготовлення шляхом лазерного припасування номіналів резисторів або конденсаторів ЦАП, що є складовими частинами пристроїв аналого-цифрового перетворення. Методи лазерного припасування підвищують значення часової та температурної нестабільності АЦП. Такий метод викликає складні перепони щодо досягнення роздільної здатності, яка характерна для 14-бітних пристроїв аналого-цифрового перетворення.

Ефективним вважається метод, що використовує коригування основної похибки чи калібрування та коригування двійкових розрядів пристроїв аналого-цифрового перетворення. Зниження значення статичних похибок можна здійснити корекцією вихідного значення шляхом введення поправки, що представлена в аналоговій формі та сформованої опорним цифроаналоговим перетворювачем. Згідно цього підходу, перетворюваний двійковий сигнал K_{in} подається, як подано на рис. 1.3, на вхід основного ЦАП (ЦАП_{осн}) і у цифровий обчислювальний пристрій (ЦОП). В ЦОП знаходиться код поправки, що подається на вхід коригувального ЦАП (ЦАП_{кор}).

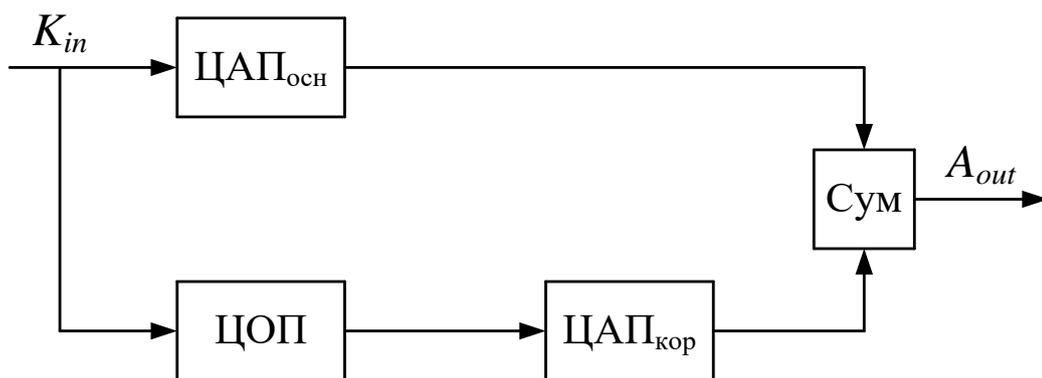


Рисунок 1.3 – Структура коригування вихідного значення двійкового ЦАП

Вихідний сигнал A_{out} отримується на виході аналогового суматора (Σ) сигналів. Такий метод покращення роздільної здатності цифро-аналогового

калібруванню. Кориговальний цифро-аналоговий перетворювач виконує зрівноваження двійкових розрядів, що характеризуються деякою неточністю. Після 1-го зрівноваження заданий двійковий розряд від'єднується і виконується 2-ге зрівноважується набором молодших двійкових розрядів і додатком нульовим двійковим розрядом. Знаходиться різниця двійкових кодів 1-го та 2-го циклу перетворення, що є цифровим кодом похибки контрольованого двійкового розряду. За такою ж методикою знаходяться цифрові сигнали, що представляють похибка інших двійкових розрядів, які запам'товуються в ОЗП обчислювального пристрою.

В основному режимі функціонування на вхід АЦП подається аналоговий сигнал A_{in} , що врівноважується компенсувальним сигналом $A_{comp} = A_{main} + \Delta A_{adj}$, де A_{main} – вихідний сигнал ЦАП_{осн}, а ΔA_{adj} – кориговальна поправка, що формується в ЦАП_{кор}. При цьому, значення двійкового коду ΔA_{adj} розраховується ЦОП на кожному такті, коли вмикаються старші неточні двійкові розряди. Час перетворення в режимі з коригуванням визначається таким виразом

$$t_{tr} = n \cdot t_T + m \cdot t_{cor}, \quad (1.33)$$

де n – число тактів врівноваження;

t_T – значення тривалості такту врівноваження;

m – кількість каліброваних розрядів;

t_{cor} – час визначення кориговальної поправки.

Для випадку, коли похибка формування ваг двійкових розрядів ЦАП_{осн} знаходиться на рівні часток або одиниць відсотків, тоді для багаторозрядних АЦП ($n > 12$) число коригованих двійкових розрядів може сягати значень $m \geq n/2$. У разі, якщо t_{cor} порівняне з t_T , то це викличе помітне збільшення t_{tr} . Використання зазначеного методу для підвищення точності вимагає визначення кориговальних поправок для кожного з „неточних“ двійкових розрядів у процесі врівноважування та призводить до зниження швидкодії перетворення для АЦП.

Одним з напрямів розвитку АЦП порозрядного наближення є використанням надлишкових позиційних систем числення (НПСЧ). Виконаємо дослідження самокаліброваних пристроїв аналого-цифрового перетворення (САЦП) з використанням надлишкових позиційних систем числення.

У НПСЧ застосовується недвійкова основа системи числення $1 < \alpha < 2$, а ваги розрядів представляються у такому вигляді

$$Q_i = q \cdot \alpha^i, \quad (1.34)$$

де q – значення ваги молодшого розряду.

Будь-яке дійсне число може бути представлене в НПСЧ у вигляді такої суми ваг розрядів

$$X = \sum_{i=0}^N a_i \cdot q \cdot \alpha^i, \quad (1.35)$$

де $a_i = \overline{0,1}$ – двійковий i -ий біт N -розрядного результату перетворення.

Особливістю НПСЧ є існування а кількох цифрових кодів для подання одного числа.

До класу кодів з НПСЧ відносять код на базі „золотої пропорції“ з основою $\alpha = (\sqrt{5} + 1)/2 \approx 1,618$ [11]. „Золота пропорція“ є межею відношення двох сусідніх чисел ряду Фібоначчі:

$$\alpha = \lim_{i \rightarrow \infty} \frac{F_i + 1}{F_i}. \quad (1.36)$$

Теорія та практика АЦП, що самокалібруються, на базі використання НПСЧ представлена у наукових роботах Азарова О.Д. Зарубіжні науковці теж працюють у цьому напрямку. Прикладом цього є використання НПСЧ із основою $\alpha = 1,85$ у 16-розрядному пристрої аналого-цифрового перетворення, що розроблений фірмою Intersil.

Основна перевага НПСЧ, що реалізована при аналого-цифровому перетворенні полягає у відсутності розривів у характеристиці перетворення, що викликані відхиленням реальних ваг розрядів від їхніх номінальних значень. Для

двійкових АЦП ці відхилення не повинні перевищувати значення половини молодшого розряду. Для АЦП на базі „золотої пропорції“ значення відносної похибки ваг розрядів за рахунок технологічних, температурних, часових чинників може досягати до 24%, що не призведе до пропусків кодів. Отже, є можливість, маючи точні значення реальних ваг розрядів АЦП, що беруть участь у перетворенні, отримати точне значення вхідного аналогового сигналу. Задача полягає у визначенні точних значень двійкових розрядів у самокалібрувальному режимі функціонування САЦП.

Описаний метод коригування помилкових бітів у АЦП маючи ряд переваг характеризується деякими недоліками. АЦП такого типу призначено для побудови багаторозрядних перетворювачів (від 18-ти до 24-х розрядів), але мають обмежену смугу робочих частот (до 2 МГц).

Сутність методу тестової корекції похибок АЦП базується на принципах апроксимації характеристики передавання аналого-цифрового тракту на базі кусково-лінійної функції:

$$y = a_{1i} \cdot x_* + a_0, \quad i = 1, 2, 3, \dots, m, \quad (1.38)$$

де m – число апроксимувальних відрізків.

Згідно цього методу здійснюються допоміжні перетворення вхідного сигналу, потім виконується знаходження значень коефіцієнтів a_{1i} і a_{0i} та визначається дійсне значення вимірюваного сигналу.

Структура АЦП, що реалізує такий метод коригування представлена на рис. 1.5.

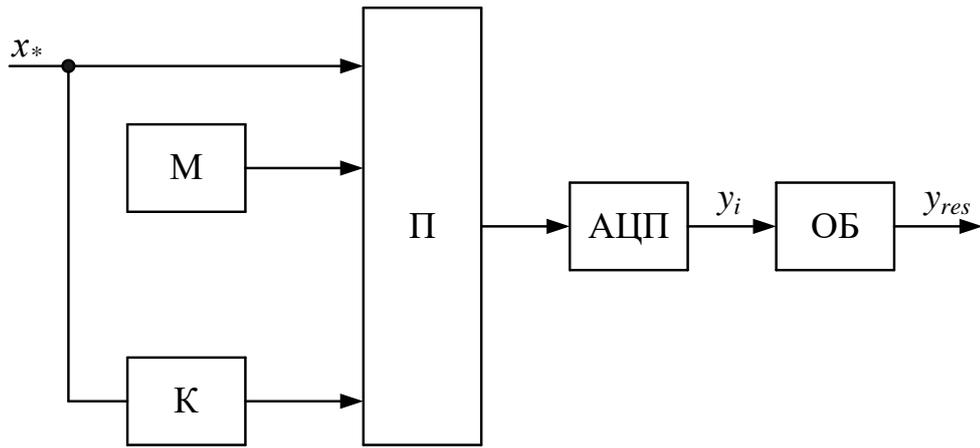


Рисунок 1.5 – Структура АЦП, що реалізує метод корекції похибок тестового типу

Процедура перетворення містить 3 послідовних робочих етапи. На першому етапі до входної шини АЦП під'єднуються вимірюваний сигнал x_* . Протягом 2-го такту на вхід АЦП подається сума вимірюваного сигналу та зразкової міри $x_* + M$. У третьому такті до входу АЦП під'єднуються вимірюваний сигнал, помножений на коефіцієнт передавання перетворювача масштабувального типу K . На базі 3-х перетворень отримують таку систему рівнянь

$$\begin{cases} y_1 = a_1 \cdot x_* + a_0; \\ y_2 = a_1 \cdot (x_* + M) + a_0; \\ y_3 = a_1 \cdot k \cdot x_* + a_0, \end{cases} \quad (1.38)$$

звідки маємо

$$y_{res} = \frac{M}{1-k} \cdot \frac{y_1 - y_3}{y_2 - y_1} = x_*. \quad (1.39)$$

Необхідні процедури додавання цифрових кодів, множення на відповідний масштабувальний параметр здійснюється за допомогою обчислювального блоку. Водночас, компонента похибки нелінійного типу збільшується при зменшенні ділянки апроксимації.

У випадку складності визначення значення коефіцієнта передавання K масштабного перетворювача з низькою похибкою, тоді здійснюється 4-е перетворення, у процесі якого на вхід АЦП подається значення $K \cdot (x_* + M) = y_\varphi$.

Тоді результат коригування дорівнює

$$y_{res} = M \cdot \frac{y_1 - y_3}{(y_1 - y_3) - (y_2 - y_4)}. \quad (1.40)$$

Достоїнством методів згідно вразів (1.39) та (1.40) є те, що вони дозволяють коректувати більшість складових похибки статичного типу вимірювального кола, використовуючи лише одне значення зразкової міри вимірюваного сигналу та 1-ступеневий перетворювач. Знаходження суми вимірюваного сигналу та опорного сигналу є реальною процедурою для більшості тестових сигналів.

Недоліком цього методу корекції є потреба визначення приблизно однакових чисельних параметрів. Довжина ділянки апроксимації має бути не вищою 0,05 – 0,1 від максимального значення контрольованого сигналу. Слід зазначити, що при реалізації алгоритму (1.39) значення похибки дискретності впливає на результати вимірювання $y_1 - y_4$ так, що сумарна похибка збільшується у 4 – 8 разів. Водночас, при виконанні алгоритму згідно виразу (1.40) сумарна похибка збільшується у 40 – 80 раз. Звідси виникає необхідність зменшити значення дискретної похибки.

З метою зменшення значення похибки у динамічному режимі потрібно визначити x_* , $x_* + M$ і $K \cdot x_*$ з використанням 3-х АЦП з однаковими технічними характеристиками. Якщо процедура контролю у 3-х АЦП завершується синхронно, тоді при корекції за (1.39) значення динамічної похибки в результаті коригування не має підсилюватись. Структурна схема такого пристрою аналого-цифрового перетворення наведена на рис. 1.6.

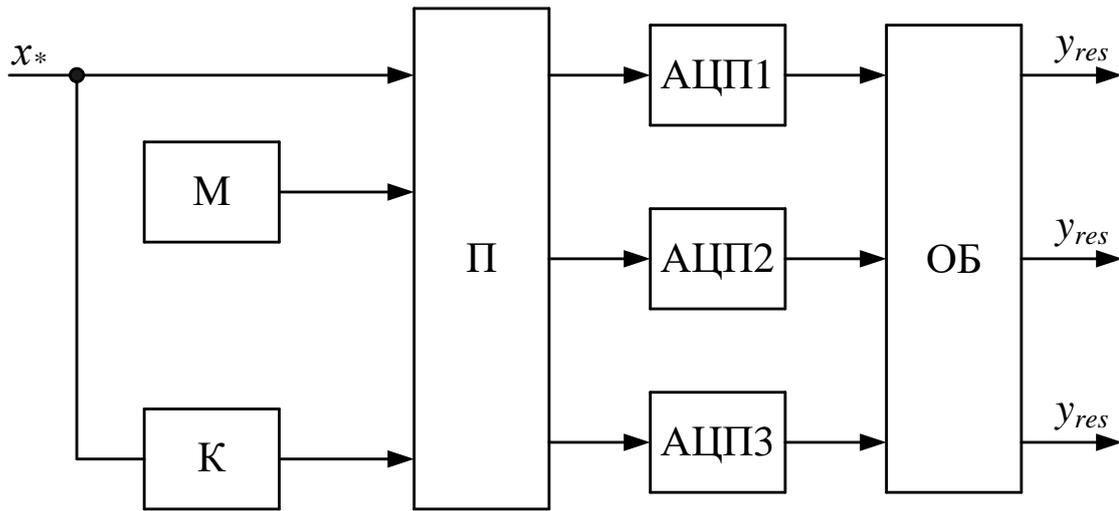


Рисунок 1.6 – Структура пристрою з 3-ма АЦП

На всіх часових інтервалах набір з трьох АЦП визначає x_* , $x_* + M$ і $K \cdot x_*$. При цьому у різних часових інтервалах ці значення за допомогою перемикача П подаються до усіх пристроїв аналого-цифрового перетворення. В результаті формується 9 кодів. Подальший процес оброблення цих кодів дає змогу знайти значення \bar{x}_* у тактові моменти часу, коли в АЦП відсутні динамічні похибки.

Зменшення випадкових похибок АЦП здійснюється при реалізації алгоритму коригування за допомогою засобу, структуру якого показано на рис. 1.7. Функціонування пристрою розпочинається з процедури калібрування. У межах цієї процедури виконується 3 кроки обчислення значень x_* , $x_* + M$ та $K \cdot x_*$. За отриманими кодами $y_1 - y_3$ у першому обчислювальному блоці знаходяться значення \tilde{a}_1 і \tilde{a}_0 коефіцієнтівів апроксимації a_1 і a_0 характеристики передачі пристрою аналого-цифрового перетворення:

$$\tilde{a}_1 = \frac{y_2 - y_1}{M} = a_1 + \Delta a_1; \quad (1.41)$$

$$\tilde{a}_0 = y_1 - \frac{y_1 - y_3}{1 - k} = a_0 + \Delta a_0, \quad (1.42)$$

де Δa_1 і Δa_0 – значення випадкових похибок оцінок.

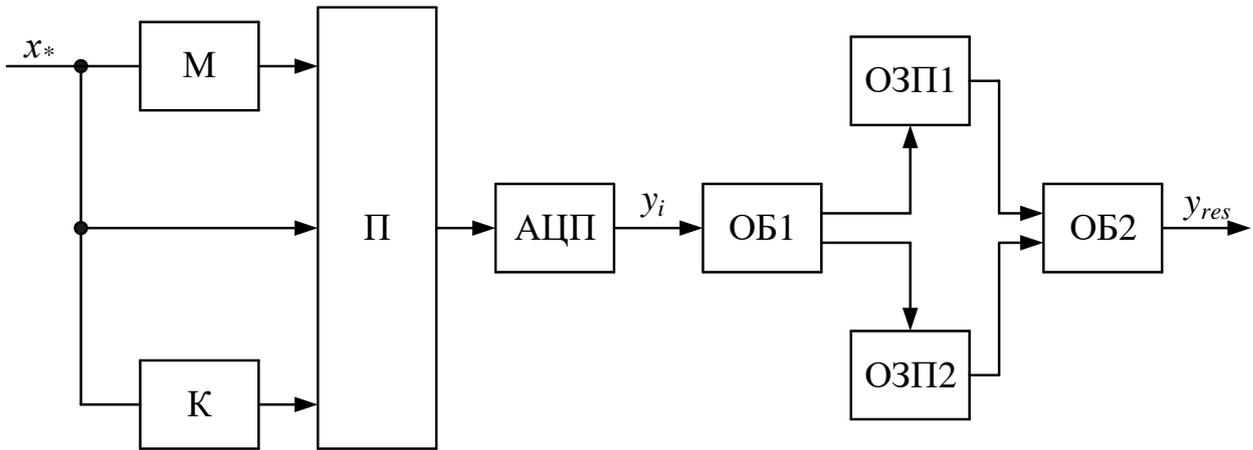


Рисунок 1.7 – Структура самокоригувального АЦП

Визначені параметри \tilde{a}_1 і \tilde{a}_0 фіксуються в комірках оперативних запам'ятовуючих пристроїв ОЗП1 і ОЗП2. Процедура калібрування містить n тестувань та подальше усереднення оцінок:

$$\tilde{a}_1 = \frac{\sum_{i=1}^n (\tilde{a}_1)_i}{n} = a_1 + \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta a_1)_i}{n}; \quad (1.43)$$

$$\tilde{a}_0 = \frac{\sum_{i=1}^n (\tilde{a}_0)_i}{n} = a_0 + \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta a_0)_i}{n}. \quad (1.44)$$

Якщо $(\Delta a_1)_i$ та $(\Delta a_0)_i$ є некорельованими випадковими похибками, то $n \cdot \bar{a}_1 \rightarrow a_1$ та $n \cdot \bar{a}_0 \rightarrow a_0$. Кількість кроків n процедури самокалібровки задають, керуючись вимогами відмінності \tilde{a}_1 та a_1 і \tilde{a}_0 та a_0 . Після завершення процедури калібрування при виконанні $(n+1)$ -го циклу тестування відкориговане значення знаходиться як

$$y_{res} = \frac{(y_1 - \tilde{a}_0)}{\tilde{a}_1}. \quad (1.45)$$

Одночасно за (1.43) і (1.44) знаходять $(n+1)$ -і оцінки $(\tilde{a}_1)_{n+1}$ і $(\tilde{a}_0)_{n+1}$, що запам'ятовуються у двох буферних запам'ятовувальних пристроях для визначення усереднених значень \tilde{a}_1 і \tilde{a}_0 .

З метою зменшення похибки скоректованого цифрового сигналу до значення, що є співставним зі значенням похибки АЦП випадкового типу, кількість етапів контролю n повинна перевищувати величину 10^2 . На протязі етапу калібрування вимірюваний сигнал x_* повинен бути незмінним. При використанні цього методу корекції пристроїв аналого-цифрового перетворення зниження випадкових похибок швидкозмінної природи є складною процедурою.

Серед основних методів до покращення роздільної здатності АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку можна виділити два основних напрямки:

- застосування конструкторсько-технологічних методів;
- застосування структурно-алгоритмічних методів.

Остання група методів називається кібернетичною, тому що вона ґрунтується на додатковій обробці вхідних сигналів АЦП.

Перша група ґрунтується на покращенні технологічних процесів випуску ВІС АЦП та їх базових елементів. Подальше покращення роздільної здатності АЦП технологічними методами можна здійснювати шляхом використання нових матеріалів та принципово нових технологій.

Застосування структурно-алгоритмічних методів вирішує проблему створення АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку на базі компонентів середнього класу точності з використанням методів структурної і алгоритмічної надлишковості.

2 РОЗРОБКА АЦП ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОВЗ'ЯЗКУ З КОРИГУВАННЯМ ДИНАМІЧНИХ ПОХИБОК У ФАЗОВІЙ ОБЛАСТІ

2.1 Аналіз методу коригування динамічних похибок АЦП у фазовій області

На даний час існує ряд пристроїв АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку, що використовують структурну надлишковість. Основними типами ВІС АЦП, що функціонують з високочастотними сигналами вважаються перетворювачі паралельного і паралельно-послідовного типу. Ці АЦП побудовано на базі резистивної матриці, стробувальних аналогових компараторів та цифрових дешифраторів унітарного коду. У цих АЦП з'являються похибки динамічного типу, що зумовлені фізичною природою процесу стробування неперервних сигналів у вхідних колах компараторів аналогового типу.

На практиці, пристрої аналого-цифрового перетворення відрізняються від ідеальних тим, що їх характеристики при функціонуванні з ВЧ-сигналами набувають значень, що не відповідають відповідним характеристикам, отриманим статичному режиму функціонування АЦП. Це пояснюється:

- зростанням значень нелінійності диференціального типу та ефект пропуску двійкових кодів, при цьому значення нелінійності диференціального типу перевищує показник ± 2 ОМР;

- зростанням значень нелінійності інтегрального типу, що визначає в цілому ХП АЦП.

Основними чинниками підвищення диференціальної й інтегральної нелінійності перетворювачів аналог-код у динамічному режимі є сильна часова залежність режимів роботи аналогових компараторів від крутості зміни вхідного ВЧ-сигналу та ефект перезбудження компараторів.

Такий механізм появи похибки АЦП динамічного типу спонукає розглянути способи покращення точності АЦП у динамічному режимі. Методом вирішення цієї проблеми вважається зниження апертурної невизначеності та нелінійності АЦП шляхом покращення компонентної бази і

збільшення широкосмуговості вузлів аналогових компараторів. Впровадження даного напрямку обумовлено розвитком технології виробництва великих інтегральних мікросхем. Окрім удосконалення елементної бази можуть застосовуватись структурні методи підвищення роздільної здатності АЦП.

Одним із способів покращення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення є коригування динамічних похибок I та II роду для АЦП ВЧ-сигналів. При цьому оптимальним є метод корекції значення динамічних похибок, що ґрунтується на застосуванні способу табличної корекції сигналів на виході АЦП.

Методика контролю динамічних параметрів АЦП повинна базуватися на моделі об'єкта дослідження – АЦП. Відповідно до фізичної моделі АЦП аналіз динамічних параметрів полягає у визначенні динамічних похибок способом подачі тестового сигналу та імпульсів дискретизації, подальшої реєстрації та оброблення результатів аналого-цифрового перетворення сигналів.

Динамічну похибку АЦП на i -тому кроці можна подати як різницю між вихідним кодом АЦП і цифровим еквівалентом ідеально перетвореного вхідного сигналу без урахування статичних похибок

$$\Delta_d(i \cdot T_S) = y(i \cdot T_S) - x(i \cdot T_S), \quad (2.1)$$

де $y(i \cdot T_S)$ – значення вихідного сигналу АЦП;

$x(i \cdot T_S)$ – ідеально перетворений аналоговий сигнал на вході АЦП;

T_S – значення періоду дискретизації.

Статичні похибки АЦП мають значний вплив на точність знаходження динамічних параметрів пристроїв аналого-цифрового перетворення. Тому потрібно застосовувати таку методику.

1). Процес дослідження АЦП в динамічному режимі потрібно виконувати після перевірки статичних параметрів перетворювачів з відповідним аналізом їх допустимих значень.

2). При виконанні динамічного тестування АЦП має працювати при такому режимі, при якому похибки перетворення у динамічному режимі суттєво перевищують похибки перетворення у статичному режимі.

Такі кроки потрібно здійснювати для забезпечення адекватної оцінки динамічних параметрів АЦП, у разі виявлення похибки, що є сумарною оцінкою динамічних і статичних характеристик пристрою аналого-цифрового перетворення. Відхилення параметрів АЦП у статичному режимі можуть бути враховані на етапі обробки результатів контролю.

Значення динамічних похибок АЦП $U(t)$ залежать від крутості змінювання сигналу $U(t)$

$$\Delta_d(i) = \left(\frac{dU}{dt} \Big|_{t=t_i} \right) \cdot \tau_{d_i} \cdot \quad (2.2)$$

Тому замість простору сигналів можна розглядати фазовий простір траєкторії деякого засобу, що характеризується сигналами $U(t)$. Тоді заданому типу сигналів АЦП відповідає фазова область $\{U, dU/dt\}$. Вибір тестового сигналу полягає у виборі траєкторії у цій області.

Одним з методів корекції вихідного сигналу АЦП з визначенням крутості зміни вхідних сигналів є застосування таблиці коригування у просторі станів (ТПС), як це подано на рис. 2.1.

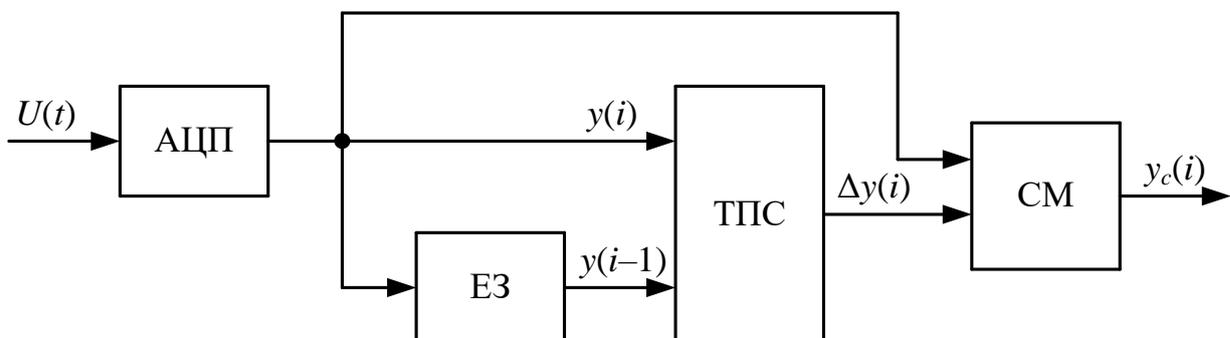


Рисунок 2.1 – Структурна схема, що представляє процес корекції значень динамічних похибок АЦП на основі таблиці простору станів

Для цього попереднє $y(i-1)$ і поточне $y(i)$ значення на вході АЦП утворюють адресний сигнал, згідно якого знаходиться вихідний код АЦП:

$$[y(i-1), y(i)] \rightarrow \Delta y(i). \quad (2.3)$$

Згідно цього способу цифрові сигнали $y(i)$ і $y(i-1)$ формують адресні слова для ТПС з кількістю розрядів: $m = 2 \cdot n$. Даний метод адресації створює 2-розмірний масив, де $y(i)$ і $y(i-1)$ застосовуються для утворення таких 2-х кодів. З метою синхронізації часової діаграми відліків $y(i-1)$ застосовується елемент затримки часового інтервалу (ЕЗ).

Така 2-розмірна таблиця є наочним варіантом застосування методу на базі простору станів. У загальному випадку може застосовуватись l затриманих вибірок для формування адреси чергового коригувального параметра:

$$[y(i), y(i-1), \dots, y(i-l)] \rightarrow \Delta y(i). \quad (2.4)$$

Для цього випадку необхідно мати l параметрів, що характеризують затримку і дають змогу синхронізувати процес формування адреси з таким числом розрядів: $m = (l+1) \cdot n$. Для даного методу існує складність, що пов'язана зі зростанням об'єму ОЗП для збереження масиву значень коригувальних параметрів $M = 2^m = 2^{(l+1)n}$. Тому застосування способу на базі таблиці простору станів є адекватним тільки для корекції динамічних похибок 6-розрядних АЦП середньої швидкодії.

Ефективнішим методом зниження динамічних похибок АЦП є процес коригування результатів аналого-цифрового перетворення сигналів у фазовій області. При цьому необхідно визначити похибку $\Delta_d(i \cdot T_S)$ для кожного i -го цифрового значення вихідного сигналу АЦП. Значення динамічної похибки на кожному кроці квантування залежить не тільки від інерційних властивостей АЦП, але і від швидкості зміни вхідного сигналу на вході АЦП. Тому при оцінюванні динамічної похибки $\Delta_d(i \cdot T_S)$ потрібно враховувати вихідний код

АЦП $y(i \cdot T_S)$ та крутість сигналу $y'(i \cdot T_S)$. Тому, при цьому потрібно знайти похибку динамічного типу як функцію 2-х аргументів $\Delta_d[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]$.

Структуру методу коригування на базі фазової області представлено на рис. 2.2.

Фазо-площинна адресація у цій структурі вважається альтернативною адресації простору станів. У цьому випадку використовується 2-розмірна фазо-площинна таблиця (ФПТ), де зберігаються коригувальні коефіцієнти. Адреси для цієї таблиці утворюються з поточної вибірки АЦП $y(i)$ та значення крутості сигналу для кожної вибірки $y'(i)$:

$$[y(i), y'(i)] \rightarrow \Delta y(i). \quad (2.5)$$

Значення крутості сигналу може знаходитися у блоці цифрового диференціатора (ЦД).

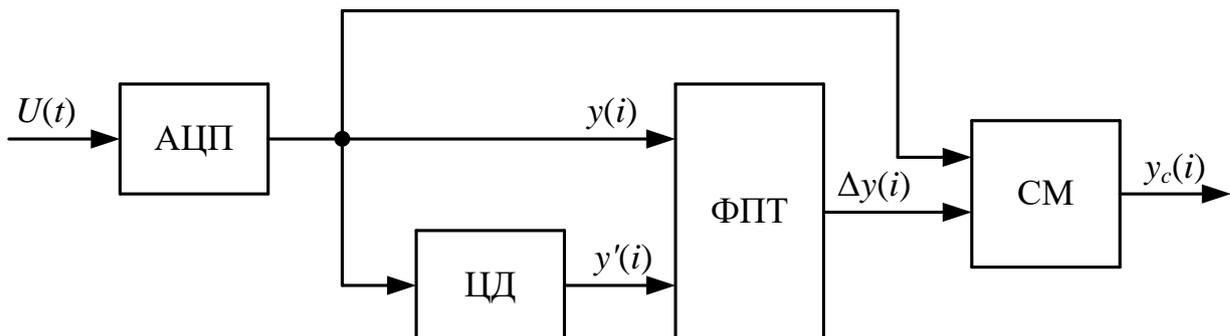


Рисунок 2.2 – Структура методу фазо-площинного коригування динамічних похибок АЦП

Корекція цифрового коду АЦП на i -тому кроці здійснюється шляхом віднімання від вихідного коду АЦП визначеної оцінки динамічної похибки. Тоді скориговане значення АЦП дорівнює

$$y_c(i \cdot T_S) = y(i \cdot T_S) - \Delta y[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]. \quad (2.6)$$

Застосування фазо-площинного методу покращення роздільної здатності призводить до підвищення обсягу компонентів пристроїв аналого-цифрового

перетворення та до зниження частоти дискретизації, що обумовлено наявністю процедур попереднього оброблення вихідного цифрового сигналу АЦП. Цей недолік послаблюється спрощенням аналогової частини АЦП та можливістю побудови точних засобів аналого-цифрового перетворення на неточних цифрових вузлах. Це відіграє велику роль, тому що такі способи покращення роздільної здатності АЦП є перспективним напрямом розвитку засобів аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку.

2.2 Аналіз та вибір типу випробувального сигналу АЦП

При аналізі динамічних параметрів АЦП потрібно здійснити вибір класу випробувальних сигналів.

Для знаходження параметрів $\Delta y[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]$ потрібно обрати клас випробувального сигналу для АЦП, який створює умови для здійснення калібровки рівнів квантування компараторів в АЦП і здійснити оцінювання адекватності похибок АЦП у динамічному режимі.

З метою калібровки пристроїв аналого-цифрового перетворення у якості випробувальних сигналів часто використовуються сигнали: ступінчастої та синусоїдальної форми. Одночастотна методика калібровки ґрунтується на ефекті аналізу рівнів спотворення тестового сигналу АЦП синусоїдальної форми. Водночас, пристрої аналого-цифрового перетворення у телекомунікаційних системах працюють зі складними сигналами. В результаті аналого-цифрового перетворення складних сигналів у спектрі вихідного сигналу АЦП виникають паразитні інтермодуляційні та шумові складові. Тому знайдені за однотональною методикою похибки динамічного типу є адекватними лише при функціонуванні АЦП з вхідними сигналами синусоїдального типу. Характеристика передачі АЦП нелінійного типу порушує принцип суперпозиції, а це призводить до того, що при функціонуванні АЦП зі спектрально насиченими вхідними сигналами

відкориговані цифрові відліки перетворювача аналог-код за результатами калібровки на синусоїдальних сигналах виявляються некоректними. Тому, ефективним випробувальним сигналом, що покращує адекватність визначення нелінійності АЦП є двочастотний сигнал, енергетичний спектр якого має 2 складові зі значеннями частот ω_1 і ω_2 і амплітуд U_{m1} та U_{m2} :

$$U_T(t) = U_{m1} \cdot \cos \omega_1 t + U_{m2} \cdot \cos \omega_2 t. \quad (2.7)$$

Для аналізу поведінки обвідної двотонального сигналу використовують перетворення Гільберта:

$$U_B(t) = \left[U_T^2 + U_T^{*2}(t) \right]^{1/2}, \quad (2.8)$$

де $U_T^*(t)$ – сигнал, що спряжений до початкового.

Для вхідного двотонального сигналу $U_T(t)$ спряжений сигнал такий:

$$U_T^*(t) = U_{m1} \sin(\omega_1 t) + U_{m2} \sin(\omega_2 t). \quad (2.9)$$

Миттєва частота такого сигналу дорівнює

$$\omega(t) = \frac{U_T'(t) \cdot U_T^*(t) - U_T^*(t)' \cdot U_T(t)}{U_T^2(t) + U_T^{*2}(t)}. \quad (2.10)$$

Підставляючи у (2.9) і (2.10) значення $U_T(t)$ і $U_T^*(t)$ та враховуючи, що $U_{m1} = U_{m2}$ і $\omega_2 - \omega_1 = \Delta\omega$, можна отримати

$$U_B(t) = U_{m1} [2 + 2 \cos(\Delta\omega \cdot t)]^{1/2}. \quad (2.11)$$

З урахуванням (2.7) і (2.8) співвідношення для двочастотного випробувального сигналу АЦП набуде такого вигляду

$$U_T(t) = U_{ADC} \cos(\Delta\omega \cdot t) \cdot \cos[(\omega_1 + 0,5\Delta\omega) \cdot t], \quad (2.12)$$

де $U_{ADC} = 2U_{m1} = 2U_{m2}$ – максимальне значення напруги аналогового сигналу на вході АЦП, який має покривати випробувальним впливом увесь динамічний діапазон перетворювача.

Форму двочастотного випробувального сигналу подано на рис. 2.3.

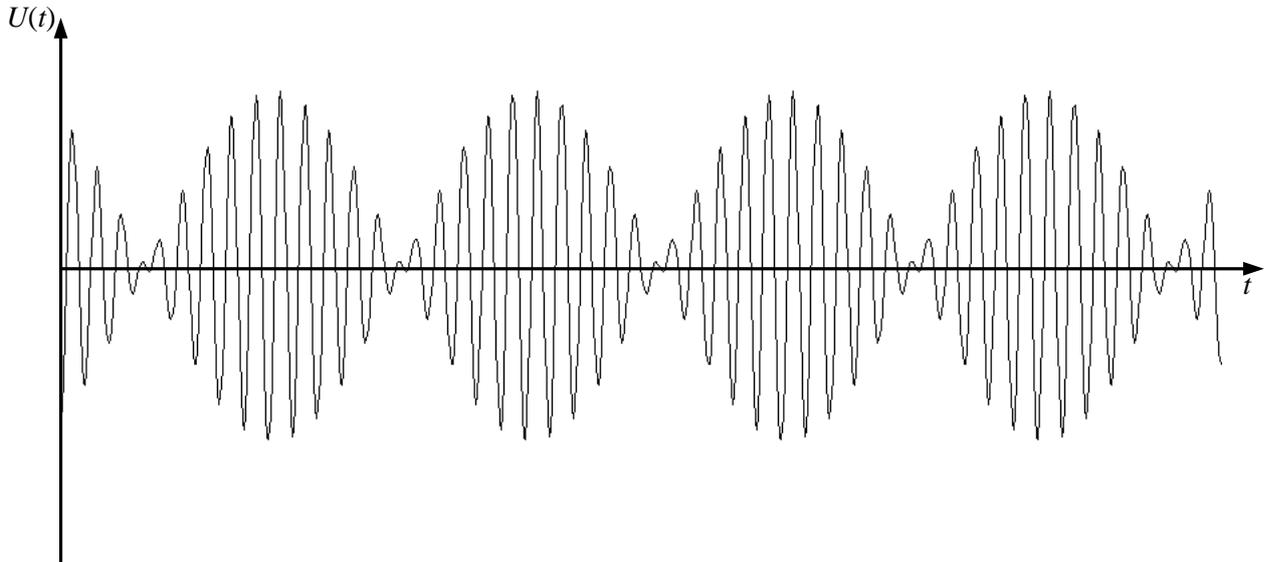


Рисунок 2.3 – Двотональний випробувальний сигнал

Для двочастотного тестового сигналу спостерігається ефект биття зі значенням частоти $\Delta\omega$. Такий паразитний сигнал не має синусоїдальної форми, хоча і характеризується деякою схожістю з ним. Отже, обраний двочастотний випробувальний сигнал створює умови для врахування при корекції АЦП рівнів комбінаційних і гармонічних спотворень, застосовуючи добре сформовані методики аналізу пристроїв нелінійного типу. При цьому двотональні сигнали досить просто отримати використовуючи наявний парк генераторів сигналів синусоїдальної форми.

З'ясуємо, наскільки двотональні випробувальні сигнали адекватні задачі визначення коригувальних коефіцієнтів для АЦП. Одним із методів дослідження сигналів є їх аналіз у фазовій області. У разі представлення сигналу координатами x і y , то для дослідження його параметрів можна сигнал зобразити у прямокутній системі координат, що називаються

координатами у фазовій області. Непрямим чином часовий параметр представляється так: заданому часовому відліку t_i ставляться у відповідність такі координати $x(t_i)$ і $y(t_i)$, що представляються в координатах осей x і y відповідною точкою. У разі зміни значення t ця точка переміщається у фазовій області. У результаті такого переміщення лишається слід, який називають траєкторією фази. Найпоширенішим є метод зображення, за якого використовують 2 фазові змінні: основна координата x і швидкість її зміни

$$y = \frac{dx}{dt}.$$

Сигнали на вході пристрою аналого-цифрового перетворення повинні відповідати таким умовам:

$$\begin{aligned} -U_{ADC} < U_T(t) < U_{ADC}; \\ -S < \frac{dU_T(t)}{dt} < S, \end{aligned} \quad (2.13)$$

де $-S$ і S – значення граничної швидкості зміни сигналу.

З урахуванням (2.12) маємо криву сигналу на вході АЦП у фазовій області, що знаходиться у таких межах:

$$\begin{aligned} -U_{ADC} < U_{ADC} \cos(\Delta\omega \cdot t) \cdot \cos[(\omega_1 + 0,5\Delta\omega) \cdot t] < U_{ADC}; \\ -S < -U_{ADC}(\omega_1 + 0,5\Delta\omega) \cdot \cos(\Delta\omega) \cdot \sin[(\omega_1 + 0,5\Delta\omega) \cdot t] < S. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Фазовий образ двотонального сигналу з урахуванням (2.14) подано на рис. 2.4. Як видно з цього рисунку фазова траєкторія сигналу у фазовій області знаходиться у межах контуру з такими граничними точками: U_{ADC} , $-S$, $-U_{ADC}$, S .

Графічний еквівалент похибки АЦП у динамічному режимі представлено фазовою траєкторією. Виконуючи процедуру зміни частоти чи значення амплітуди випробувального сигналу можна накрити тестовими відліками необхідну ділянку фазової області. При цьому комбінаціями пар $(x; dx/dt)$, що

задають положення точки забезпечується повний масив даних щодо крутості зміни та значень амплітуд сигналу у заданій ділянці фазової області, що відповідає реальним значенням сигналу на вході АЦП.

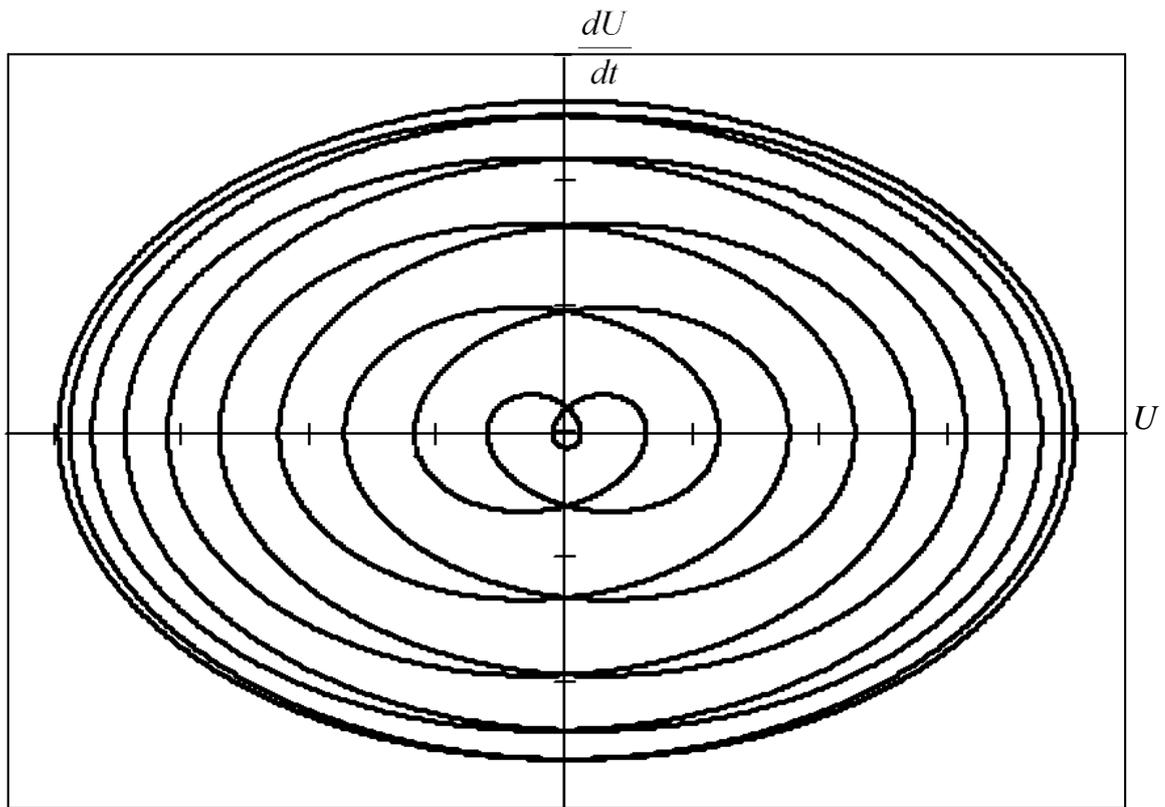


Рисунок 2.4 – Форма двочастотного випробувального сигналу у фазовій області

Параметри тестового сигналу $U_T(t)$ мають задовольняти нормам, які накладають обмеження на входні сигнали АЦП. При цьому значення $U_T(t)$ та $U_T(t)/dt$ у заданому часовому інтервалі мають своє відображення у фазовій області $\{x, dx/dt\}$, що залежать від параметрів сигналів на вході АЦП. Окрім того, задання смуги частот випробувального сигналу повинно враховувати умови теореми відліків. У разі недотримання цих умов виникає ефект накладання спектрів сигналів. Тому значення частоти дискретизації АЦП

$$\omega_s > 2\omega_2. \quad (2.15)$$

Двочастотний сигнал характеризується відповідною смугою робочих частот, тому правило вибору значень частот ω_1 і ω_2 можна представити у такому вигляді:

$$\omega_2 - \omega_1 \ll 0,5(\omega_2 + \omega_1). \quad (2.17)$$

Виходячи з (2.17), можна константувати, що компоненти двотонального сигналу потрібно задавати зі значеннями частот, які різняться між собою не більше 5%.

2.3 Знаходження значень динамічних похибок пристрою аналого-цифрового перетворення для його калібрування

В процесі калібрування необхідно визначити динамічні похибки АЦП на усій множині відліків сигналу на вході перетворювача за амплітудою та за швидкістю зміни. Згідно рис. 2.3, за результатами оцінювання у контрольних точках кривої у фазовій області важко визначити динамічні похибки АЦП для відліків, що не потрапляють на цю криву. Виконуючи зміну значення амплітуди та частоти двочастотного впливу (U , dU/dt) важко побудувати масив даних амплітуд та крутостей тестового сигналу, що відповідає ділянкам фазової області. Потрібно зазначити, що ці ділянки повинні покриватись тестовими відліками, тому що на них пристрій аналого-цифрового перетворення набуває максимальних значень похибок.

Для коректного тестування АЦП при роботі зі складними сигналами потрібно ввести у випробувальний сигнал додатковий компонент у вигляді постійного зміщення U_0 . Звідси випробувальний сигнал можна подати сумою постійного і двотонального сигналів

$$U_T(t) = U_0 + U_{ADC} \cdot \cos[(\omega_1 + 0,5\Delta\omega)t] \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t). \quad (2.17)$$

Змінюючи значення U_0 , U_{ADC} , ω_1 і ω_2 можна створити різні поєднання параметрів U і dU/dt для тестування пристроїв аналого-цифрового перетворення. Водночас, область знаходження вхідних випробувальних

сигналів, що задана у фазовій області може бути охопленою сіткою перевірних точок (рис. 2.5).

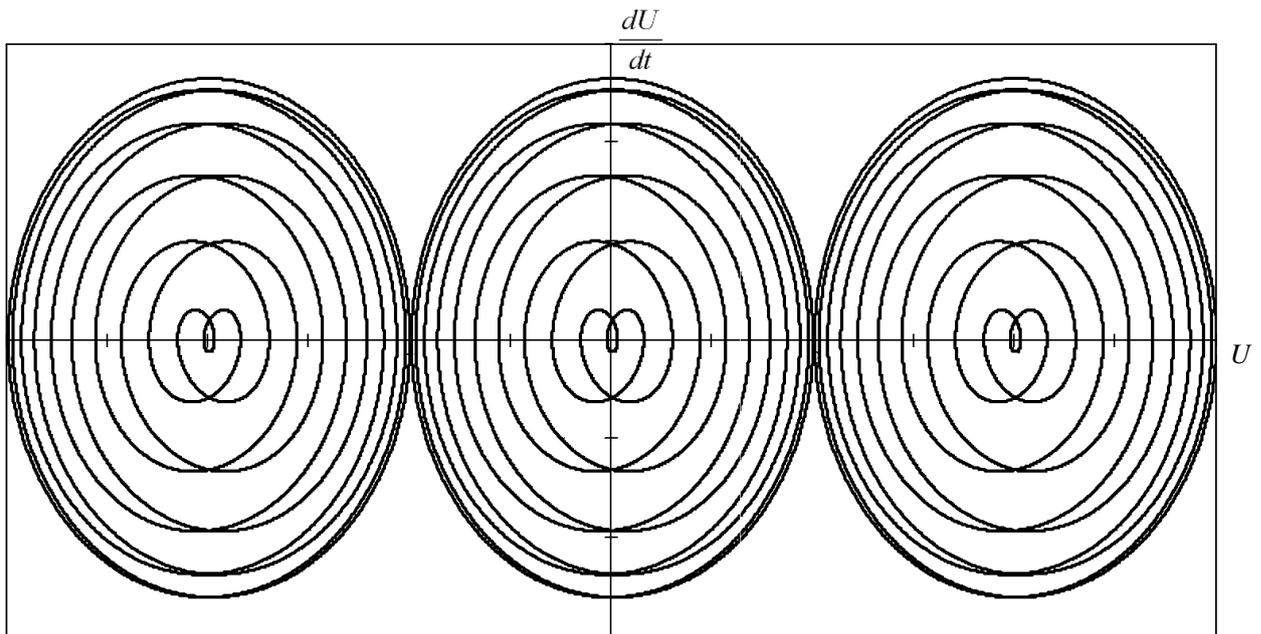


Рисунок 2.5 – Траєкторії випробувального сигналу у фазовій області

Методика знаходження похибок у динамічному режимі при калібровці пристроїв аналого-цифрового перетворення містить такі процедури. Насамперед, до входу АЦП подається постійна напруга зміщення U_0 , виконується L дискретних відліків, у результаті цього фіксуються цифрові коди $N(t_i)$. Після цього на вхід пристрою аналого-цифрового перетворення подається двотональний випробувальний сигнал (2.17) з тією ж напругою зміщення U_0 . Строб-пуск пристрою аналого-цифрового перетворення виконується у часові моменти t_{i+1} і t_{i+2} , при яких значення фази обвідної випробувального сигналу набуває 0 і π (рис. 2.6).

Цифрові еквіваленти випробувального сигналу $N(t_{i+1})$ і $N(t_{i+2})$ фіксуються, що дає змогу виконати порівняння результатів перетворення типу «аналог-код» одного значення випробувального сигналу у статичному та динамічному режимах

$$(U = U_0; dU / dt = U_{ADC}(\omega_1 + 0,5 \cdot \Delta\omega) \cdot \cos \Delta\omega \cdot \sin[(\omega_1 + 0,5 \cdot \Delta\omega)t]).$$

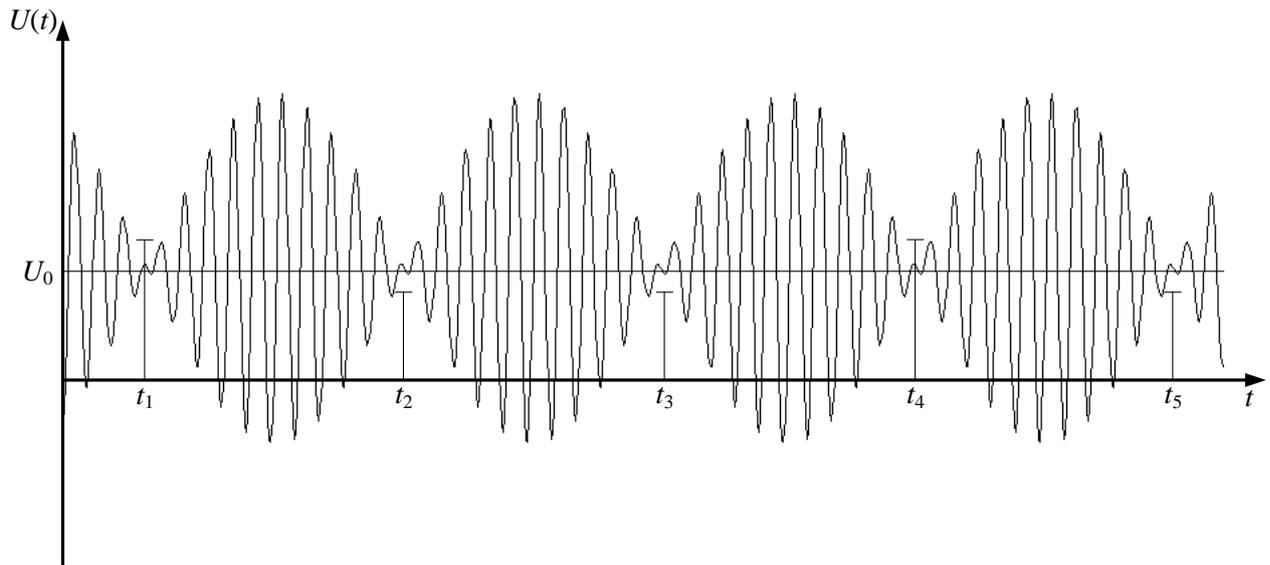


Рисунок 2.6 – Форма двотонального тестового сигналу з сигналом зміщення

При функціонуванні АЦП з постійними сигналами точки у фазовій області мають такі координати:

$$\begin{aligned} U &= U_0; \\ dU / dt &= 0. \end{aligned} \quad (2.18)$$

А в динамічному режимі координати точки знаходяться так

$$\begin{aligned} U &= U_0; \\ dU / dt &= U_{ADC}(\omega_1 + 0,5 \cdot \Delta\omega) \cdot \cos \Delta\omega \cdot \sin[(\omega_1 + 0,5 \cdot \Delta\omega)t]. \end{aligned} \quad (2.19)$$

Такий підхід усуває взаємодію динамічних і статичних похибок.

Значення похибки АЦП динамічного типу у часових точках відліків t_{i+1} та t_{i+2} за умов використання двотонального випробувального сигналу з частотами ω_1 і ω_2 , дорівнює

$$\Delta d(t_{i+j}, \omega_1, \omega_2, N_0) = N(t_{i+j}) \cdot h - N_0 \cdot h_0. \quad (2.20)$$

Результати оброблення масиву відліків АЦП у статичному режимі дають змогу знайти таку оцінку:

$$\tilde{U}_0 = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L N(t_i) \cdot h. \quad (2.21)$$

З урахуванням (2.21) значення динамічної похибки АЦП визначається так:

$$\Delta d(t_{i+j}, \omega_1, \omega_2, N_0) = N(t_{i+j}) \cdot h - \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L N(t_i) \cdot h. \quad (2.22)$$

Виконуючи зміну значень частот ω_1 , ω_2 двочастотного випробувального сигналу і значення амплітуд зміщення U_0 та здійснюючи обробку результатів перетворення аналог-код, можна знайти значення динамічних похибок у K точках фазової області. Загальна кількість одержаних значень похибки у динамічному режимі знаходиться так

$$K = a \cdot b \cdot r, \quad (2.23)$$

де a , b – кількість частотних компонент ω_1 і ω_2 ;

r – кількість амплітуд зміщення U_0 .

Цей спосіб вважається диференціальним, тому він є чутливим до рівня спотворень у динамічному режимі та не вимагає підтримання амплітуди зміщення U_0 та амплітуди двотонального випробувального сигналу U_{ADC} з високою точністю.

2.4 Методика формування двотонального випробувального сигналу АЦП

Ця методика формування випробувального сигналу застосовується у разі знаходження значень $\Delta y[y(i \cdot T_S), y'(i \cdot T_S)]$ на базі методу порівняння цифрового еквіваленту тестового сигналу АЦП з результатами аналітичних розрахунків процесів в АЦП даного двотонального випробувального сигналу. Такий підхід базується на роботі АЦП ідеального типу з аналогічною кількістю двійкових

розрядів, що і досліджуваного АЦП. За вихідними цифровими кодами АЦП $y(i \cdot T_S)$ знаходяться характеристики двочастотного сигналу: значення амплітуди, частоти і фази. На базі цих параметрів синтезується двотональний сигнал за критерієм мінімуму середньоквадратичної похибки:

$$\sigma_{\Delta y} = \sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M [y(i \cdot T_S) - U_{ADC} \cos(\Delta\omega \cdot t) \cdot \cos[(\omega_1 + \Delta\omega) \cdot t + \varphi] - U_0]^2}, \quad (2.24)$$

де φ – значення фази ідеального ізованого сигналу;

За умови відомих значень ω_1 та $\Delta\omega$, деякою зміною чисельних значень U_{ADC} , φ , U_0 здійснюється припасовка ідеалізованого сигналу АЦП сигналу, який був реально перетворений у цифровий код. Ця процедура повинна задовольняти умову мінімального значення середньоквадратичної похибки. Отриманий з розрахунків сигнал віднімається від значення цифрового сигналу АЦП. У подальшому для усіх цифрових кодів АЦП знаходяться їх усереднені значення Δy . Потрібний обсяг масиву M знаходять із наступних тверджень. При перетворенні в АЦП випробувального двочастотного сигналу цифрові коди на виоді АЦП розподілено за нерівномірним законом. Імовірність появи цифрового коду для даного класу сигналів знаходиться так

$$p(N) \approx \frac{2}{\pi N}, \quad (2.25)$$

де N – кількість квантованих рівнів.

Для шкали квантування рівномірного типу, значення дисперсії шумів квантування дорівнює $\sigma_k^2 = \frac{1}{12}$. При знаходженні середньої величини цифрового коду АЦП дисперсія знижується у $p(N) \cdot M$ раз. Звідси для значення похибки на рівні 0,2 ОМР АЦП маємо:

$$M \geq \frac{100\pi \cdot N}{24}. \quad (2.26)$$

Для коректного оцінювання похибок АЦП цим методом, окрім забезпечення достатнього обсягу вибірки, потрібно, щоб виконувалась умова відсутності кратності між значеннями частот вхідного сигналу та значеннями частот дискретизації АЦП. Окрім того двотональні випробувальні сигнали мають характеризуватись низьким значенням рівнів паразитних складових.

Одержані величини похибок потрібно занести у побудовану таблицю для корекції рівня спотворень у пристроях аналого-цифрового перетворення. Побудована таблиця зі значеннями похибок є цифровим варіантом фазової області, що ділиться на масив комірок. Розмір масиву комірок залежить від кількості цифрових розрядів пристроїв аналого-цифрового перетворення n та кількості розрядів представлення похідних значень сигналу n_v .

2.5 Визначення крутості вихідного сигналу АЦП

Важливою процедурою при калібровці та корекції АЦП фазовим методом є знаходження крутості зміни вхідного сигналу

$$V_{y_{ADC}}(i) = \frac{\Delta y(i)}{\Delta t}. \quad (2.27)$$

На часовому проміжку дискретизації АЦП вираз (2.27) набуде такого вигляду

$$V_{y_{ADC}}(i) = \frac{y(i) - y(i-1)}{T_S}. \quad (2.28)$$

Значення крутості вихідного сигналу АЦП на i -му відліку для заданого періоду дискретизації $T_S = \frac{1}{F_S}$, знаходиться так:

$$V_{y_{ADC}}(i) = [y(i) - y(i-1)] \cdot F_S. \quad (2.29)$$

У виразі (2.29) міститься цифрова операція віднімання, що трансформується у операцію додавання додаткового коду, що застосовується для алгебраїчних операцій з від'ємними числами.

Визначення швидкості зміни сигналу за виразом (2.29) потребує виконання операцій множення, які відносять до повільних операцій, використання яких зменшує швидкодію АЦП. Для збільшення продуктивності знаходження швидкості зміни сигналу застосовується табличний спосіб обчислення функції $V(a,b)$ від двох змінних. Тут значення $a = y$, $b = F_S$ знаходяться на базі виразів Тейлора [9]. Найважливішим при визначенні точок функції $V(a,b)$ вважається знаходження даних a і F_S для утворення двійкових адресних кодів постійного запам'ятовувального пристрою. У результаті знаходження функції $V(a,b)$ табличним способом вирішується завдання розбивання двійкових кодів аргументів a і F_S . Для цього адресний сигнал до кожного постійного запам'ятовувального пристрою має усталену довжину, водночас, число функціональних вузлів та число поправок має також усталене значення.

Функцію 2-х змінних $V(a,b)$ можна подати у вигляді суми [11]:

$$V(a,b) = V(a_r, b_q) + \varphi_{rq}(a,b), \quad (2.30)$$

де $V(a_r, b_q)$ – значення заданої функції;

$\varphi_{rq}(a,b)$ – значення коректувальної функції.

Звідси вираз для площини до поверхні $V(a,b) = a \cdot b$ із заданою точкою $(a_r, b_q \cdot V(a_r, b_q))$ отримує такий вигляд:

$$V(a,b) = V(a_r, b_q) + V'_r(a_r, b_q)(a - a_r) + V'_q(a_r, b_q)(b - b_q). \quad (2.31)$$

Тоді

$$V(a,b) = a_r \cdot b_q + b_q(a - a_r) + a_r(b - b_q). \quad (2.32)$$

Якщо $a - a_r = U$; $b - b_q = z$, то (2.32) можна записати так:

$$V(a,b) = a_r \cdot b_q + b_q \cdot U + a_r \cdot z, \quad (2.33)$$

де $0 \leq U < \Delta a$; $0 \leq z < \Delta b$; $\Delta a = \Delta b = 2^{-L}$.

Отже, точність добутку $y \cdot F_S$ повинна бути вищою абсолютної похибки $2^{-n} = 2^{-2L}$. На базі (2.33) будуються 3 таблиці чисел, що знаходяться так:

$$W_1 = a_r \cdot b_q; \quad (2.34)$$

$$W_2 = b_q \cdot U + 2^{-(2L+1)}; \quad (2.35)$$

$$W_3 = a_r \cdot z + 2^{-(2L+1)}. \quad (2.36)$$

Звідси, добуток $y \cdot F_S$ знаходиться згідно такого виразу

$$y \cdot F_S \approx W_1 + W_2 + W_3. \quad (2.37)$$

На базі виразів (2.34) – (2.36) та (2.29) швидкість зміни цифрового сигналу пристрою аналого-цифрового перетворення може бути знайденою з мінімальним значенням похибкою 2^{-2L} . Цифрове представлення швидкості зміни сигналу буде подано з врахуванням Δu та використовуючи $n+1$ двійкових розрядів.

2.6 Дослідження динамічних параметрів АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку при фазо-площинному коригуванні

Роздільна здатність АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку, який коригується залежить від точності представлення коригувальних коефіцієнтів. Роздільна здатність АЦП характеризується ефективною кількістю розрядів.

Динамічні похибки n -розрядного АЦП викликають спотворення молодших розрядів. Тому коригувальні коефіцієнти не повністю займають всю розрядну сітку АЦП. Тому існує можливість зсуву бітів фазо-площинної таблиці та отримувати коригування з вищою роздільною здатністю. У цьому

випадку існує задача оцінки залежності динамічної точності АЦП від роздільної здатності коректувальних параметрів.

Значення роздільної здатності m -розрядних коректувальних параметрів можна визначити так:

$$l = U_{mc} \cdot 2^{-m}, \quad (2.38)$$

де U_{mc} – максимальне значення коректувального параметру.

Дискретним аналогом точки e_i фазової таблиці є вираз $\tilde{e}_i = \eta(e_i)$. Значення похибки квантування i -го коректувального параметра можна подати цифровою різницею між двійковим поданням цього параметра із зафіксованою комою та поданням з високою точністю:

$$\Delta e_{li} = \tilde{e}_i - e_i. \quad (2.39)$$

Середньоквадратичне значення похибки квантування Δe_{li} в інтервалі $[-0,5l; 0,5l]$ визначається як

$$\bar{\delta}_{li}^2(e) = \int_{-0,5l}^{0,5l} (\Delta e_{li})^2 \cdot \omega_l(e) de. \quad (2.40)$$

Похибка квантування рівномірно розподілена у заданому інтервалі, тому вираз (2.40) набуде такого вигляду:

$$\bar{\delta}_{li}^2 = \frac{l^2}{12}. \quad (2.41)$$

Вираз для середньоквадратичного значення похибки пристроїв аналого-цифрового перетворення на базі фазо-площинного коректування подається як

$$\bar{\delta}_{ADC}^2(i) = \bar{\delta}_{ADC_o}^2(i) + \bar{\delta}_l^2(i), \quad (2.42)$$

де $\bar{\delta}_{ADC_o}^2$ – середньоквадратичне значення похибки АЦП при використанні коригувальних значень високої точності.

Перший доданок у (2.42) можна подати як

$$\bar{\delta}_{ADC_o}^2(\delta_D) = \bar{\delta}_{ADC_N}^2 \left(1 + 3 \frac{\delta_D^2}{h^2} \right), \quad (2.43)$$

де $\bar{\delta}_{ADC_N}^2$ – середньоквадратичне значення похибки без коректування АЦП;

δ_D^2 – значення дисперсії похибки динамічного типу.

У разі величин кроків квантування АЦП, що мають малі значення порівняно з амплітудою аналогового сигналу, існує такий вираз [12]

$$\bar{\delta}_{ADC_N}^2 = \frac{h^2}{12}. \quad (2.44)$$

З врахуванням (2.42), можна знайти середньоквадратичне значення похибки АЦП з корекцією за допомогою коректувальних коефіцієнтів, що мають задане число розрядів:

$$\bar{\delta}_{ADC}^2(\delta_D, \delta_l) = \frac{h^2}{12} + \frac{\delta_D^2}{4} + \frac{l^2}{12}. \quad (2.45)$$

Отже, середньоквадратичне значення похибки має 3 компоненти: середньоквадратичне значення похибки АЦП, похибка динамічного типу і похибки відтворення коригувальних членів.

Для дослідження динамічних параметрів АЦП найчастіше використовують як базовий параметр – значення відношення сигнал/шум, яке можна знайти за таким виразом:

$$S/N = 20 \lg \frac{\delta_{sign}}{\delta_{nois}}, \text{ [дБ]}, \quad (2.46)$$

де δ_{sign} – діюче значення корисного сигналу;

δ_{nois} – діюче значення шумового процесу.

Якщо значення напруги вхідного сигналу синусоїдальної форми у межах повної шкали перетворення n -розрядного пристрою аналого-цифрового перетворення П позначається як U_{in} , тоді його діюче значення визначається як

$$\delta_{sign} = \frac{2^{n-1} \cdot h \cdot 10^{\frac{U_{in}}{20}}}{\sqrt{2}}. \quad (2.47)$$

Діюче значення вихідного шумового процесу пристрою аналого-цифрового перетворення з урахуванням (2.45) дорівнює

$$\delta_{nois} = \sqrt{\bar{\delta}_{ADC}^2(\delta_D, \delta_l)}. \quad (2.48)$$

Звідси значення відношення сигнал/шум пристрою аналого-цифрового перетворення знаходиться так:

$$\begin{aligned} S/N &= 20n \cdot \lg 2 + 10 \lg \frac{3}{2} + U_{in} - 10 \lg \left(1 + \frac{\delta_D^2}{h^2} + \frac{a_\tau^2}{2^m} \right) = \\ &= 6,021n + U_{in} + 1,76 - 10 \lg \left(1 + 3 \frac{\delta_D^2}{h^2} + a_\tau^2 \cdot 2^{-m} \right), \end{aligned} \quad (2.49)$$

де a_τ – значення коефіцієнта зсування двійкових розрядів коректувального параметра і вихідного двійкового сигналу АЦП.

У вираз (2.49) введено показник зсуву цифрових розрядів коректувальних членів відносно цифрових розрядів вихідних кодів АЦП. Корекція цифрового сигналу пристрою аналого-цифрового перетворення виконується способом введення поправки у значення молодших розрядів АЦП. Для підвищення точності результату коригування цифрового коду АЦП з використанням коректувального параметра, цей коректувальний чинник має бути зсуненим розрядною сіткою вправо на τ двійкових розрядів.

Кількість розрядів зсуву буде враховуватися з використанням параметра a_τ . При цьому амплітудне значення аналогового сигналу U_{in} у відносних одиницях має не перевищувати рівня 0 дБ, тому що при перевищенні рівня вхідного сигналу його граничних значень виникають спотворення, які призводять до зменшення відношення сигнал/шум АЦП.

На основі відомих значень відношення сигнал/шум можна знайти ефективне число розрядів АЦП. Цей параметр дає змогу визначити якість роботи АЦП у динамічному режимі, тобто оцінити його динамічні властивості.

Загальна формула для ефективного числа розрядів перетворювача аналого-код має такий вигляд [12]

$$n_{ef} = \frac{\log_2 10}{20} S/N + \log_2 \frac{U_{ADCm}}{\sqrt{6} \cdot U}, \quad (2.50)$$

де U_{ADCm} – максимальне значення вхідного аналогового сигналу АЦП.

Значення вхідного сигналу $U = 10^{\frac{U_{in}}{20}} \cdot 0,5U_{ADCm}$, тому підставивши (2.50) у (2.49) запишемо

$$n_{ef} = n - 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + 3 \frac{\delta_D^2}{h^2} + a_\tau^2 \cdot 2^{-m} \right). \quad (2.51)$$

Введемо у вираз (2.51) коригувальну складову. При виконанні умови (2.26) здійснюється компенсація динамічної похибки до заданого рівня. Тоді ефективне число розрядів АЦП з коригуванням у фазо-площинній області та з урахуванням розрядності коригувальних членів можна знайти як

$$n_{efc} = n - 0,5 \log_2 \left(1 + 3 \frac{(\delta_D - \Delta y)^2}{h^2} + a_\tau^2 \cdot 2^{-m} \right). \quad (2.52)$$

На рис. 2.7 подано залежності ефективного числа розрядів від розрядності коректувальних параметрів для АЦП, що має 12 розрядів і характеризується нормованими динамічними похибками до коригування на рівнях $\delta_D = 0,5 \text{ OMP}$; 1 OMP , $1,5 \text{ OMP}$.

Як видно з рис. 2.7, підвищення кількості розрядів коректувальних параметрів покращує динамічні параметри пристроїв аналого-цифрового перетворення для 4 - 7 двійкових розрядів, а при підвищенні кількості розрядів

коректувальних параметрів з 8 до 12 двійкових розрядів ефективна роздільна здатність АЦП збільшується на 0,2 біта.

На рис. 2.8 подано залежність ефективної розрядності 12-розрядного АЦП від значення динамічної похибки для різних рівнів коригування. У режимі роботи без коригування роздільна здатність АЦП зменшується на 3,1 біта. У разі коригування відбувається покращення динамічних параметрів АЦП на $2,4 \div 2,8$ біта залежно від рівня введення поправок у вихідний сигнал АЦП.

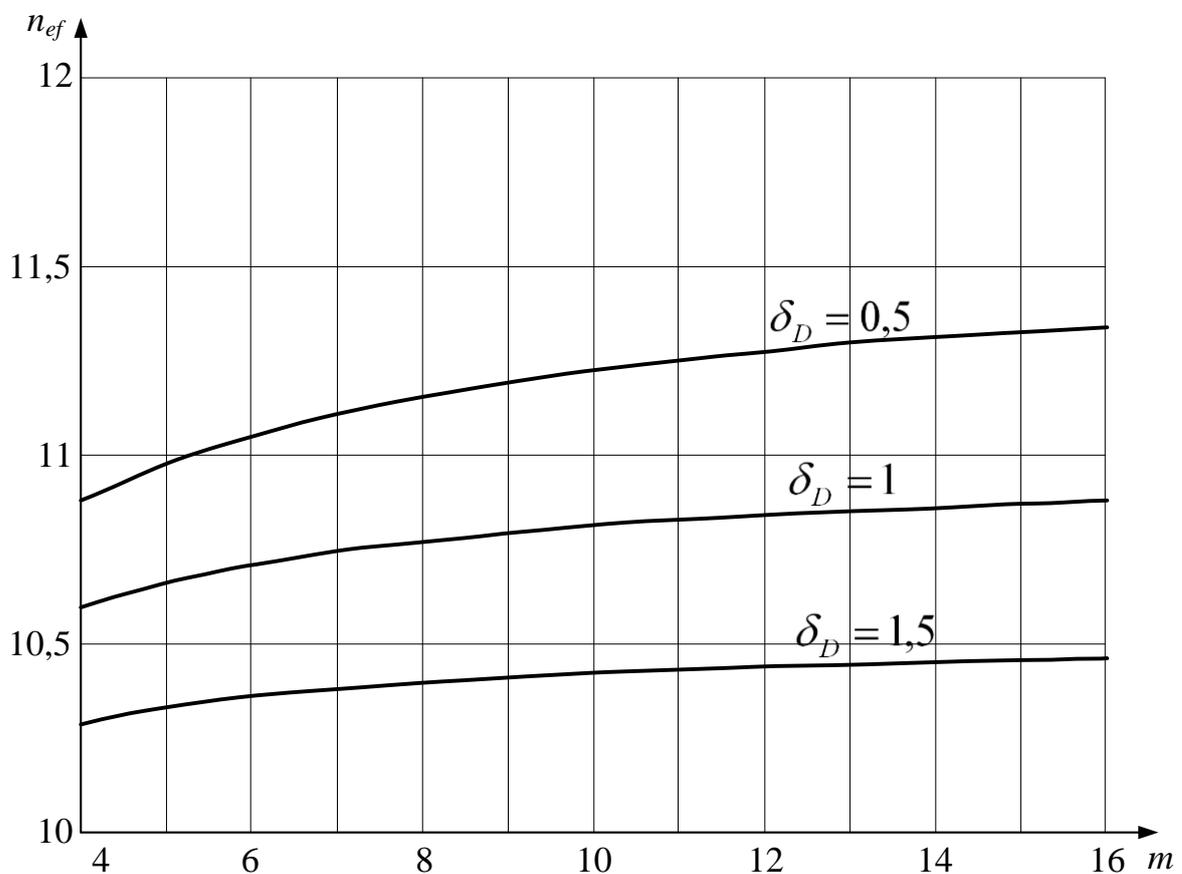


Рисунок 2.7 – Залежності ефективного числа розрядів АЦП від розрядності коригувальних членів

Результати аналізу, що проведені вище не враховують особливостей вхідних сигналів АЦП. На базі результатів ефективного коригування можна

знайти максимальні значення динамічної похибки АЦП для відповідного типу вхідних сигналів. З цією метою використовуємо вираз Шеннона для пропускної здатності неперервного гаусового каналу. Для даного випадку цей вираз дає змогу знайти середню швидкість передавання сигналів в залежності від рівня їх спотворення [13].

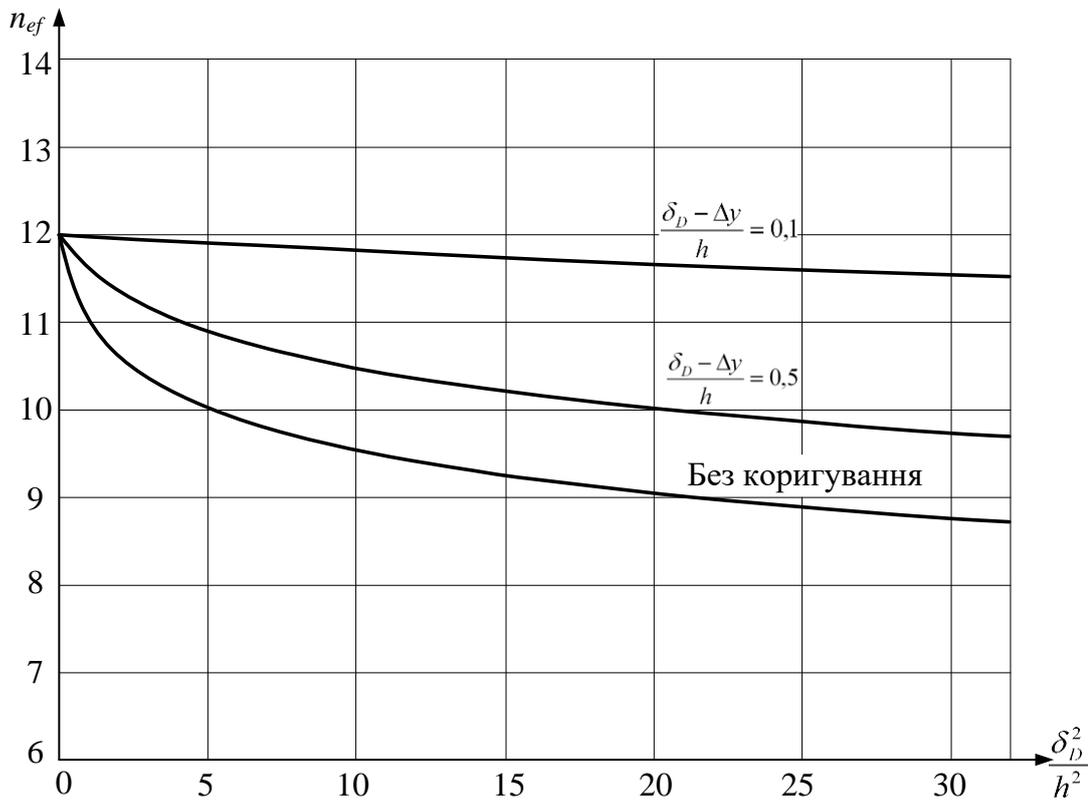


Рисунок 2.8 – Залежність ефективного числа розрядів АЦП від похибки у динамічному режимі

Для вхідного сигналу $U(t)$ АЦП, обсяг корисної інформації з урахуванням формули Шеннона можна знайти як

$$R_{SH}(\delta_D) = h(U) - \log_2 \delta_D \cdot \sqrt{2\pi \cdot e}, \quad (2.53)$$

де $h(U)$ – значення диференціальної ентропії вхідного сигналу АЦП.

Тому похибка АЦП у динамічному режимі знаходиться як

$$\delta_D = \frac{1}{\sqrt{2\pi \cdot e}} \cdot 2^{h(U) - R_{SH}}. \quad (2.54)$$

Формула для знаходження значення диференціальної ентропії має такий вид [13]

$$h(U) = - \int_{-U_m}^{U_m} \omega_U(U) \cdot \log_2 \omega_U(U) \cdot dU, \quad (2.55)$$

де $\omega_U(U)$ – значення одновимірної густини ймовірності миттєвих значень сигналу $U(t)$.

U_m – значення амплітуди вхідного сигналу АЦП.

Найпоширенішим типом сигналів, які передаються телекомунікаційними мережами вважаються стаціонарні випадкові сигнали з гауссівським законом розподілу, який характеризується щільністю імовірності [14]

$$\omega(U) = \frac{1}{U_c \cdot \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{U^2}{2 \cdot U_c^2}}. \quad (2.56)$$

Звідси значення диференціальної ентропії вхідного аналогового сигналу пристроїв аналого-цифрового перетворення знаходиться так:

$$h(U) = \log_2 U_c \cdot \sqrt{2\pi \cdot e}. \quad (2.57)$$

Підставивши (2.57) у (2.54), можна визначити динамічну похибку АЦП:

$$\delta_D = U_c \cdot 2^{-R_{SH}}. \quad (2.58)$$

Використовуючи вираз (2.58), можна отримати максимальне значення похибки пристроїв аналого-цифрового перетворення у динамічному режимі для шумового сигналу $U_c = h \cdot 10^{\frac{U_{in}}{20}} \cdot 2^{n-1}$:

$$\delta_{DM} = h \cdot 10^{\frac{U_{in}}{20}}. \quad (2.59)$$

Вираз (2.59) показує, що у разі збільшення напруги аналогового сигналу до значення, яке досягає межі динамічному діапазону пристроїв аналого-цифрового перетворення, значення похибки у динамічному режимі

збільшується. Отриманий вираз для значення похибки у динамічному режимі використовуємо, щоб знайти значення відношення сигнал/шум АЦП для класу шумоподібних гауссівських сигналів:

$$S/N = 6,02n + U_{in} - 10 \lg \left(1 + 10^{\frac{U_{in}}{10}} + 2^{-m} \right). \quad (2.60)$$

Звідси ефективне число розрядів АЦП:

$$n_{efc} = n - 0,5 \log_2 \left(1 + 10^{\frac{U_{in}}{10}} + 2^{-m} \right). \quad (2.62)$$

В (2.62) для знаходження ефективного числа розрядів АЦП з корекцією немає компоненти похибки динамічного типу, хоча вона непрямо впливає діє на значення вхідного сигналу. Цей вираз полегшує побудову графіків залежностей ефективного числа розрядів АЦП з корекцією від амплітуд сигналу на вході (рис. 2.9).

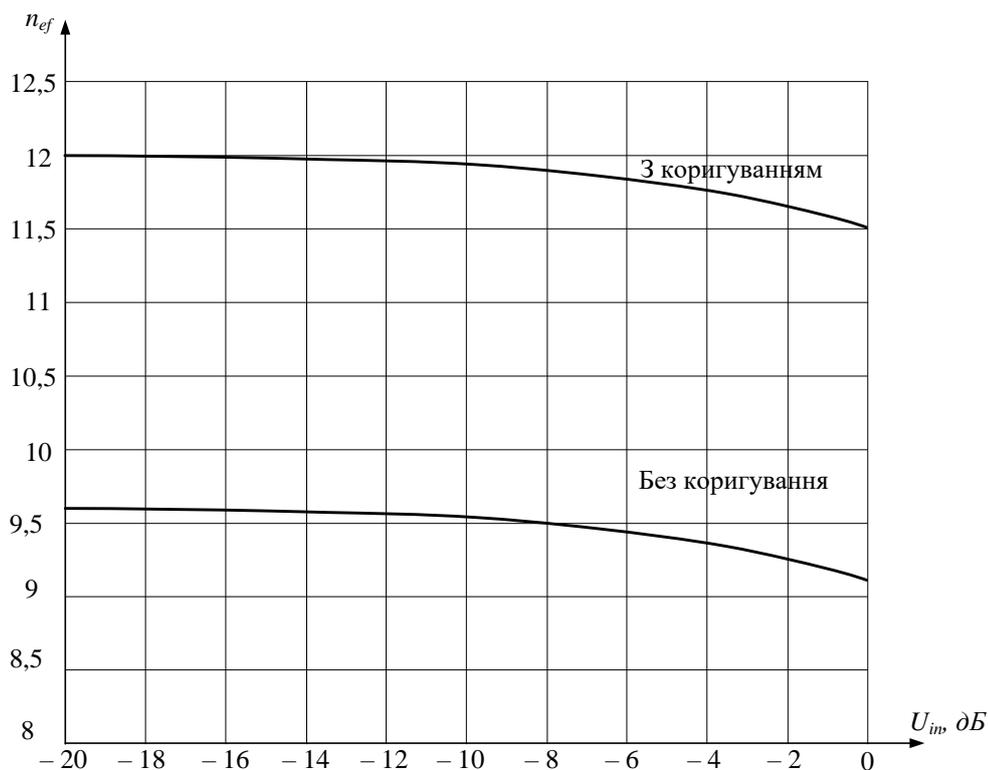


Рисунок 2.9 – Залежність ефективного числа розрядів АЦП від рівня вхідного сигналу

З цього рисунку видно, що в діапазоні змін рівнів вхідного сигналу АЦП $-20 \div -8$ дБ ефективна кількість розрядів зменшується незначно. Основне зниження ефективної розрядності АЦП спостерігається у діапазоні $-10 \div 0$ дБ. Це пояснюється режимом охоплення усієї шкали АЦП при великих значеннях вхідного сигналу. При цьому АЦП без коригування демонструє зниження роздільної здатності на 2,5 біти порівняно з коригувальним режимом у всьому діапазоні змінювання вхідного сигналу.

3 РОЗРОБКА ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

3.1 Розробка інженерної методики побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку

Запропонований у 2-му розділі метод коригування АЦП дозволяє синтезувати структури перетворювачів з різними техніко-економічними та експлуатаційними характеристиками. Це обумовлює множину інженерних рішень АЦП залежно від обмежень та вимог конкретної задачі. До таких пристроїв аналого-цифрового перетворення висуваються наступні вимоги: єдність методологічного підходу до синтезу структур АЦП при організації різних конфігурацій перетворювачів аналог-код; широкі можливості автоматизації проєктування; нові функціональні можливості пристроїв аналого-цифрового перетворення як при їх автономному використанні, так і при організації різноманітних апаратно-програмних засобів у складі телекомунікаційних систем.

Перераховані вимоги є базовими при постановці задачі синтезу пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку та забезпечують ефективні за рядом критеріїв системотехнічні, структурні і схемотехнічні рішення.

Результати, отримані у попередньому розділі, дозволяють виконати розробку інженерної методики з урахуванням особливостей алгоритму функціонування АЦП у складі телекомунікаційної системи.

Для розв'язання цієї задачі скористаємося відомими методиками і системотехнічними прийомами. Водночас такий підхід призводить до надмірних апаратних затрат, тому що не враховує особливості зміни параметрів вхідних ВЧ-сигналів електрозв'язку та імпульсів дискретизації АЦП. Відомо, що єдиним способом, що дозволяє у широких межах змінювати складність засобів та швидкодію перетворення при заданій точності є табличний спосіб. Водночас, табличний спосіб у найбільшій мірі задовольняє вимогам і

тенденціям розвитку сучасної компонентної бази. Запропонована методика побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку базується на табличній методології формування коригувальних членів.

При розробленні АЦП слід застосовувати системний підхід, який є базовим при побудові пристроїв аналого-цифрового перетворення. У рамках системного підходу проектування АЦП на вищому рівні структурної ієрархії потрібно виконувати з урахуванням результатів проектування на нижніх рівнях. Системний підхід передбачає структурну, схемотехнічну та конструкторську оптимізацію з урахуванням можливостей та перспектив схемотехнічної бази, технології компонентної бази, мікросхемотехніки. При цьому ефективний синтез АЦП полягає у розрахунках, розробленні схем та конструкцій, що забезпечують ефективні значення параметрів перетворювача аналог-код.

На першому етапі формуються параметри, що є початковими умовами при побудові пристроїв аналого-цифрового перетворення:

- а) значення частоти дискретизації АЦП f_s ;
- б) діапазон частот вхідних сигналів Δf_{in} ;
- в) ефективне число розрядів n_{ef} ;
- г) значення кроку квантування АЦП h .

На другому етапі побудови оптимальної структурної схеми АЦП необхідно обрати критерій ефективності. У роботі [5] було представлено критерій ефективності АЦП, який оцінює оптимальність структури АЦП при функціонуванні зі змінними у часі вхідними сигналами шляхом урахування продуктивності і роздільної здатності. Скориставшись виразом з [5] можна визначити функцію динамічної похибки, що враховує роздільну здатність та середньоквадратичне значення динамічної похибки:

$$F_{\delta} = \frac{Q}{f_s \cdot 2^{0,5n_{ef}}}. \quad (3.1)$$

Варто зауважити, що у виразі використовується не статичний параметр числа двійкових розрядів АЦП n , а динамічний n_{ef} . Це дає змогу врахувати шумові властивості та нелінійність АЦП.

На рис. 3.1 представлено залежність динамічної похибки від ефективного розрядності АЦП для різних значень добротності та постійної частоти дискретизації ($f_s = 50$ МГц).

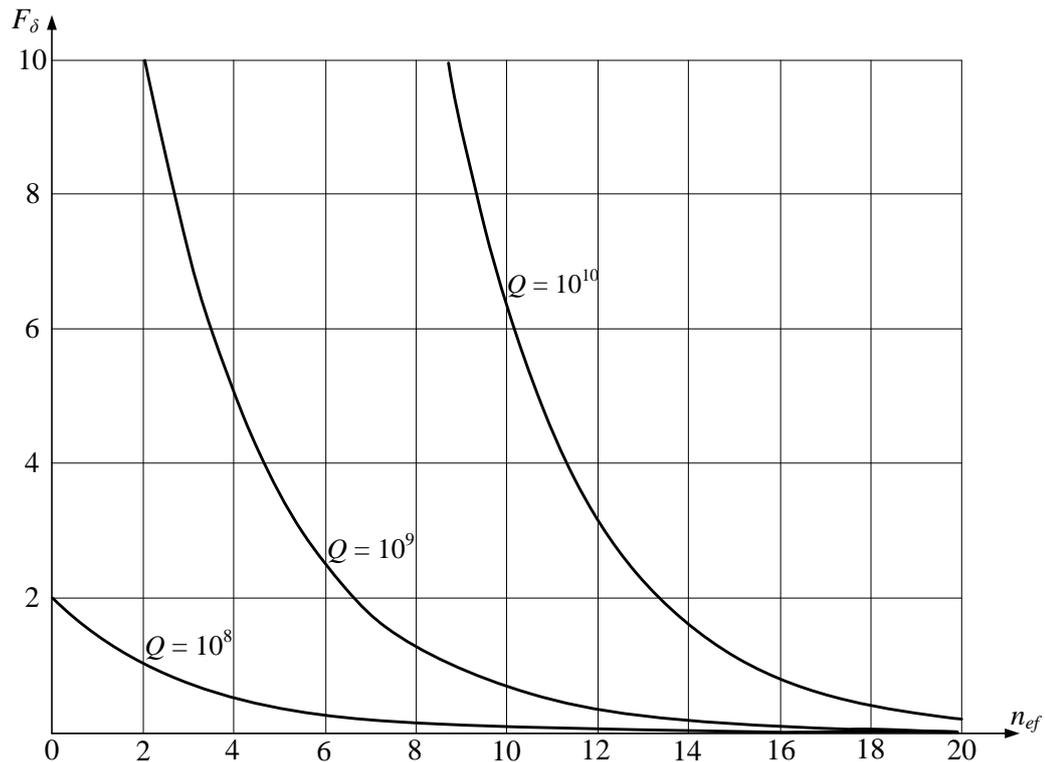


Рисунок 3.1 – Залежність динамічної похибки від ефективного числа розрядів АЦП

На основі цих залежностей можна визначити граничні значення динамічної похибки та добротності, які можливі у поєднанні з початковими умовами на проектування пристроїв аналого-цифрового перетворення з коригуванням.

Третій етап безпосередньо пов'язаний з визначенням основних показників пристроїв аналого-цифрового перетворення, що знаходяться таким чином.

1. Визначається число розрядів для представлення коригувальних членів m . При цьому потрібно скористатися виразом (2.62). Тоді за умови, що вхідний

сигнал АЦП має амплітуду, що перекриває повний динамічний діапазон пристрою аналого-цифрового перетворення, можна знайти кількість двійкових розрядів коригувальних членів:

$$m = 2(n - n_{ef} + 2). \quad (3.2)$$

2. Знаходяться зовнішні параметри блоку визначення крутості (БВК) вхідного сигналу АЦП. Об'єм ПЗП, що використовується у цьому блоці, реалізованому згідно табличної методики з урахуванням виразів (2.43) – (2.46), дорівнює

$$M_{ROMV} = M_{ROMV1} + 2M_{ROMV2}. \quad (3.3)$$

Для записування добутку $a_r \cdot b_q$, де (a_r та b_q є L -розрядними) необхідно 2^L двійкових розрядів, тому

$$M_{ROMV1} = 2^M \cdot 2L. \quad (3.4)$$

Дві останні складові виразу (2.36) у фіксованій двійковій формі отримають L нулів після коми. Водночас, значення добутків у цьому виразі обмежуються зрізанням $L-1$ останніх знаків. Тому дані, що записуються в ПЗП мають число розрядів, що дорівнює $3L - L - (L-1) = L+1$. Тоді маємо

$$M_{ROMV2} = 2^L \cdot 2^L (L+1) = 2^{2L} (L+1). \quad (3.5)$$

Підставивши (3.4) і (3.5) у (3.3) отримаємо результуючий вираз для об'єму ПЗП блоку визначення крутості вхідного сигналу.

3. Далі можна розрахувати об'єм ПЗП, у якому зберігається еквівалент фазо-площинної таблиці коригувальних членів. З урахуванням розрядності сигналу крутості отримаємо

$$M_{ROMc} = 2^n \cdot 2^{n+1} \cdot m = 2^{2n+1} \cdot m. \quad (3.6)$$

4. Розраховуються складові часового балансу пристрою аналого-цифрового перетворення. Тривалість визначення крутості вхідного сигналу АЦП дорівнює

$$T_V = T_{ROMV} + 2T_{\Sigma 1}, \quad (3.7)$$

де T_{ROMV} – час вибірки даних з ПЗП БВК;

$T_{\Sigma 1}$ – час підсумовування даних БВК.

Тривалість самого процесу формування скоригованого значення вихідного сигналу пристрою аналого-цифрового перетворення дорівнює

$$T_c = T_{ROMc} + T_{\Sigma 2}, \quad (3.8)$$

де T_{ROMc} – час вибірника коригувальних членів з ПЗП;

$T_{\Sigma 2}$ – час підсумовування даних у вихідному суматорі.

При конвеєрній організації процесу обробки сигналів в пристрої аналого-цифрового перетворення загальний час перетворення визначається найменш швидкодієвим вузлом пристрою. Тому часовий баланс пристрою аналого-цифрового перетворення можна записати у такому вигляді

$$T_s \leq T_{ROMV} + 2T_{\Sigma 1}. \quad (3.9)$$

5. Виконується оцінювання тривалості етапу калібрування АЦП. У разі використання інтерфейсу USB 2.0 зі швидкістю передавання даних 480 Мбіт/с та з урахуванням (3.6)

$$T_k = \frac{2^{2n+1} \cdot m \cdot 10^{-6}}{480}. \quad (3.10)$$

На рис. 3.2 представлено залежність часу калібрування від числа розрядів АЦП для різної кількості двійкових розрядів коригувальних членів. Як видно з графіка зі збільшенням числа розрядів тривалість калібрування різко зростає, але залишається достатньо малою. Наприклад, для 12-розрядного АЦП цей час не перевищує 120 мс.

6. Формування вимог до параметрів вхідного випробувального сигналу виконується на основі початкових даних, згідно яких тестовий сигнал є двотональним. Формування випробувального сигналу здійснюється за допомогою генераторів синусоїдальних сигналів. Частотна нестабільність атестованих генераторів сигналів значно нижча, чим похибки аналого-

цифрового перетворення, тому підтримання точності частотних параметрів вхідних сигналів не викликають труднощів. Відносна похибка випробувального сигналу $U_{in} = U_s + U_0$ дорівнює

$$\delta_{U_{in}} = \frac{\Delta U_s + \Delta U_0}{U_s + U_0}, \quad (3.11)$$

де ΔU_s , ΔU_0 – абсолютні значення похибки встановлення двотонального та постійного сигналів;

U_s , U_0 – значення двотонального та постійного сигналів.

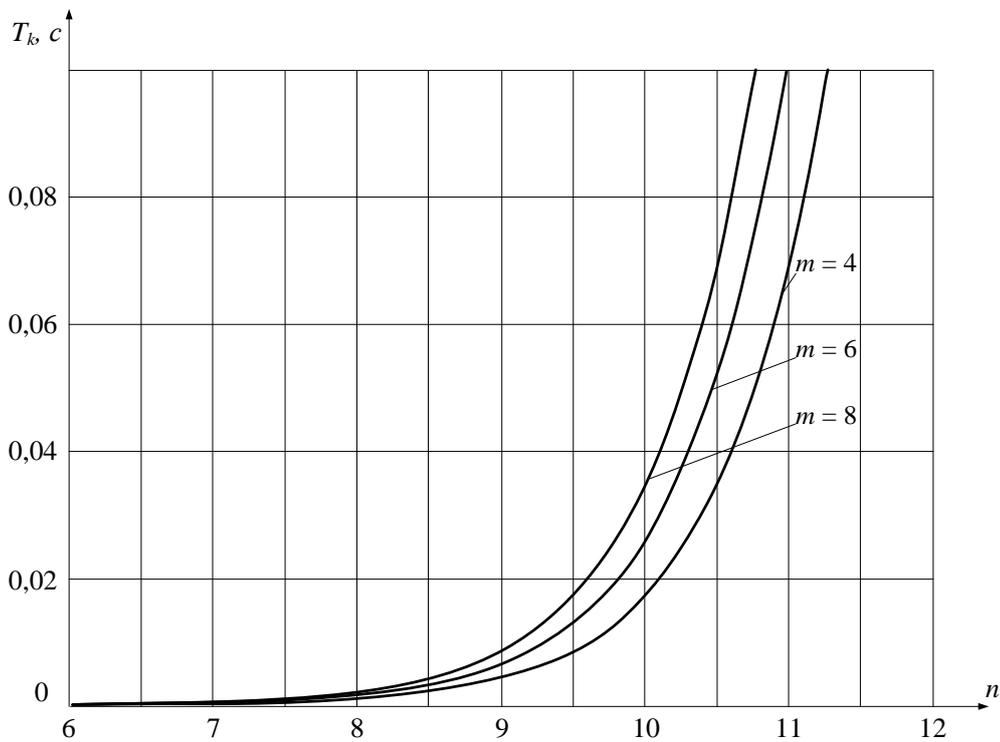


Рисунок 3.2 – Залежність тривалості інтервалу калібрування пристрою аналого-цифрового перетворення від числа розрядів

На практиці, при застосуванні прецизійних калібраторів постійного струму складовою ΔU_0 можна знехтувати, тоді маємо

$$\delta_{U_{in}} = \frac{\delta_{U_s}}{1 + \frac{U_0}{U_s}}. \quad (3.12)$$

Для моментів часу в області переходу через рівень U_0 , де $U_s \ll U_0$ похибка $\delta_{U_{in}} \ll \delta_{U_s}$. А для граничних значень двотонального сигналу похибки генераторів випробувальних сигналів повинні задовольняти такій умові:

$$\delta_{U_s} < 2^{-(n+1)}. \quad (3.13)$$

Тобто, зі збільшенням числа розрядів АЦП вимоги до похибки встановлення двотонального випробувального сигналу зростають.

7. Оцінюється нестабільність фаз імпульсів дискретизації пристроїв аналого-цифрового перетворення. Максимальне значення відношення сигнал/шум можна отримати за умови стабільності тактового сигналу з низьким рівнем фазових шумів, що спричинені джитером фронтів. Джитер фронту тактового імпульсу призводить до зміщення точок формування відліків вхідного сигналу АЦП відносно їх істинного положення, що є причиною виникнення шумів у вихідному сигналі пристрою аналого-цифрового перетворення. Джитер тактових імпульсів визначається як середньоквадратичне відхилення фронту тактового імпульсу відносно заданого значення

$$\delta_{PN} = \frac{\Delta f}{f_N^{1.5}} \cdot 10^{\frac{L(\Delta f)}{20}}, \quad (3.14)$$

де Δf – значення частотного відхилення від номінального рівня;

$L(\Delta f)$ – значення потужності фазового шуму генератора імпульсів дискретизації для заданого Δf .

f_N – значення граничної частоти, що обмежує частотну смугу, у якій досліджується фазовий шум.

Далі можна отримати залежність потужності шуму в імпульсах дискретизації АЦП від значення фазового шуму:

$$P_N = 201g \left(2\pi \cdot f_s \cdot U_s \cdot \frac{\Delta f}{f_N^{1.5}} \cdot 10^{\frac{L(\Delta f)}{20}} \right), \quad (3.15)$$

де U_s – значення амплітуди імпульсів дискретизації.

На рис. 3.3 представлено залежність рівня шумів, що утворені флюктуаціями генератора від частоти дискретизації.

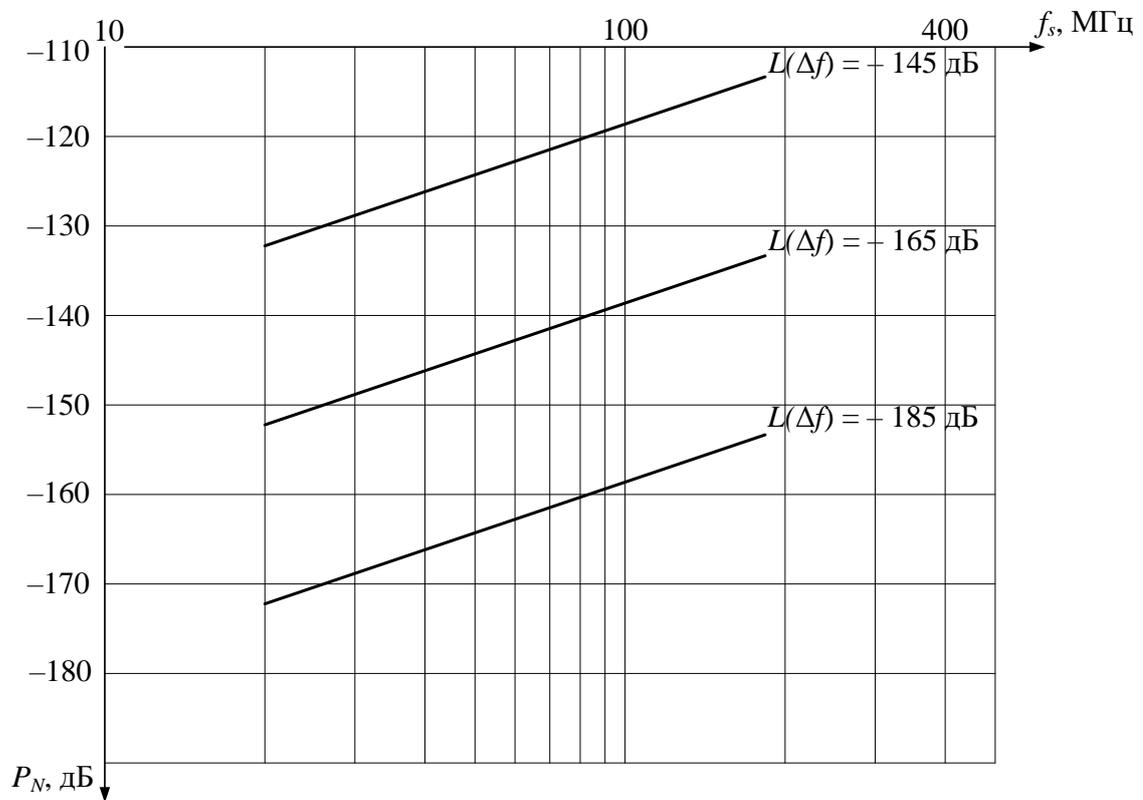


Рисунок 3.3 – Залежність рівня шумів від частоти дискретизації для різних значень фазових шумів

Таким чином, фазові шуми є вузькосмуговими шумами, потужність яких зменшується в середньому на 20 дБ/декаду при переналаштуванні відносно частоти дискретизації.

8. Здійснюється оцінювання складності побудованого пристрою аналого-цифрового перетворення шляхом розрахунку числа ВІС, що входять до складу цього пристрою. Число ВІС ПЗП, необхідних для побудови пристрою аналого-цифрового перетворення з урахуванням (3.6) і (3.7) дорівнює

$$q_{ROM} = \left[\frac{n+1}{n_{ROM}} \left[\times \right] \frac{M_{ROMV}}{M_{ROM}} \left[+ \right] \frac{n}{n_{ROM}} \left[\times \right] \frac{M_{ROMC}}{M_{ROM}} \right], \quad (3.16)$$

де $\lceil X \rceil$ – найближче до X більше ціле число;

n_{ROM} , M_{ROM} – число розрядів і об'єм пам'яті ВІС ПЗП.

Загальне число ВІС суматорів, що складаються з суматорів БВК q_{SMV} і кінцевого підсумовування q_{SMC} з урахуванням їх числа розрядів дорівнює

$$q_{SM} = q_{SMV} + q_{SMC} = 3 \left\lceil \frac{n}{n_{SM}} \right\rceil, \quad (3.17)$$

де n_{SM} – число розрядів ВІС цифрових суматорів.

Загальне число буферних регістрів, що використовується для буферного збереження двійкових даних на адресному вході ПЗП коригувальних членів і на вході двійкового суматора дорівнює:

$$q_{BR} = 2 \left\lceil \frac{n}{n_{BR}} \right\rceil, \quad (3.18)$$

де n_{BR} – число розрядів ВІС буферних регістрів.

Для випадку реалізації блоку керування (БК) АЦП з використанням ВІС програмованої логічної матриці (ПЛМ) та з урахуванням ВІС для контролера USB загальне число ВІС пристрою аналого-цифрового перетворення дорівнює

$$q_{ADC} = \left\lceil \frac{n+1}{n_{ROM}} \right\rceil \times \left\lceil \frac{M_{ROMV}}{M_{ROM}} \right\rceil + \left\lceil \frac{n}{n_{ROM}} \right\rceil \times \left\lceil \frac{M_{ROMC}}{M_{ROM}} \right\rceil + 3 \left\lceil \frac{n}{n_{SM}} \right\rceil + 2 \left\lceil \frac{n}{n_{BR}} \right\rceil + 3. \quad (3.19)$$

Отже, побудова пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням динамічних похибок потребує введення у схему додаткових ВІС. Водночас питома вага надлишкових ВІС мала і на базі одних і тих же блоків (БВК, БК, БР та цифрові суматори) потрібно на першому етапі виконувати калібрування АЦП, а на другому реалізовувати процес аналого-цифрового перетворення з корекцією.

3.2 Розробка структурної схеми пристрою аналого-цифрового перетворення з фазо-площинним коригуванням динамічних похибок

Впровадження методу фазо-площинної корекції значень похибок динамічного типу аналого-цифрових перетворювачів ВЧ-сигналів електрозв'язку виконувалась з урахуванням структурної схеми коректування, яка наведена на рис. 2.1.

Структура АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку з підвищеною динамічною точністю подана на рис. 3.4. Пристрій аналого-цифрового перетворення має аналоговий вхід $U(t)$, цифровий вихід $y_c(i)$, вхід тактування F_T , роз'єм USB-інтерфейса, двійкові буферні регістри (БР1, БР2), АЦП, блок знаходження крутості сигналу (БВК), постійний запам'ятовуючий пристрій коректувальних членів (ПЗП КЧ), лінії затримки (Е31, Е32), цифровий суматор (ЦС), блок керування (БК), контролер шини USB (КШ) та генератор тактових імпульсів (ГТІ).

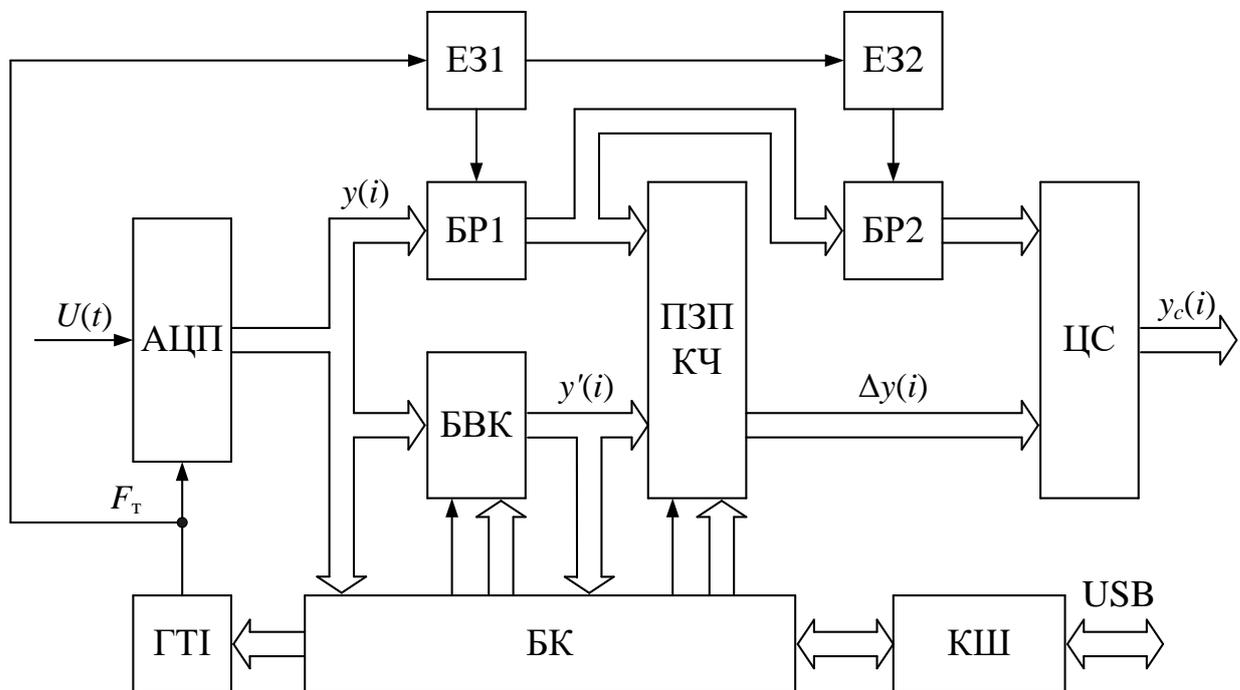


Рисунок 3.4 – Структура АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку з фазо-площинною корекцією значень динамічних похибок

Пристрій аналого-цифрового перетворення працює у двох режимах. У режимі калібрування на вхідну шину подається двотональний випробувальний сигнал $U_{DT}(t)$. У цьому режимі пристрій аналого-цифрового перетворення під'єднується через послідовну шину USB до комп'ютера.

На рис. 3.5 подано алгоритм калібровки АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку.

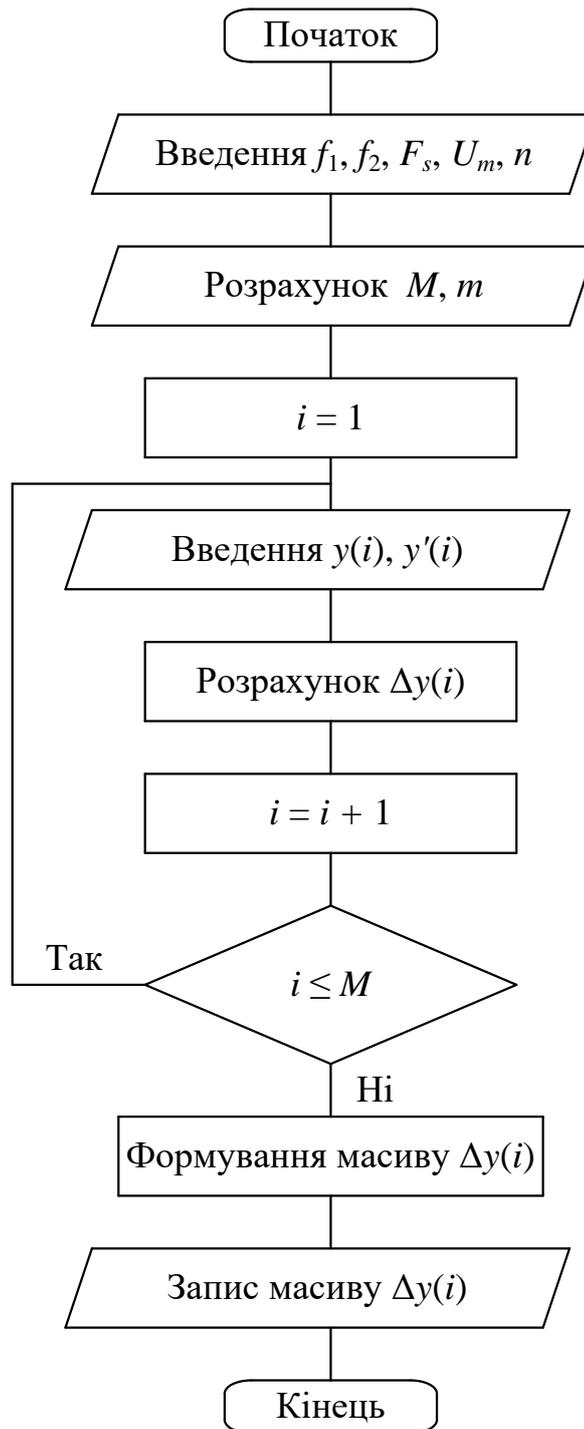


Рисунок 3.5 – Структура алгоритму фазо-площинної калібровки АЦП

На першому етапі калібрування вводяться параметри випробувального сигналу: U_m , f_1 , f_2 , значення частоти дискретизації F_s та число розрядів АЦП n . Потім виконується розрахунок об'єму вибірки M та числа розрядів коригувальних членів m . Далі за фронтом імпульсу керувального сигналу з БК виконується запуск ГТІ з кварцовою стабілізацією частоти F_T . Цифрові коди вхідного випробувального сигналу АЦП $y(i)$ та цифрові коди сигналу крутості пристрою аналого-цифрового перетворення $y'(i)$ трактом КШ подаються в ОЗП комп'ютера. Після накопичення відповідного масиву вхідних даних $[y(i); y'(i)]$ виконується розрахунок коригувальних членів $\Delta y(i)$ та формування двійкової таблиці коригувальних коефіцієнтів. Цей масив через шину USB, КШ і БК записується у ПЗП КЧ.

Потрібно зазначити, що процедура калібрування здійснюється шляхом накопичення масиву вхідних двійкових кодів виконується з максимальною частотою передавання, а знаходження параметрів коригування і записування цих даних у постійній запам'ятовуючий пристрій здійснюється зі швидкістю роботи комп'ютера.

У робочому режимі пристрій аналого-цифрового перетворення від'єднується від комп'ютера і на аналоговий вхід АЦП подається реальний ВЧ-сигнал електровз'язку. Вихідні коди АЦП надходять до БР1 і БВК. У БР1 цифрові відліки сигналу зберігаються на час затримки в БВК. Це потрібно для одночасного надходження сигналів на обидва адресні входи ПЗП КЧ. Вихідні коди БР1 і БВК формують адресу вибірки коригувального члена $\Delta y[y(iT_s); y'(iT_s)]$, причому вихідний сигнал БР1 створює 1-у частину адреси комірки коригувального члена $\Delta y(iT_s)$, а вихідний сигнал БВК є 2-ю частиною адреси коригувального члена. Водночас, вихідний сигнал БР1 подається на вхід БР2, який зберігає його на часовий інтервал вибірки коригувального члена з ПЗП КЧ.

На останньому етапі перетворення вихідний сигнал БР2 надходить на перший вхід ЦС, а на другий вхід ЦС з виходу ПЗП КЧ подається

коригувальний коефіцієнт. На виході ЦС формується цифровий скоригований результат аналого-цифрового перетворення $\Delta y_c(iT_s) = y(iT_s) - \Delta y[y(iT_s); y'(iT_s)]$.

Слід зазначити, що в основному функціонування виконується 3 кроки обробки сигналу на виході АЦП. Такий процес зменшує швидкодію пристроїв аналого-цифрового перетворення. Для послаблення ефекту зниження швидкодії АЦП з коригувальними блоками пристрій працює у конвеєрному режимі. При конвеєрній організації аналого-цифрового перетворення незалежно від кількості каскадів, тобто послідовних етапів перетворення, повний час перетворення дорівнює одному робочому такту (рис. 3.6).

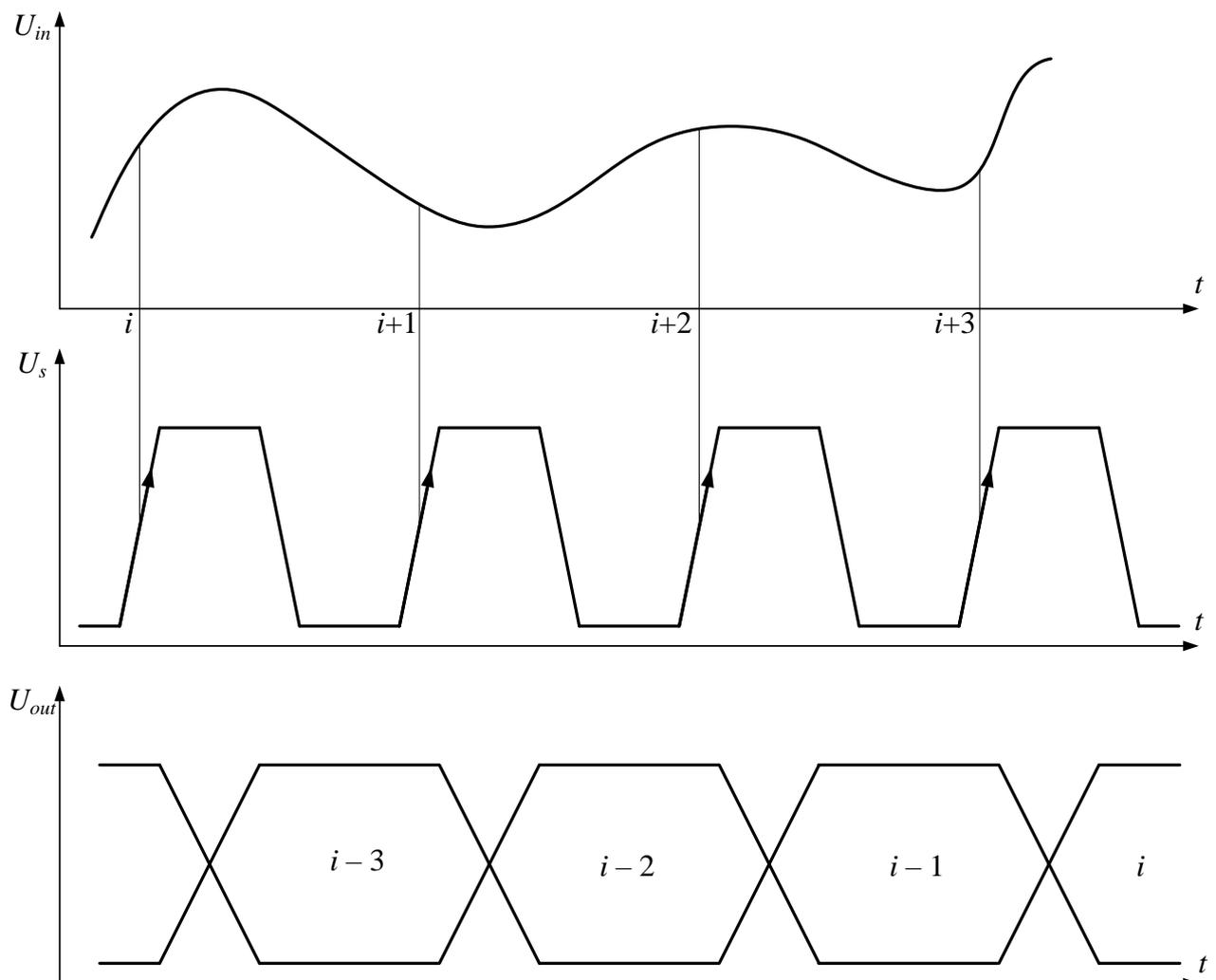


Рисунок 3.6 – Часові діаграми конвеєрного режиму роботи АЦП

Повний цикл функціонування АЦП здійснюється за 3 етапи, при цьому сумарна швидкість аналого-цифрового перетворення дорівнює значенню тактової частоти F_T , що дорівнює значенню частоти дискретизації.

Цей спосіб виконання процесу аналого-цифрового перетворення характеризує конвеєрний тип АЦП, що дають змогу одержати максимальну частоту перетворення, яка залежить від швидкодії одного ступеня АЦП. Збільшена при цьому часова затримка вихідного коду пристрою аналого-цифрового перетворення відносно вхідного аналогового сигналу перетворювача «аналог-код» суттєвого значення не відіграє, тому що умови теореми відліків є інваріантними до зміщення часових відліків.

Розроблена структурна схема дає змогу розрахувати електричні параметри та розробити принципову схему АЦП ВЧ-сигналів електровз'язку.

4 КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРИСТРОЮ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ВЧ-СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРОЗВ'ЯЗКУ

Імітаційне моделювання динаміки процесу пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку пов'язано з особливостями, що обумовлено нетривіальністю математичних моделей електрорадіоелементів окремих блоків АЦП із відповідними спектральними та часовими характеристиками. Ці особливості спричиняють необхідність у нормалізуванні та спрощенні комп'ютерних моделей цифро-аналогових перетворювачів, ОЗП та шумоподібних сигналів. При цьому спрощуються процедури аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку у складі телекомунікаційної системи.

4.1 Вибір та аналіз моделювального пакета

Для дослідження характеристик розробленого пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку можна застосовувати пакет комп'ютерного моделювання. У теперішній час існує багато різних комп'ютерних пакетів. Найбільш відомими з цих пакетів вважаються Electronics Workbench 5.12, Proteus 7, NI Multisim 11.0. При виборі моделювального пакету потрібно опиратися на висунуті задачі моделювання.

У програмі Proteus 7.0. є можливість змінювання параметрів і характеристик компонентів. За допомогою комп'ютерних моделей вимірювальних приладів можна візуально спостерігати часові подання сигналів в аналоговій і цифровій формі.

Для комп'ютерного моделювання принципових електричних схем зручним для роботи є моделювальний пакет Electronics Workbench версії 5.12. За можливостями цей пакет моделювання є не гіршим від інших пакетів. Водночас перевагою його порівняно з іншими пакетами є наочний інтерфейс

користувача, який дає змогу досить легко розробляти моделі засобів. Цей моделювальний пакет містить багато електрорадіокомпонентів, водночас він передбачає простоту зміни характеристик цих компонентів.

Всі вищенаведені комп'ютерні програми передбачають деякі обмеження, що не дає змогу здійснити коректне комп'ютерне моделювання запропонованих АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку. А саме: бібліотека цифрових засобів, бібліотека ВІС АЦП і ЦАП, кількість вимірювальних приладів, що можуть бути використані в одній комп'ютерній моделі.

Таким технічним показником задовольняє комп'ютерний моделювальний пакет типу NI Multisim версії 11.0. Отже, для виконання процесу моделювання пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку буде використано цей пакет, що висуває такі вимоги до ПК:

- а). ОС не нижче Windows XP;
- б) ПК не нижче Pentium 5;
- в) ОЗП від 1,0 GB;
- г) не менше 2,0 GB на НМЖД;
- д) відеокарта мінімальною роздільною здатністю 1024x768.

4.2 Розробка комп'ютерної моделі АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку

Процес комп'ютерного моделювання АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку здійснювався на рівні принципової електричної схеми, тобто на рівні окремих радіоелементів, що є найбільш точним і докладним наближенням до реального АЦП, при цьому враховувались динамічні властивості окремих ВІС.

На рис. 4.1 представлено моделювальну схему АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку з використанням фазо-площинної корекції.

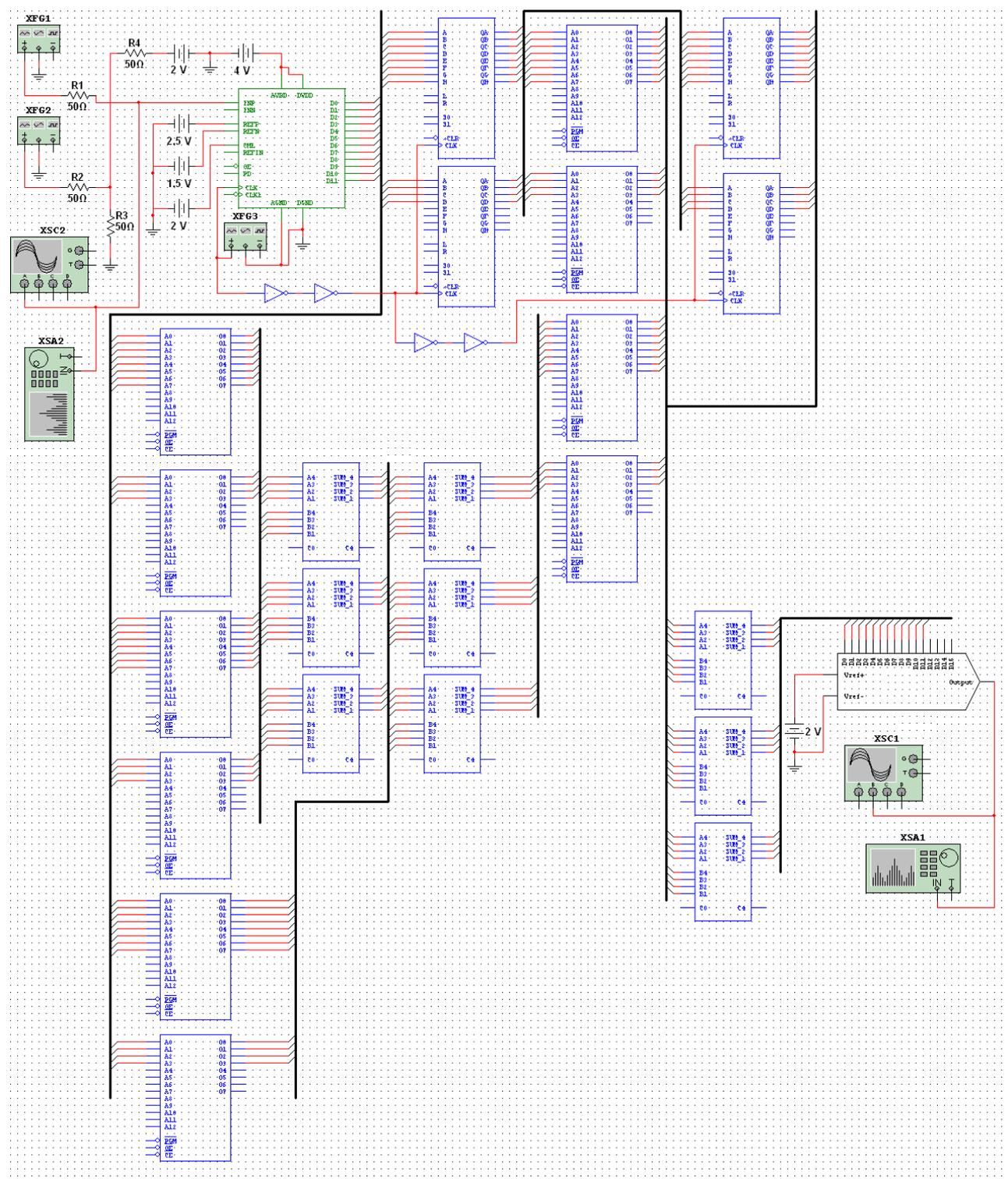


Рисунок 4.1 – Моделювальна схема АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку

Моделювальна схема пристрою містить ВІС базового АЦП американської фірми Analog Devices типу AD872A. Ця мікросхема АЦП є 12-розрядним перетворювачем аналог-код паралельного типу з максимальною частотою дискретизації 20 МГц.

Моделювальна схема також містить 6 мікросхем флеш-пам'яті типу SST39LF512A об'ємом 128 кбіт x 8 розрядів з мінімальним циклом зчитування 40 нс; мікросхему контролера послідовної шини USB, мікросхему кварцевого генератора для формування імпульсів дискретизації. Інші цифрові блоки та вузли пристрою: блок керування, буферні регістри, елементи затримки та цифровий суматор реалізовано на базі ВІС програмованої логічної матриці фірми Altera типу EPM7128SQL160-5.

4.3 Аналіз результатів моделювання пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку

На вхід АЦП ВЧ-сигналів електрозв'язку подається двочастотний сигнал, який утворюється шляхом використання генераторів сигналів Г1 та Г2 синусоїдальної форми. Значення амплітуд вихідних сигналів цих генераторів виставляється на рівні 1,0 В. Значення частоти генератора Г1 - f_1 встановлюється згідно $f_1 = 0,9f_2$. Для максимального значення $f_2 = 5$ МГц встановлюється частота $f_1 = 4,5$ МГц. Частота дискретизації дорівнює номінальному значенню ВІС АЦП, тобто 10 МГц. Форму двочастотного сигналу на вході АЦП у часовій і частотній області подано на рис. 4.2 та рис. 4.3 відповідно.

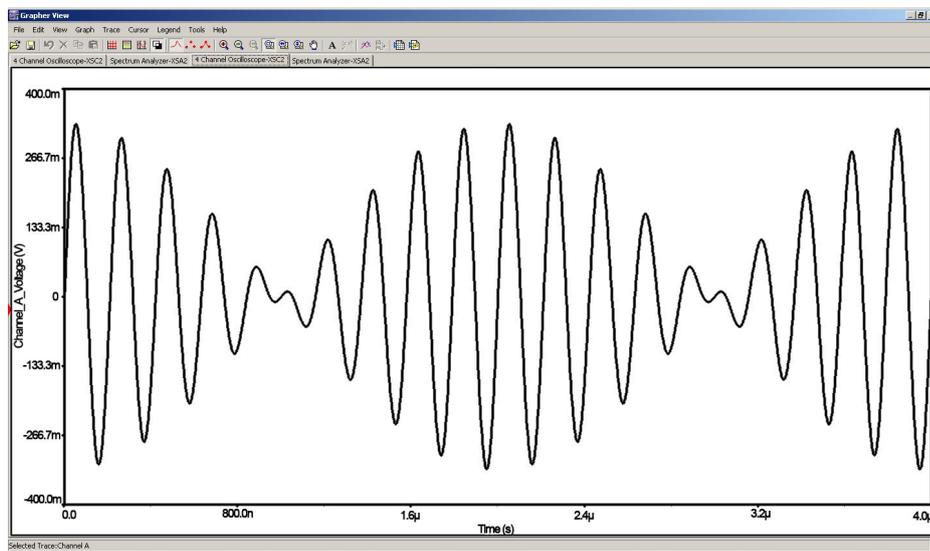


Рисунок 4.2 – Форма двочастотного вхідного сигналу АЦП у часовій області

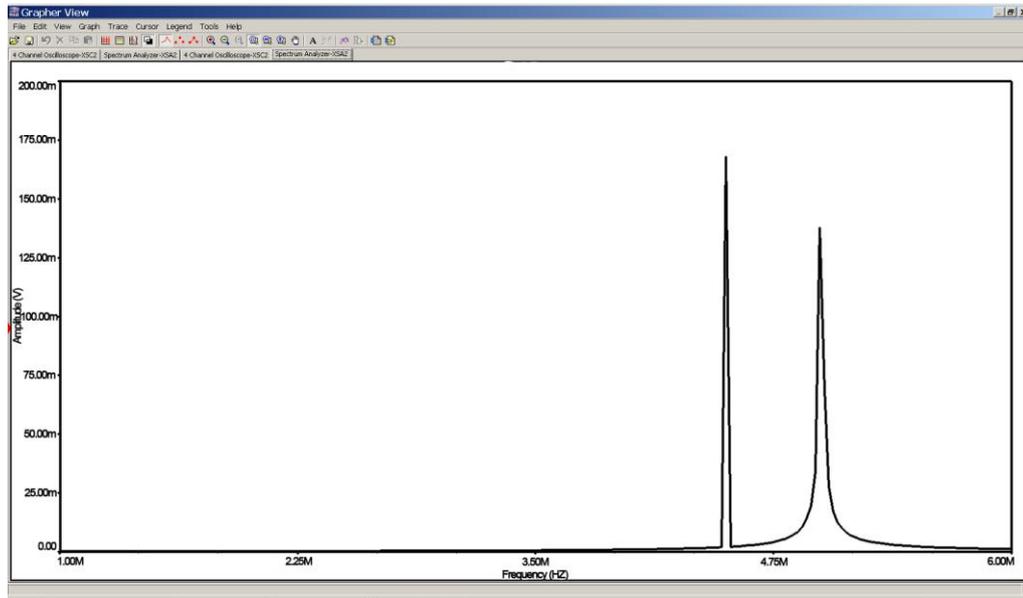


Рисунок 4.3 – Форма двочастотного вхідного сигналу АЦП у частотній області

На виході моделі ідеалізованого ЦАП формується аналоговий сигнал, що є еквівалентом цифрового сигналу модельованого АЦП. Якісний аналіз характеристик роботи пристрою аналого-цифрового перетворення можна виконувати методом співставлення форм сигналу на вході АЦП і сигналу на виході ЦАП на екрані осцилографа (рис. 4.4, 4.5).

Схожість цих 2-х сигналів у часовій області вказує на коректність побудованої схеми для комп'ютерного моделювання пристрою аналого-цифрового перетворення.

Для кількісного оцінювання якості функціонування пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку використовуються результати моделювання вихідного сигналу ЦАП у частотній області, тобто досліджуються числові параметри спектра аналогового еквівалента вихідного сигналу АЦП (рис. 4.6).

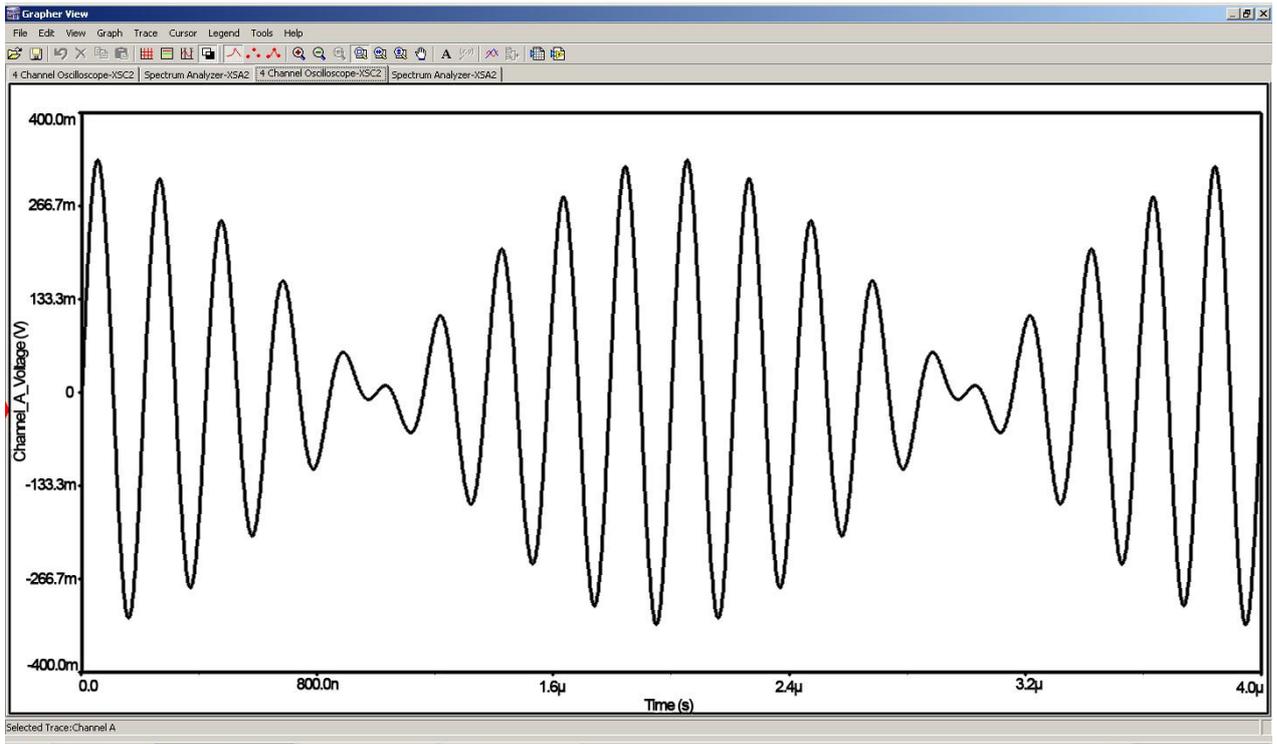


Рисунок 4.4 – Форма вхідного сигналу АЦП у часовій області

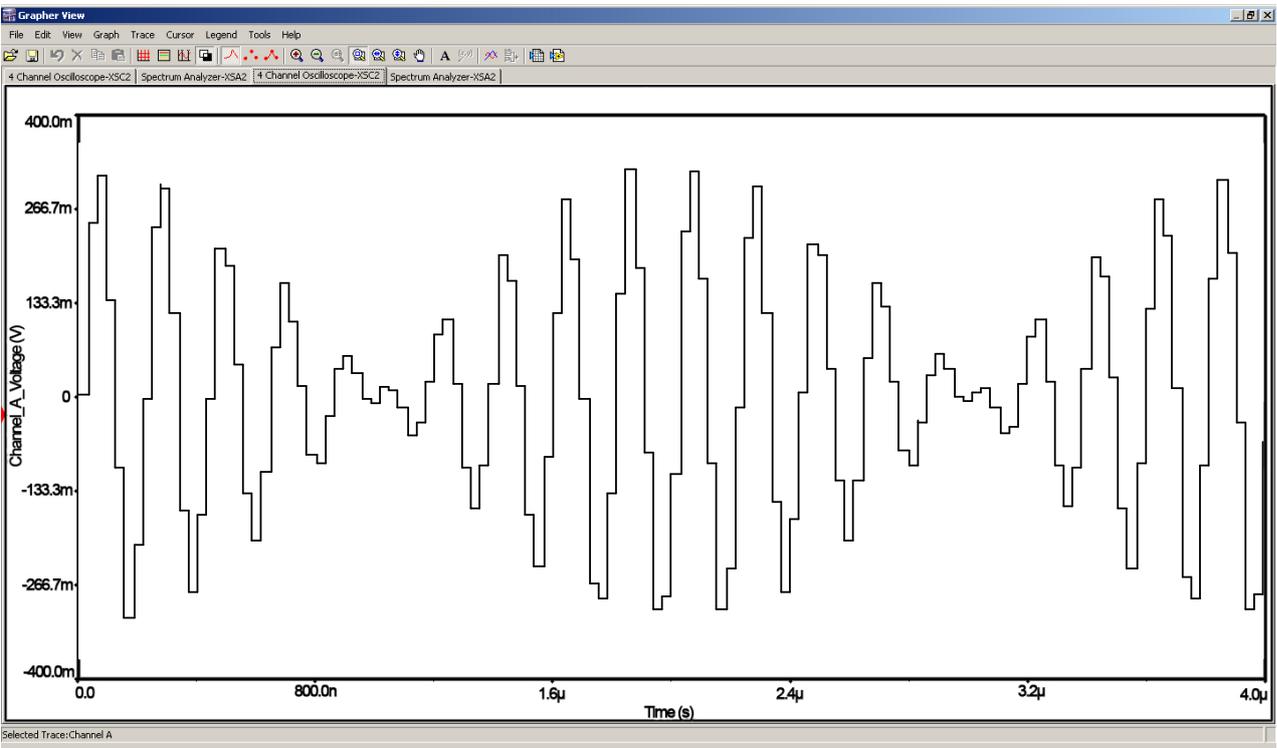


Рисунок 4.5 – Форма вихідного сигналу ЦАП у часовій області

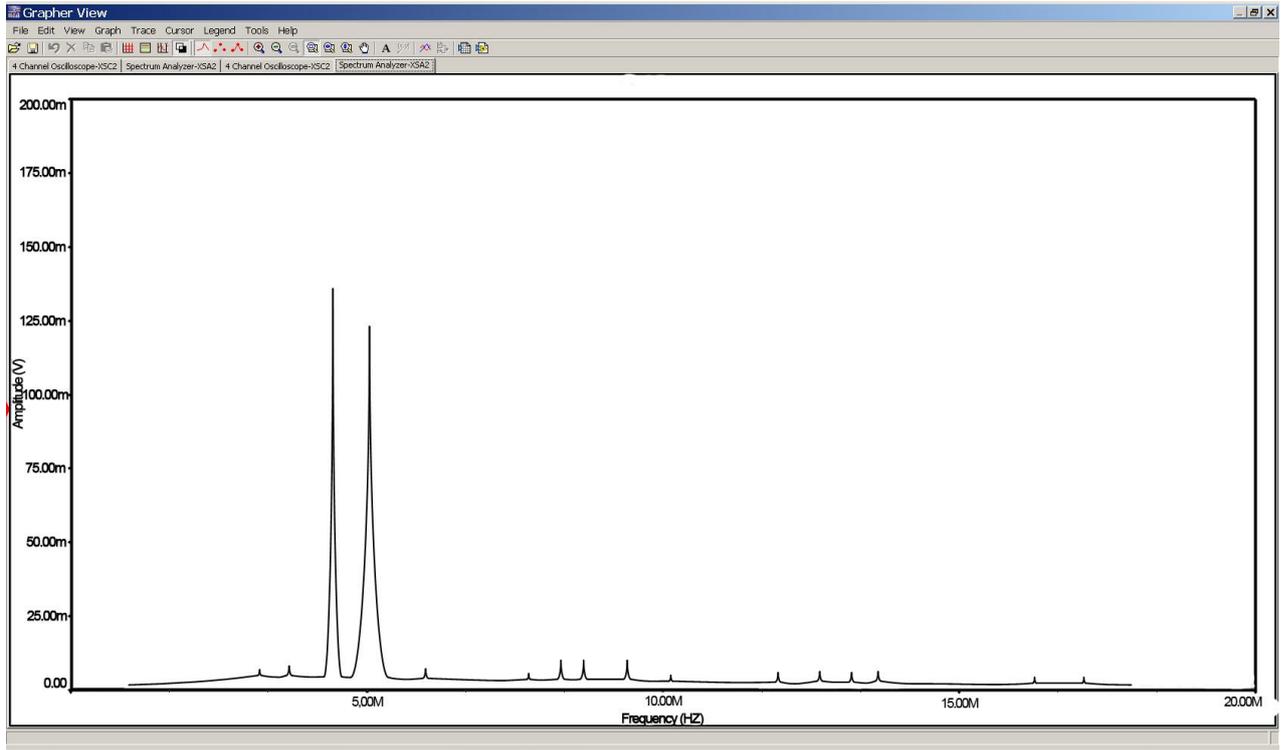


Рисунок 4.6 – Частотний спектр сигналу на виході АЦП

Ефективність корекції динамічних похибок перетворення аналог-код можна визначити за ефективним числом двійкових розрядів АЦП:

$$n_{ef} = \left[10 \lg \frac{U_1^2 + U_2^2}{\sum_{i=1}^N U_i^2} - 1,76 \right] / 6,02,$$

де U_1 , U_2 – значення амплітуд синусоїдальних компонент;

U_i – значення амплітуд паразитних компонент.

Виконуючи процедури змін значень частот сигналу на вході АЦП можна побудувати графіки залежності ефективного числа розрядів досліджуваного пристрою аналого-цифрового перетворення (рис. 4.7).

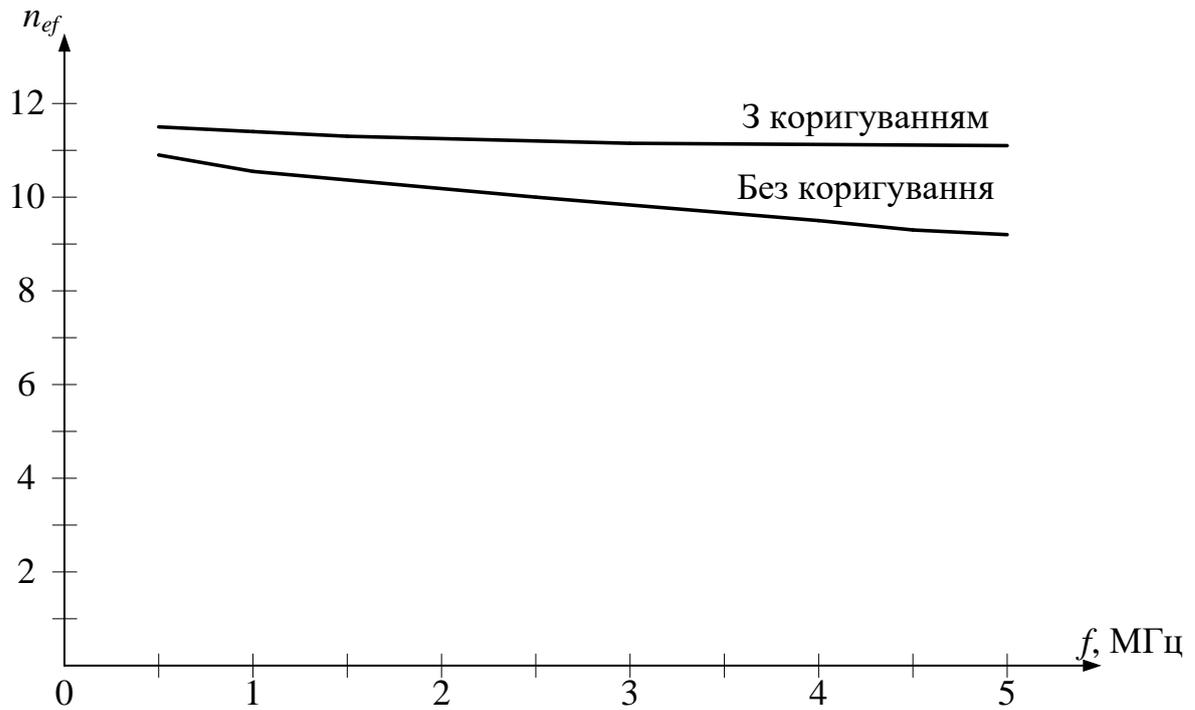


Рисунок 4.7 – Залежність ефективного числа розрядів від частоти вхідного сигналу

Результати моделювання пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку доводять, що метод фазо-площинного коректування збільшує ефективне число розрядів у діапазоні нижніх частот на 0,5 розряди, а у смузі високих частотах на 2,0 біта.

5 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 «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» 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.

4.1 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 «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» 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. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – 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	60	60	55
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		58,3		

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 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, 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	70	75	65
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	70,0		

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 [16]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 58,3, k_{\text{теор}} = 70,0$ балів;

$0,6$ та $0,4$ – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 58,3 + 0,4 \cdot 70,00 = 63,00 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – 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 «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку», даний рівень становить 63,00 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 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 [16]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

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, $T_p=24$ дні.

$$Z_o = 19200,00 \cdot 8 / 24 = 6181,84 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – 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	19200,00	772,73	8	6181,84
Інженер-дослідник телекомунікаційних систем	17800,00	750,00	24	18000,00
Старший науковий співробітник	18200,00	681,82	12	8181,84
Технік 1-ї категорії	8600,00	358,33	8	2866,67
Всього				35230,35

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

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:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [16];

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 $T_p = 24$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_i = 8000,00 \cdot 1,35 \cdot 1,15 / (24 \cdot 8) = 64,69 \text{ грн.}$$

$$Z_{pl} = 64,69 \cdot 24,00 = 1552,50 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – 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
Підготовка автоматизованих робочих місць дослідників	24,00	3	1,35	64,69	1552,50
Монтаж базового обладнання	32,00	5	1,70	81,46	2606,67
Наладка основних блоків дослідження роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку	12,00	5	1,70	81,46	977,50
Контроль протікання експериментів	30,00	5	1,70	81,46	2443,75
Формування бази даних результатів досліджень	15,00	4	1,50	71,88	1078,13
Формування бази даних поведінки системи в різних умовах	9,00	3	1,35	64,69	582,19
Тестування блоків	8,00	3	1,35	64,69	517,50
Всього					9758,23

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{дод}} = (35230,35 + 9758,23) \cdot 10 / 100\% = 4498,86 \text{ грн.}$$

5.2.2 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:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (35230,35 + 9758,23 + 4498,86) \cdot 22 / 100\% = 10887,24 \text{ грн.}$$

5.2.3 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 «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку».

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:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{\text{в}j}, \quad (5.7)$$

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.

$$M_1 = 2,0 \cdot 192,00 \cdot 1,1 - 0 \cdot 0 = 422,40 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – 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 канцелярський офісний АМОСОOL-500 (А4)	192,00	2,0	-	-	422,40
Папір для заміток АМОСОOL-В (А5)/70	86,00	3,0	-	-	283,80
Начиння канцелярське АМОСОOL	148,00	2,0	-	-	325,60
Органайзер офісний АМОСОOL light	125,00	4,0	-	-	550,00
Картридж для принтера HP-7021	1560,00	2,0	-	-	3432,00
Диск оптичний COOL-CD/RW	25,50	4,0	-	-	112,20
FLASH-пам'ять KingsBAFF 32GB	120,00	2,0	-	-	264,00
Тека для паперів	46,00	4,0	-	-	202,40
Всього					5592,40

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_8), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електровз'язку», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_e = 1 \cdot 7920,00 \cdot 1,1 = 8712,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Аналізатор рівня сигналів VN-DU	1	7920,00	8712,00
Всього			8712,00

5.2.5 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:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

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.

$$B_{\text{спец}} = 20870,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 22957,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Приймально-передавальний блок стандарту LTE 1800/2600 (4 канали)	1	20870,00	22957,00
Приймально-передавальний блок стандарту GSM/LTE 900/1800 (4 канали)	1	35600,00	39160,00
Блок комутації сигналу GNSS VN-UBTS-SPLIT-GNSS	1	12360,00	13596,00
Блок комутації ВЧ сигналу мультідіапазонний VN-UBTS-SPLIT-NetMon	1	14790,00	16269,00
Всього			91982,00

5.2.6 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:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{\text{прог.і}}$ – 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.

$$B_{\text{прог}} = 6350,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 6985,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Пакет Visual System Simulator	1	6350,00	6985,00
Пакет Microwave Office	1	6850,00	7535,00
Пакет Matlab 2020	1	5920,00	6512,00
Всього			21032,00

5.2.7 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:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{е}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

де $Ц_{б}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{е}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (32850,00 \cdot 1) / (5 \cdot 12) = 547,50 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
1	2	3	4	5
Персональний комп'ютер	32850,00	5	1	547,50
Метрологічний комплекс	26400,00	5	1	440,00
Автоматизовані місця дослідників	12560,00	4	1	261,67

Продовження таблиці 5.10

1	2	3	4	5
Пристрої виводу інформації	6450,00	5	1	107,50
Управляючий термінал типу notebook	15550,00	5	1	259,17
Лабораторія досліджень	355000,00	25	1	1183,33
ОС Windows 11	7890,00	5	1	131,50
Прикладний пакет Microsoft Office 2021	7120,00	5	1	118,67
Всього				3049,33

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

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 $C_e = 11,02$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,25 \cdot 190,0 \cdot 11,02 \cdot 0,95 / 0,97 = 523,45 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,25	190,0	523,45
Метрологічний комплекс	0,32	100,0	352,64
Автоматизовані місця дослідників	0,10	190,0	209,38
Пристрої виводу інформації	0,50	60,0	330,60
Управляючий термінал типу notebook	0,02	5,0	1,10
Приймально-передавальний блок стандарту LTE 1800/2600 (4 канали)	0,10	100,0	110,20
Приймально-передавальний блок стандарту GSM/LTE 900/1800 (4 канали)	0,10	100,0	110,20
Блок комутації сигналу GNSS VN-UBTS-SPLIT-GNSS	0,12	100,0	132,24
Блок комутації ВЧ сигналу мультідіапазонний VN-UBTS-SPLIT-NetMon	0,12	100,0	132,24
Аналізатор рівня сигналів VN-DU	0,08	100,0	88,16
Всього			1990,21

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» 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» відсутні.

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» відсутні.

5.2.11 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:

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ie} = 55\%$.

$$I_e = (35230,35 + 9758,23) \cdot 55 / 100\% = 24743,72 \text{ грн.}$$

5.2.12 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:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 105\%$.

$$B_{нзв} = (35230,35 + 9758,23) \cdot 105 / 100\% = 47238,00 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_v + B_{нзв}. \quad (4.15)$$

$$B_{заг} = 35230,35 + 9758,23 + 4498,86 + 10887,24 + 5592,40 + 8712,00 + 91982,00 + 21032,00 + 3049,33 + 1990,21 + 0,00 + 0,00 + 24743,72 + 47238,00 = 264714,34 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.16)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,95$.

$$ZB = 264714,34 / 0,95 = 278646,67 \text{ грн.}$$

5.3 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 «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» 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:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.17)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 4$;

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 $n = 3$;

T_C – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_C = 2$;

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 $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 278646,67$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I, n, T_C, R, B, t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [16].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = \frac{4^3 \cdot 2 \cdot 4}{278,6 \cdot 0,08} = 22,05.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу 5

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» складають 278646,67 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку» 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 розв'язано задачу підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку шляхом коригування динамічних похибок, що виникають при перетворенні широкого класу ВЧ-сигналів у телекомунікаційних системах.

Виконано аналіз методів підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку. Показано, що актуальним є розробка нових пристроїв покращення роздільної здатності АЦП вхідних сигналів, а саме високочастотних, які коректно моделюють обставини роботи пристроїв АЦП, що є складовими цифрових телекомунікаційних систем.

Обрано новий метод коригування динамічних похибок АЦП, який передбачає коригування результатів аналого-цифрового перетворення у фазовій області, при цьому враховуються не лише інерційні властивості АЦП, але й і швидкість зміни вхідного ВЧ-сигналу, що дає можливість підвищити роздільну здатність пристроїв аналого-цифрового перетворення.

Запропоновано формули для оцінки ефективного числа розрядів АЦП, що дозволило виконати оцінку роздільної здатності АЦП на базі фазо-площинного коригування. Показано, що фазо-площинне коригування в АЦП дозволяє підвищити ефективне число розрядів на $2,2 \div 2,8$ бітів залежно від рівня вхідного ВЧ-сигналу та значення динамічної похибки.

Наведено інженерну методику побудови пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку з коригуванням динамічних похибок, на базі якої розроблено структурну схему пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку та алгоритми калібрування АЦП.

Виконано комп'ютерне моделювання на рівні принципової електричної схеми 12-розрядних АЦП зі значенням частоти дискретизації 10 МГц. Виконані синтез та аналіз довели основні положення магістерської роботи. Порівняння результатів розрахунків динамічних параметрів розробленого пристрою аналого-цифрового перетворення з експериментальними даними, отриманими

при комп'ютерному моделюванні, підтвердили достовірність запропонованих у магістерській роботі аналітичних виразів.

У розділі «Економічна частина» відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи 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.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г.Г. Бортник, Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с.
2. Бортник Г.Г. Цифрова обробка сигналів / Г. Бортник, В. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСАМ-Вінниця, 2006. -167 с.
3. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.
5. Азаров О.Д. Аналого-цифрове порозрядне перетворення на основі надлишкових систем числення з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О.Д. – Вінниця: ВНТУ, 2010. – 232 с. – ISBN 966-641-354-6.
6. Азаров О.Д. Конвеєрні аналого-цифрові перетворювачі з ваговою надлишковістю: монографія / Азаров О.Д., Шапошніков О.В., Захарченко С.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006. – 157 с. – ISBN 966-641-165-2.
7. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів: монографія / Г. Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
8. Бабак В.П. Обробка сигналів: підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
9. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1 / Волощук Ю.І. – Харків: Компанія СМІТ, 2003. – 580 с. – ISBN 966-8530-04-7.
10. Бортник Г.Г. Основи теорії багатоканального зв'язку: Навчальний посібник / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, О.В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 146 с.
11. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010.– 308 с.

12. Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія / Крупельницький Л.В., Азаров О.Д.; під. заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.

13. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник. М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – №2 (21). – С. 12–15.

14. Бортник Г.Г. Цифровий пристрій запам'ятовування та відтворення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, Р.М. Вітер / Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2019, № 4. – С. 87-93.

15. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В.В. Поповський, С. О. Сабурова, В. Ф. Олійник, Ю. І. Лосєв, Д. В. Агєєв та ін.: За загальною редакцією В. В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.

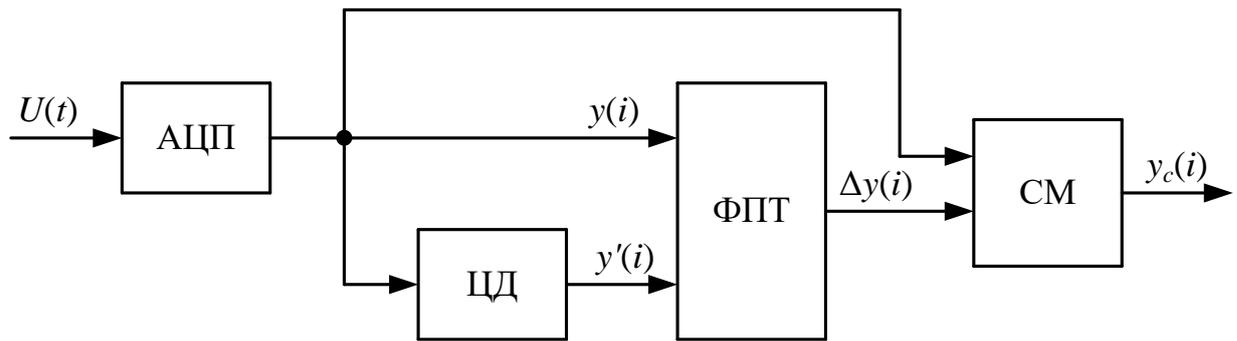
16. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

ДОДАТКИ

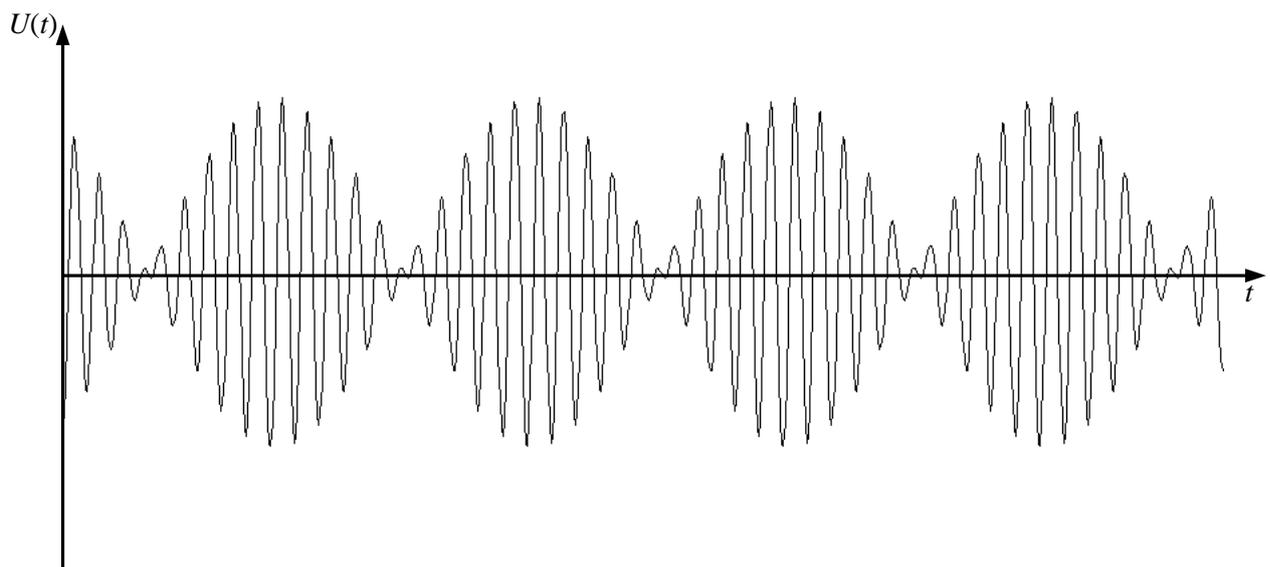
Додаток А
(обов'язковий)

Ілюстративна частина

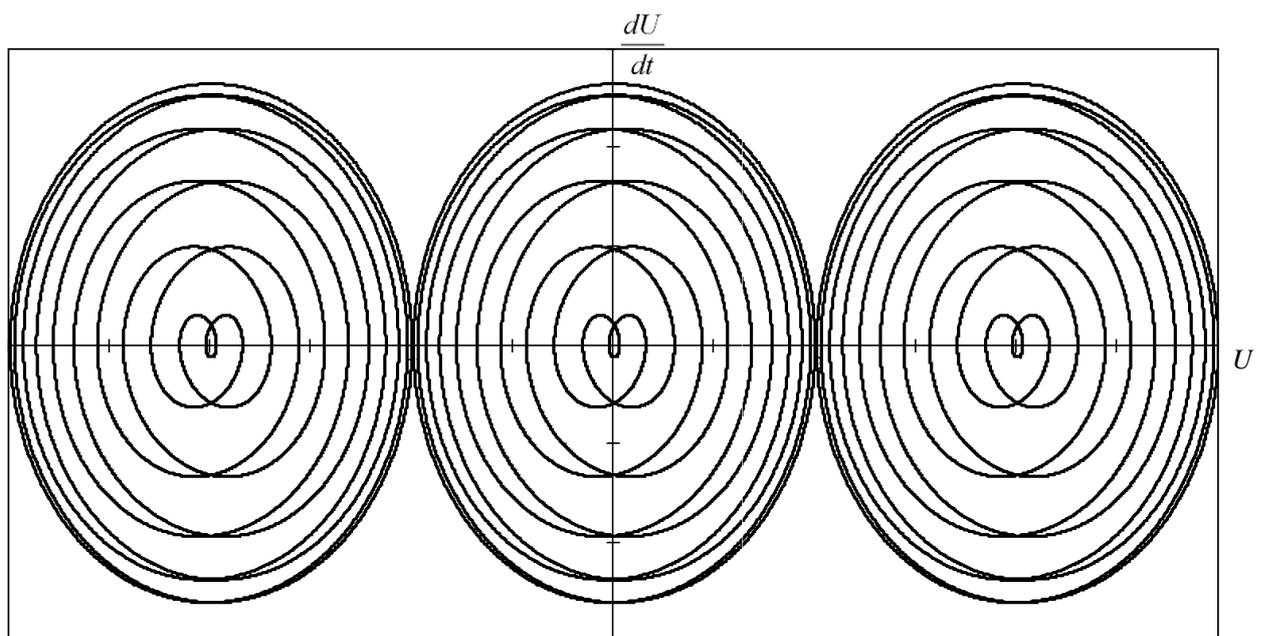
Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового
перетворення ВЧ-сигналів електровз`язку
назва магістерської кваліфікаційної роботи



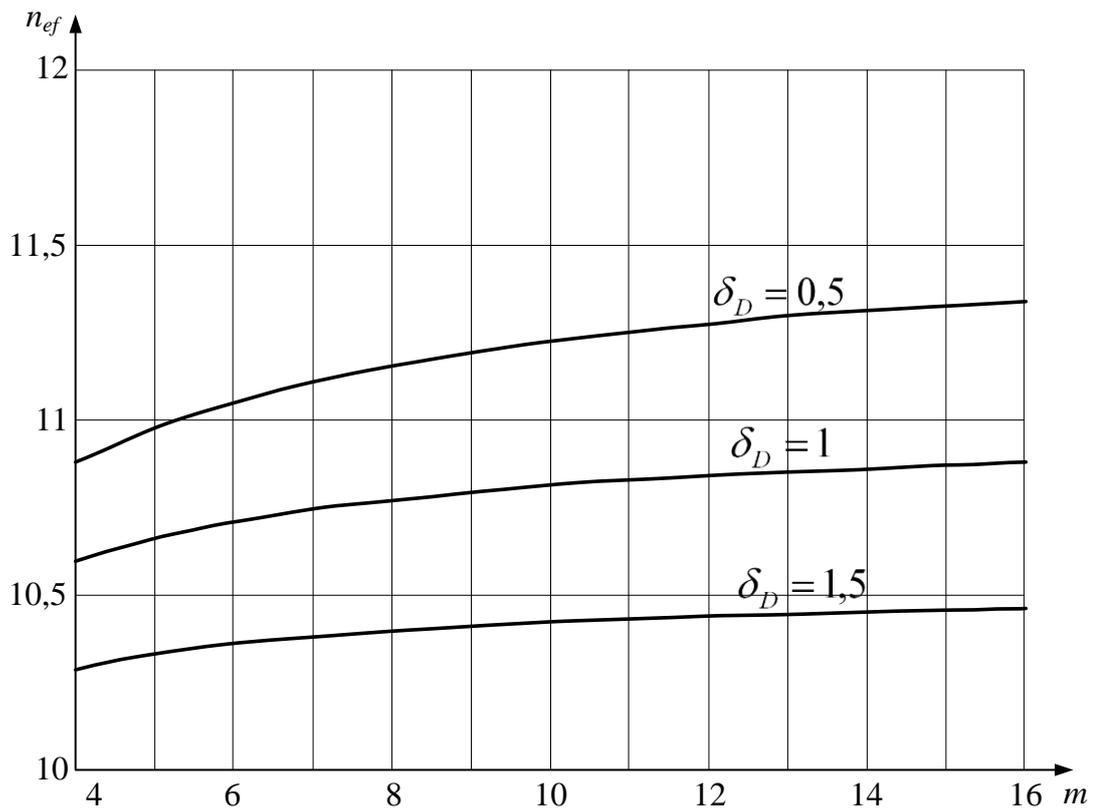
Структура методу фазо-площинного коригування динамічних похибок АЦП



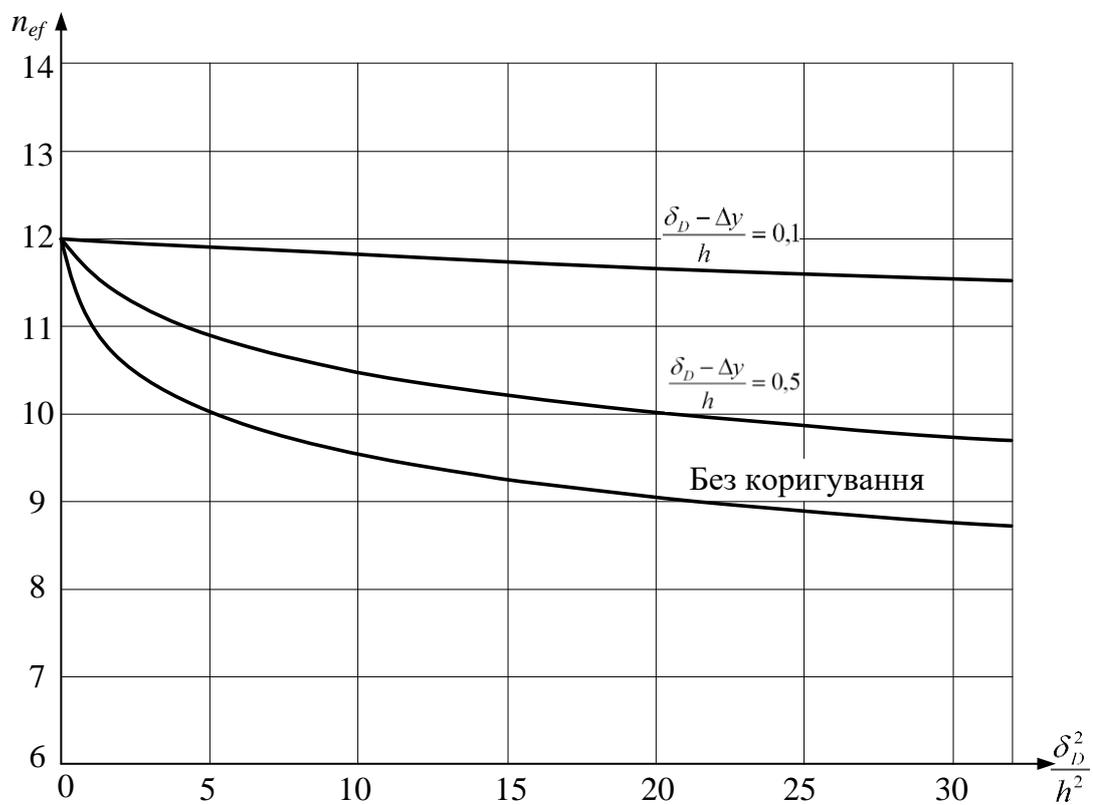
Двотональний випробувальний сигнал



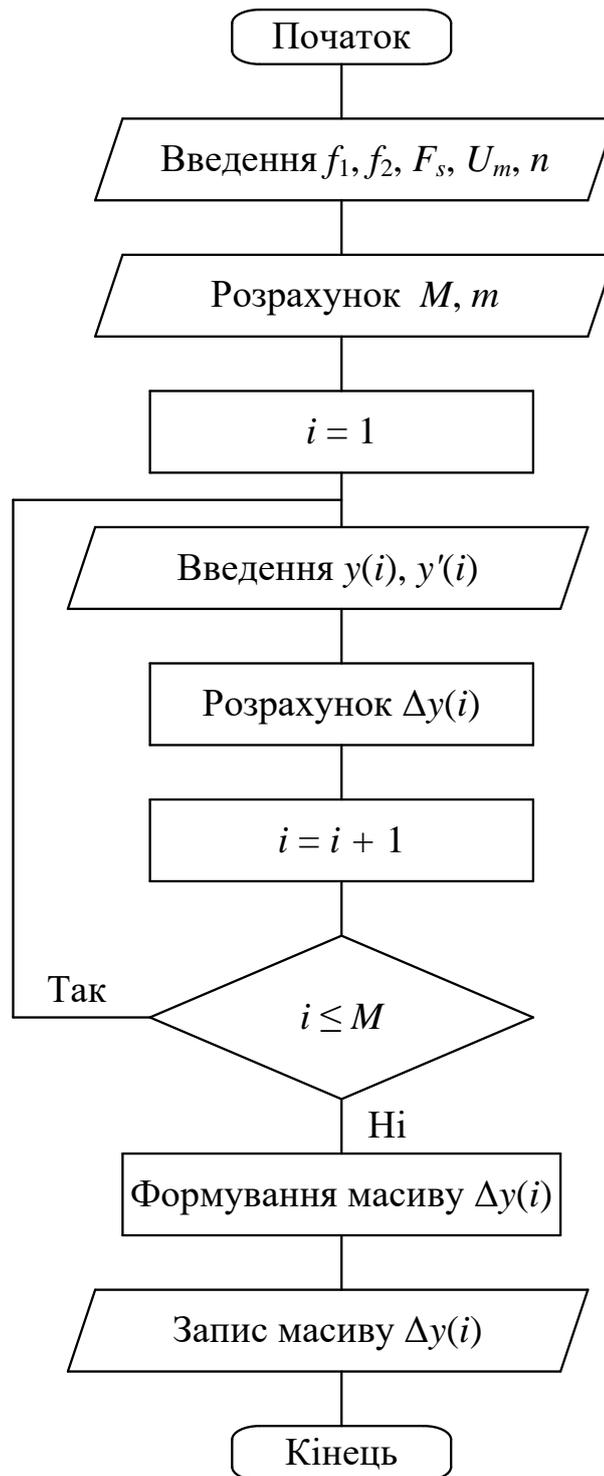
Траєкторії випробувального сигналу у фазовій області



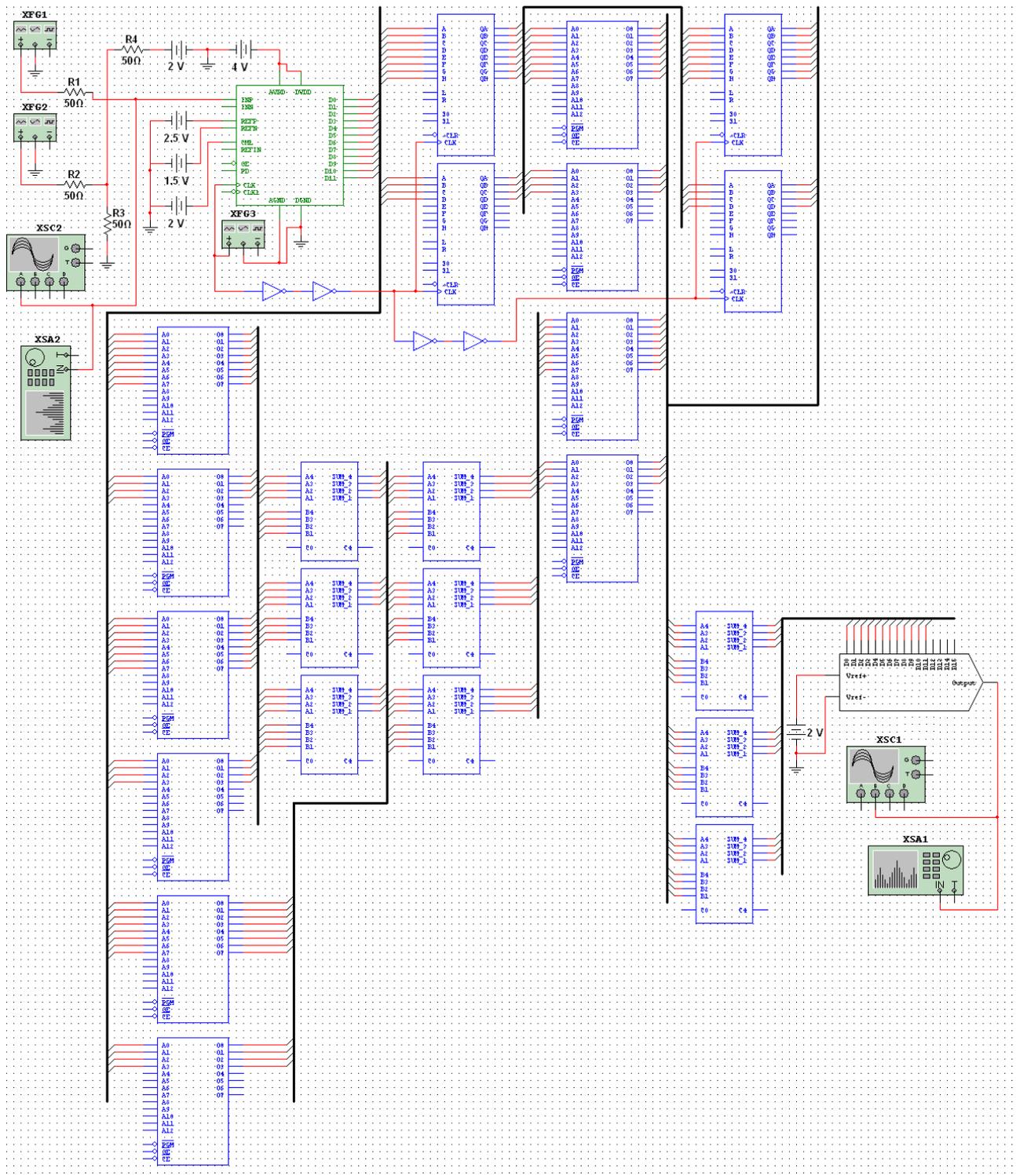
Залежності ефективного числа розрядів АЦП від розрядності коригувальних членів



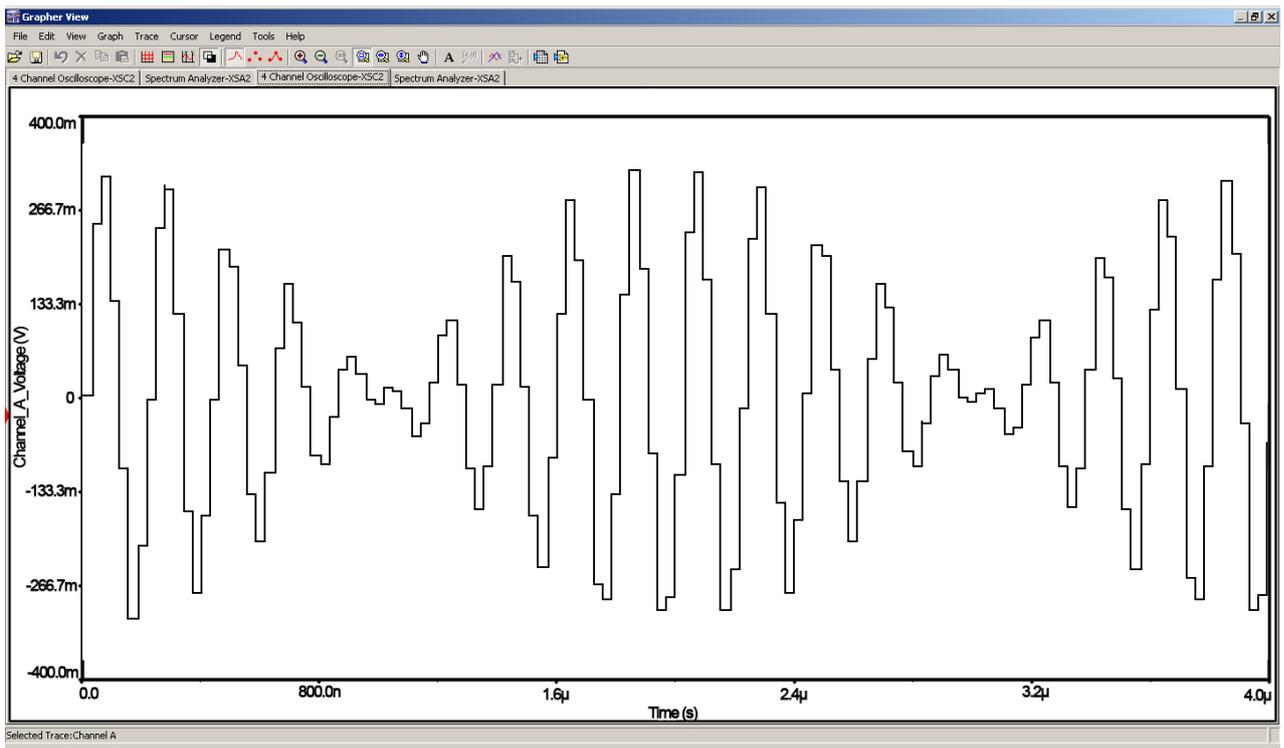
Залежність ефективного числа розрядів АЦП від значення нормованої динамічної похибки



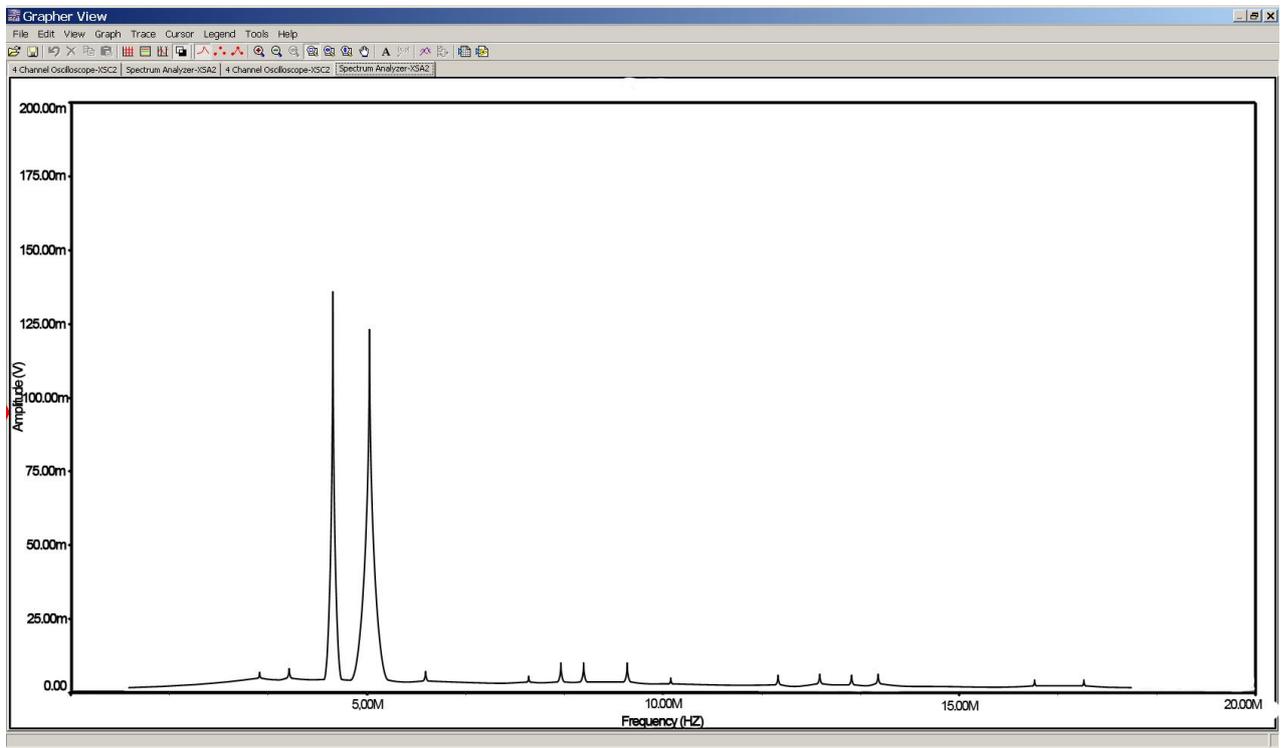
Блок-схема алгоритму фазо-площинного калібрування АЦП



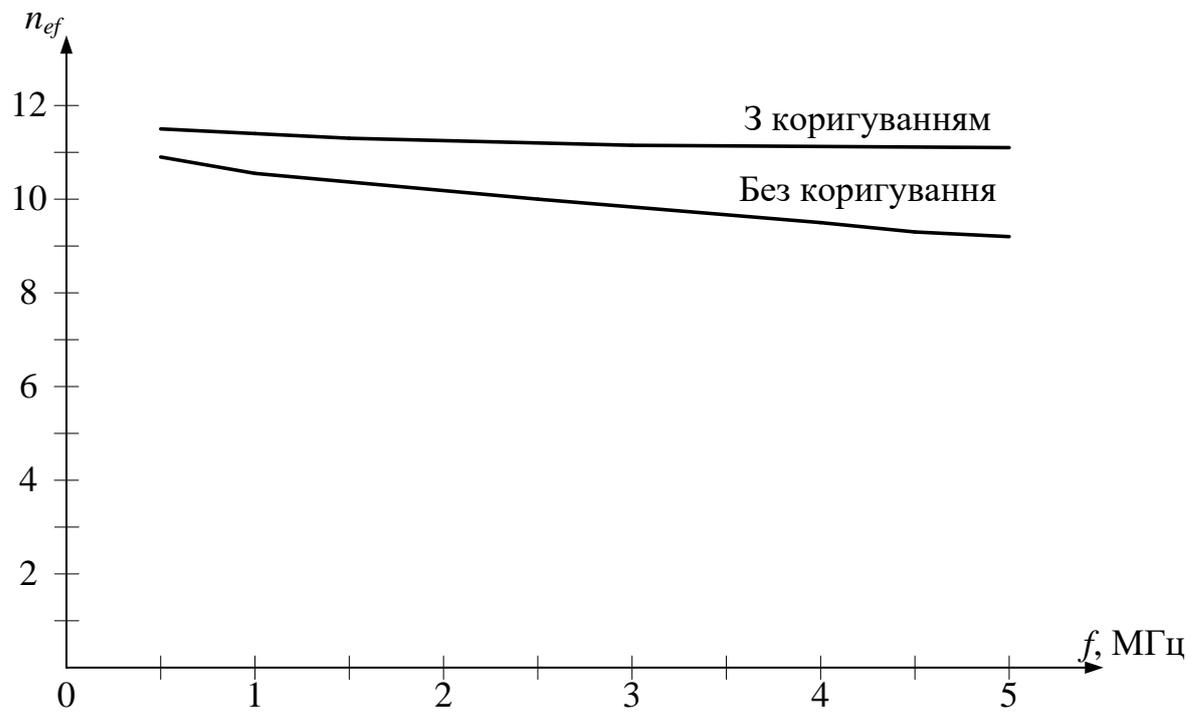
Моделювальна схема пристрою аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електровз'язку



Форма вихідного сигналу ЦАП у часовій області



Форма вихідного сигналу АЦП у частотному вимірі



Залежність ефективного числа розрядів від частоти вхідного сигналу

Додаток Б
(обов'язковий)

**Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових
запозичень**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Підвищення роздільної здатності пристроїв аналого-цифрового перетворення ВЧ-сигналів електрозв'язку

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ТСМ-23мз
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 20 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

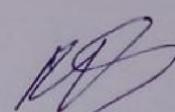
Експертна комісія:

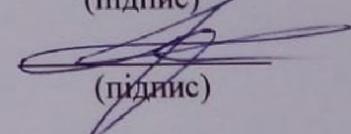
Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ

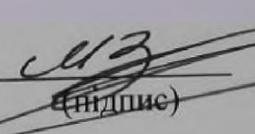
(прізвище, ініціали, посада)

Бортник Г.Г., гарант ОПП

(прізвище, ініціали, посада)


(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

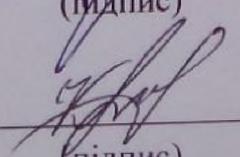
З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник 

(підпис)

Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач 

(підпис)

Ковтун А.Б.

(прізвище, ініціали)