

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра обчислювальної техніки

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Багатоканальна високоточна аналого-цифрова система збору й перетворення
низькочастотних сигналів»

08-54. МКР.026.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу, групи 2КІ-23м
спеціальності

123 – Комп'ютерна інженерія

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)



Бондар В.А.

(прізвище та ініціали)

Керівник:

к.т.н., доц. каф.ОТ



Крупельницький Л.В.

(прізвище та ініціали)

Опонецт:

к.т.н., доц.каф.ПЗ

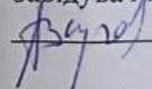


Войтко В.В.

(прізвище та ініціали)

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ОТ

 д.т.н., проф. Азаров О.Д.

«_____» _____ 2024 р.

Вінніця 2024

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії
Кафедра обчислювальної техніки
Освітньо-кваліфікаційний рівень — магістр
Спеціальність 123 — «Комп'ютерна інженерія»



ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ОТ
Азаров О. Д.

року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

студенту Бондару Валентину Андрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: "Багатоканальна високоточна аналого-цифрова система збору й перетворення низькочастотних сигналів "

керівник роботи: к.т.н., доцент кафедри ОТ Крупельницький Л.В. затверджена наказом Вінницького національного технічного університету від 20.04.2024 року № 111.

2. Строк подання студентом роботи: 10.12.2024

3. Вихідні дані до роботи: число каналів – від 4 до 16, діапазони входних напруг – від 10 мВ до 1 В, смуга робочих частот – від 1 до 1000 Гц, міжканальна неідентичність коефіцієнтів передавання – не більше 0.3 дБ, коефіцієнт нелінійних спотворень – не більше 0.003%, відношення сигнал/шум – не менше 94 дБ, інтерфейс зв'язку з комп'ютером – USB та Bluetooth.

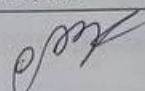
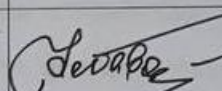
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, аналіз методів та засобів обробки низькочастотних сигналів, програмне забезпечення для обміну даними та керування сигналами, розрахунок економічної доцільності створення аналого-цифрової системи збору й перетворення низькочастотних сигналів.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

Схеми структурна, функціональна аналого-цифрового перетворювача, схеми та ілюстративний матеріал щодо сфер застосування аналого-цифрових перетворювачів.

6. Консультанти розділів роботи наведені в таблиці 1.

Таблиця 1 — Консультанти розділів роботи

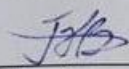
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
	Крупельницький Л. В., к.т.н., доцент каф. ОТ		
	Небава М.І., к.е.н., професор каф. ЕПВМ		

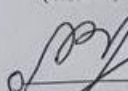
Дата видачі завдання 18.09.2024р.

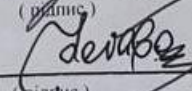
8. Календарний план наведено в таблиці 2.

Таблиця 2 — Календарний план

№ з/п	Назва етапів дипломної магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
	Огляд і аналіз джерел інформації	<u>10.09 - 25.09</u>	Виконано
	Теоретичні дослідження, обґрунтування методу модульної структури	<u>25.10 - 20.10</u>	Виконано
	Обґрунтування та розробка алгоритмів калібрування та методів покращення точності	<u>21.10 - 05.11</u>	Виконано
	Розробка і тестування програмного забезпечення	<u>06.11 - 10.11</u>	Виконано
	Економічна частина	<u>17.11 - 25.11</u>	Виконано

Студент  Бондар В.А.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник магістерської кваліфікаційної роботи  Крупельницький Л.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Консультант з економічної частини  Небава М.І.
(підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Бондар В.А. "Багатоканальна високоточна аналого-цифрова система збору й перетворення низькочастотних сигналів". Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 123 - Комп'ютерна Інженерія, Вінниця: ВНТУ, 2024.

На укр. мові. Бібліогр.: 35 назв; рис.: 22; табл. 2.

У роботі розглянуто принципи побудови ац-системи перетворення низькочастотних сигналів. Розглянуто основні аналоги серед аналого-цифрових систем перетворення сигналів. Проаналізовано теоретичні основи аналого-цифрового перетворення низькочастотних сигналів, принципів дискретизації та квантування. Розроблено алгоритми та методи калібрування статичних та динамічних вимірювальних каналів. Розроблено структурні та функціональні схеми самокаліброваних ац-систем. Розроблено програмне забезпечення для обміну даними, керування сигналами та бездротовим зв'язком.

Ключові слова: багатоканальна високоточна аналого-цифрова система, статичні алгоритми, динамічні алгоритми, обробка даних, низькочастотний сигнал.

ABSTRACT

Bondar V.A. 'Multichannel high-precision analogue-digital system for collecting and converting low-frequency signals'. Master's qualification work in speciality 123 - Computer Engineering, Vinnytsia: VNTU, 2024.

In Ukrainian. Bibliography: 35 titles; Figures: 22; Table 2.

The paper deals with the principles of constructing an ac-system for converting low-frequency signals. The main analogues among analogue-to-digital signal conversion systems are considered. The theoretical foundations of the analogue-to-digital conversion of low-frequency signals, the principles of sampling and quantisation are analysed. Algorithms and methods for calibration of static and dynamic measurement channels are developed. Structural and functional diagrams of self-calibrated automatic control systems were developed. Software for data exchange, signal management and wireless communication was developed.

Keywords: multichannel high-precision analogue-digital system, static algorithms, dynamic algorithms, data processing, low-frequency signal.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	8
1 ОГЛЯД І АНАЛІЗ ДЖЕРЕЛ ІНФОРМАЦІЇ.....	10
1.1 Огляд предметної області, коротка історія питання.....	10
1.2 Класифікація напрямків досліджень і основних технічних рішень	14
1.3 Характеристика перетворення аналогового сигналу	21
2 ТЕОРЕТИЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ, ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ.....	28
2.1 Принципи роботи аналого-цифрових систем.....	28
2.3 Мікроконтролерна реалізація самокаліброваної АЦ-системи.....	36
2.4 Структурні та схемотехнічні рішення вимірювальних каналів АЦ-системи високоточного перетворення низькочастотних сигналів	42
2.5 Розробка функціональної та принципової схеми	44
3 ОБГРУНТУВАННЯ ТА РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ КАЛІБРУВАННЯ ТА МЕТОДІВ ПОКРАЩЕННЯ ТОЧНОСТІ.....	48
3.1 Алгоритми калібрування статичних вимірювальних каналів.....	48
3.2 Алгоритми калібрування динамічних вимірювальних каналів	52
3.3 Методи підвищення точності та швидкодії АЦП.....	57
4 РОЗРОБКА І ТЕСТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ	64
4.1 Модуль для обміну даними.	64
4.2 Модуль для керування сигналами.....	68
4.3 Модуль бездротового зв'язку	73

					08-54.КМКР.026.00.000 ПЗ			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розробив	Бондар В.А.				Багатоканальна високоточна аналого-цифрова система збору й перетворення низькочастотних сигналів	Літ.	Аркуш	Аркушів
Перевірів	Крупельницький						6	
Реценз.	Войтко В.В.					ВНТУ, гр. 2КІ-23м		
Н. контр.	Швець С.І.							
Затвердж.	Азаров О.Д							

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	80
5.1 Комерційний та технологічний аудит науково-технічної розробки	80
5.2 Визначення економічної ефективності за результатами дослідження.....	83
5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки за її можливої комерціалізації потенційним інвестором.....	88
ВИСНОВКИ	94
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	96
ДОДАТОК А Технічне завдання	98
ДОДАТОК Б Схема електрична принципова АЦС	102
ДОДАТОК В Функціональна схема 4-канальної самокаліброваної АЦ- системи	103
ДОДАТОК Г Перелік елементів	104
ДОДАТОК Д Лістинг файлу N_ADC.c	108
ДОДАТОК Е Лістинг файлу HC05.c	113
ДОДАТОК Ж ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ	117

					08-54. МКР.026.00.000 ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		7

ВСТУП

Перетворення низькочастотних сигналів за допомогою високоточних аналого-цифрових систем є критично важливим для різноманітних галузей, включаючи телекомунікації, медичну діагностику та радіоелектроніку. Цей процес дозволяє отримувати, обробляти та передавати сигнали в цифровій формі, що забезпечує високу стійкість до перешкод, спрощує обробку та підвищує точність вимірювань.

Об'єкт дослідження — процеси багатоканальних аналого-цифрових перетворень та їх здатність до реєстрації та обробки низькочастотних сигналів.

Предмет дослідження — апаратні засоби та програмні методи низькочастотного сканування.

Основною метою цієї магістерської роботи є збільшення точності багатоканальної системи аналого-цифрового збору та перетворення низькочастотних сигналів. Дослідження охоплює основні принципи та алгоритми перетворення, а також створення ефективних аналого-цифрових перетворювачів для досягнення максимальної точності та швидкості роботи.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі **завдання**:

- проаналізувати теоретичні основи аналого-цифрового перетворення низькочастотних сигналів, принципів дискретизації та квантування;
- провести класифікацію основних архітектур аналого-цифрових перетворювачів і їх особливостей, включаючи однобітові та багатобітові АЦП;
- спроектувати аналого-цифровий перетворювач для збільшення точності та швидкодії;
- розробити алгоритми та методи калібрування статичних та динамічних вимірювальних каналів;
- розробити програмне забезпечення для обміну даними та керування сигналами.

Методи дослідження: аналітичний метод для вивчення теоретичної бази дослідження, експериментальний метод, метод обробки сигналу, метод

моделювання, розробка програмного забезпечення, аналітичний метод дослідження.

Новизна даної роботи полягає у підвищенні точності перетворення завдяки корекції вхідних вимірювальних каналів багатоканальної високоточної аналого-цифрової системи збору й перетворення низькочастотних сигналів.

Практична цінність роботи полягає в створенні багатоканальної високоточної АЦ-системи збору й перетворення низькочастотних сигналів.

Магістерська робота спрямована на поглиблене розуміння та розвиток багатоканальної системи аналого-цифрового збору й перетворення низькочастотних сигналів. Дослідження цієї теми розширить знання у сфері сучасних технологій і сприятиме подальшому розвитку електроніки та прикладних галузей, де високоточне перетворення сигналів має вирішальне значення.

Апробація матеріалів роботи виконана під час ЛІІ конференції.

Публікація за темою роботи : Бондар, В.; Крупельницький, Л.В. Мікроконтролерна реалізація самокаліброваної багатоканальної АЦ-системи введення й обробки аналогових сигналів. НТКП ВНТУ. Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, Ukraine, mar. 2023. Available at: <<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-fitki/all-fitki-2023/paper/view/17456/14494>>. Date accessed: 06 Jun. 2023.[1]

1 ОГЛЯД І АНАЛІЗ ДЖЕРЕЛ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Огляд предметної області, коротка історія питання

Аналого-цифрова високоточна багатоканальна система збору та перетворення низькочастотних сигналів (АЦ-система) являє собою комп'ютеризовану електронну систему, що призначена для конвертації аналогових сигналів низької частоти у цифровий формат з високою точністю.

Головним завданням АЦ-НЧ-сигналу є збір аналогового сигналу, його дискретизація та подальше перетворення в цифровий код. Для забезпечення високої точності, система використовує високоякісні аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), здатні вимірювати та конвертувати аналоговий сигнал у цифрову форму з великою роздільною здатністю.

Процес перетворення включає два ключових етапи: дискретизацію та квантування. Дискретизація означає взяття зразків аналогового сигналу у визначені моменти часу, що відповідають дискретним точкам. Квантування надає цим точкам числове значення, яке відповідає амплітуді сигналу. Після завершення дискретизації та квантування отриманий цифровий сигнал може бути підданий подальшій обробці, переданий чи збережений для подальшого використання. Якість перетворення визначається точністю АЦП, вимірювальної системи, а також рівнем операційного підсилення і фільтрації сигналу.

Багатоканальна система високоточного збору і перетворення низькочастотних сигналів може бути використана в багатьох сферах, де необхідна висока точність перетворення аналогових сигналів у цифровий формат.

Основні переваги використання АЦП в комп'ютерних системах можна виділити у таких аспектах:

- перетворення сигналів;
- висока точність і роздільна здатність;
- широкий динамічний діапазон.

Під час перетворення сигналів АЦП дає змогу конвертувати аналогові сигнали, такі як звукові, відео-, радіо- та інші низькочастотні сигнали, у цифровий

формат. Це полегшує їх обробку, передачу та зберігання, що особливо важливо для комунікаційних систем, адже більшість сучасних систем працюють на основі цифрових технологій.

Також АЦП забезпечує високу точність і роздільну здатність при перетворенні аналогового сигналу в цифровий. Це дає змогу зберігати детальну інформацію про сигнал та гарантувати високу якість звуку, зображення або іншої аналогової інформації після цифрової обробки.

Маючи широкий динамічний діапазон АЦП може працювати з сигналами різного рівня амплітуди, включаючи як слабкі, так і потужні сигнали. Це має велике значення для комунікаційних систем, де рівні сигналів можуть змінюватися через різні фактори, наприклад, відстань передачі, шуми тощо.

В аудіообробці АЦП використовуються в аудіотехніці, записуючих пристроях та звукових картах для перетворення аналогових звукових сигналів у цифровий формат.

Аналого-цифрові системи збору та перетворення застосовуються в аудіообробці для перетворення аналогових аудіосигналів у цифровий вигляд. Це важливо для багатьох сучасних аудіопристроїв, таких як музичні програвачі, звукові карти, цифрові записуючі системи тощо. Основною метою використання АЦП є збереження аналогового аудіосигналу в цифровому вигляді, який можна потім обробляти або зберігати на цифрових носіях. Процес перетворення включає два ключові етапи: дискретизацію та квантування.

Дискретизація передбачає вимірювання значень аналогового сигналу у визначені моменти часу. Це здійснюється шляхом вибору зразків аудіосигналу на високій частоті, яка значно перевищує максимальну частоту записуваного сигналу.

Частота дискретизації вимірюється в герцах (Гц) і визначає, скільки разів за секунду знімається значення сигналу. У сфері аудіообробки зазвичай використовуються частоти від 44,1 кГц до 192 кГц.

Після дискретизації кожне значення аналогового сигналу в зразку піддається квантуванню, тобто апроксимується до найближчого значення з обмеженого набору

можливих. Цей процес залежить від роздільної здатності АЦП, яка визначає точність вимірювання сигналу. Роздільна здатність зазвичай вимірюється в бітах: чим більше бітів, тим вища точність перетворення [2].

В медичних приладах АЦП використовується для перетворення аналогових сигналів, таких як ЕКГ (електрокардіограма) або ЕЕГ (електроенцефалограма), у цифровий формат для подальшої обробки й аналізу. Основне завдання АЦП полягає в тому, щоб перетворити аналоговий сигнал (наприклад, електричний струм або напругу), який представляє фізіологічні параметри пацієнта, у цифровий формат для обробки іншими електронними системами. Для перетворення низькочастотних сигналів з високою точністю, таких як ЕКГ, ЕЕГ, ЕМГ або сигнали від датчиків тиску, застосовуються спеціалізовані АЦП.

У електрокардіографії (ЕКГ), АЦП перетворює електричні сигнали серцевої діяльності, зняті за допомогою електродів на грудній клітці пацієнта, у цифровий формат. Цифрові дані використовуються для аналізу серцевого ритму, виявлення аритмій або ішемії.

У електроенцефалографії (ЕЕГ), АЦП перетворює електричні сигнали мозкової активності, отримані за допомогою електродів на шкірі голови, у цифрові дані, що застосовуються для діагностики епілепсії, вивчення сну та інших неврологічних станів.

У електроміографії (ЕМГ), АЦП перетворює електричні сигнали м'язової активності, отримані за допомогою електродів на шкірі, у цифрові дані. Ці дані використовуються для оцінки функції м'язів, діагностики нервово-м'язових захворювань, а також для управління протезами та реабілітаційними пристроями.

Основні напрямки вдосконалення багатоканальних високоточних аналого-цифрових систем збору й перетворення низькочастотних сигналів наведені на рисунку 1.1.



Рисунок 1.1 — Напрямки досліджень, в яких застосовуються високоточні АЦП.

Основні напрямки досліджень:

- алгоритми та методи перетворення сигналів;
- швидкодія та пропускна здатність;
- зниження шуму та спотворень;
- енергоефективність та оптимізація;
- високочастотні дослідження;
- медичні дослідження;
- системи автоматичного керування;
- космічні дослідження.

Постійно розробляються нові алгоритми для покращення вимірювання, обробки й аналізу сигналів у режимі реального часу. Удосконалюються методи квантування й інтерполяції для підвищення точності перетворення. З'являються компенсаційні алгоритми, які мінімізують спотворення, шуми та інтерференції.

Для обробки великого обсягу даних у реальному часі потрібні вдосконалені рішення з підвищеною швидкістю АЦП. Удосконалюються техніки, що дозволяють збільшити пропускну здатність без зниження точності перетворення.

Для підвищення якості сигналу розробляються алгоритми фільтрації та шумозаглушення. Технології, такі як диференціальний вхід, допомагають знизити вплив електромагнітних перешкод і зовнішніх шумів.

Поряд з підвищенням продуктивності ведуться роботи над зменшенням споживання енергії. Важливою задачею є оптимізація алгоритмів для стиснення даних і зменшення їхнього обсягу при передачі та зберіганні.

Розробляються високошвидкісні АЦП для точного і швидкого вимірювання високочастотних сигналів (радіосигнали, радари, оптичні сигнали тощо). Алгоритми та апаратні рішення адаптуються для обробки таких сигналів.

Використання АЦП у медицині є критично важливим для збору й аналізу біомедичних сигналів (ЕЕГ, ЕКГ, ЕМГ), а також даних з медичних сенсорів. Дослідження тривають в напрямку покращення діагностики та моніторингу пацієнтів.

У промисловості, автомобільній техніці, робототехніці АЦП збирають дані з сенсорів і забезпечують зворотний зв'язок для автоматизованого керування процесами.

У космічних технологіях АЦП використовуються для збору даних з космічних датчиків, супутників і міжпланетних зондів. Вони є ключовими елементами в системах космічних комунікацій та дослідження Всесвіту.

Дослідження в цій області постійно прогресують, що сприяє поліпшенню якості та ефективності систем високоточного аналого-цифрового перетворення в різних сферах застосування.

1.2 Класифікація напрямків досліджень і основних технічних рішень

Багатоканальні високоточні аналого-цифрові системи збору та перетворення низькочастотних сигналів (АЦ-системи) також знаходять застосування в промислових вимірюваннях і системах контролю. Вони використовуються для перетворення аналогових сигналів від датчиків (температури, тиску, потоку тощо) у цифровий формат для подальшої обробки та контролю.

У радіо- та телевізійній техніці АЦ-системи служать для перетворення аналогових радіочастотних сигналів у цифровий формат, що дозволяє виконувати декодування, модуляцію та інші операції в системах радіо- та телевізійного мовлення.

У сфері автомобільної електроніки АЦ-системи є невід'ємним компонентом, який використовується для перетворення аналогових сигналів від автомобільних датчиків (швидкість, температура двигуна, рівень палива тощо) у цифровий формат для подальшого контролю та обробки. Таким чином, створення аналого-цифрових перетворювачів залишається актуальним і важливим напрямком розвитку електроніки [3]. Незважаючи на значні досягнення в цій галузі, постійно виникають нові вимоги щодо високошвидкісного, високоточного та низькошумового перетворення сигналів. Тому можна виділити основні завдання при розробці нових АЦ-системи, які наведені на рисунку 1.2.

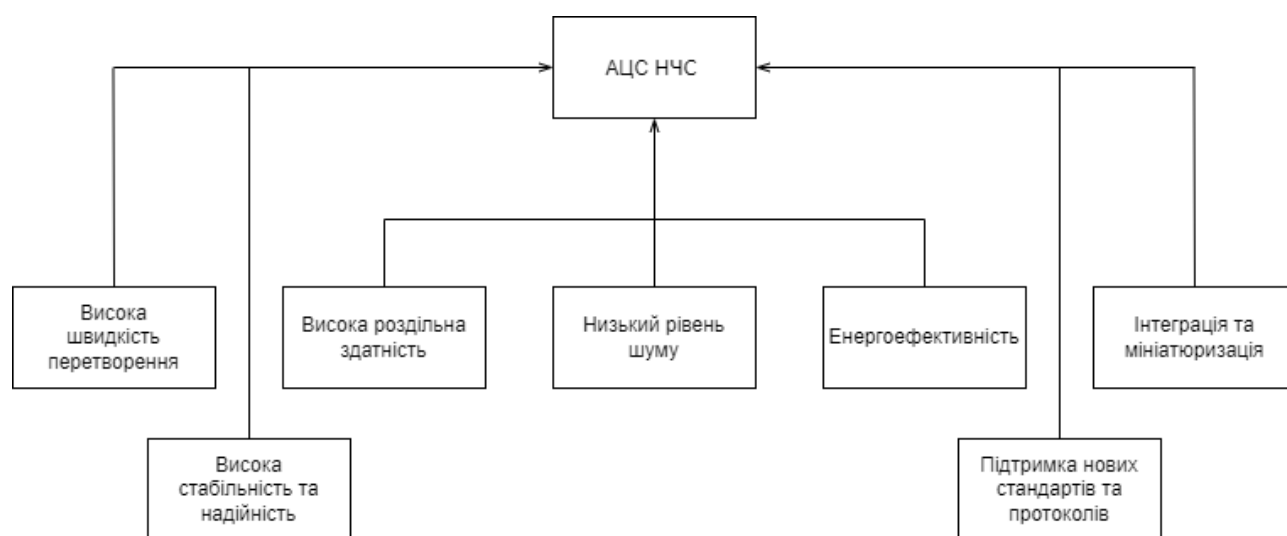


Рисунок 1.2 — Класифікація основних параметрів багатоканальної АЦ-системи перетворення низькочастотних сигналів.

Основні вимоги до розробки багатоканальних високоточних аналого-цифрових систем збору й перетворення низькочастотних сигналів (АЦ-системи) можна виділити наступним чином:

- висока швидкість перетворення
- висока роздільна здатність;
- низький рівень шуму;
- енергоефективність;
- інтеграція та мініатюризація;

- висока стабільність та надійність;
- підтримка нових стандартів та протоколів.

У зв'язку з постійним зростанням вимог до швидкості обробки сигналів і появою високошвидкісних додатків (наприклад, у бездротових комунікаціях, радарах або медичній візуалізації), потрібні АЦ-системи, здатні забезпечувати швидко та точно перетворення навіть за умов високих частот дискретизації.

Для таких додатків, як аудіозапис або точні вимірювання фізичних величин, важливо мати АЦ-системи з високою роздільною здатністю. Це дозволяє забезпечити точне відтворення аналогових сигналів у цифровій формі, що є критичним для багатьох професійних та наукових систем.

У вимірювальних системах, де сигнали можуть мати низьке співвідношення сигнал/шум, особливо важливі АЦ-системи з низьким рівнем шуму. Це дозволяє отримувати точні дані навіть у складних умовах, коли шум може значно вплинути на якість вимірювання.

Розробка енергоефективних АЦ-системи з низьким рівнем енергоспоживання є важливою задачею, особливо для мобільних пристроїв, бездротових сенсорних мереж та автономних систем. Обмежений ресурс енергії, зокрема тривалість роботи батареї, стає ключовим фактором у таких системах, тому важливим є зниження енергоспоживання без втрати продуктивності.

Сучасні досягнення в галузі мікроелектроніки та виробництва інтегральних схем дозволяють зменшувати розмір АЦ-системи і інтегрувати їх з іншими функціональними елементами на одному чіпі. Це сприяє мініатюризації пристроїв і розширює можливості їх застосування в різних системах, зокрема в портативній техніці та медичних приладах.

Для критично важливих додатків, де точність і стабільність мають вирішальне значення, АЦ-системи повинні демонструвати високу стабільність роботи навіть в екстремальних умовах. Це включає низьку нелінійність, мінімальний вплив температури, стабільність при коливаннях напруги живлення та стійкість до зовнішніх впливів.

Зі зростанням кількості нових стандартів і комунікаційних протоколів, таких як USB, HDMI, Ethernet, PCIe, виникає потреба в АЦ-системи, здатних до прямого перетворення аналогових сигналів у цифровий формат, який відповідає цим стандартам. Це дозволяє використовувати АЦС НЧС у сучасних системах зв'язку та обробки даних без додаткових перетворювальних пристроїв.

Системи, які здійснюють перетворення сигналів з аналогової в цифрову форму (АЦП) і навпаки (ЦАП), є суттєвими елементами в багатьох електронних пристроях і системах. Головна мета цих систем полягає в трансформації аналогових сигналів (таких як звукові чи вимірювальні) у цифровий формат і назад, що забезпечує можливість збереження, обробки та передачі даних. Одним із ключових технічних аспектів є розрядність, що визначає, скільки бітів використовується для цифрового представлення аналогового сигналу. У АЦП розрядність показує, з якою точністю можна провести квантування аналогового сигналу. Наприклад, АЦП з 12 бітами здатен розділити аналоговий сигнал на 4096 рівнів (2^{12}), тоді як 16-бітний АЦП — на 65536 рівнів (2^{16}). Збільшення кількості бітів веде до більшої кількості рівнів квантування, що забезпечує точніше відображення аналогового сигналу. Кожен додатковий біт у розрядності фактично подвоює можливу кількість рівнів, що використовуються для представлення сигналу. Це покращує точність, але водночас збільшує обсяги даних, які потрібно обробляти та передавати.

Розрядність також має вплив на характеристики, як-от динамічний діапазон і шум. Динамічний діапазон визначає різницю між максимальним і мінімальним значеннями, які система може відобразити. Вища розрядність забезпечує розширений динамічний діапазон, оскільки більше рівнів квантування дозволяють точніше передавати сигнали від найнижчого до найвищого значення. Наприклад, 16-бітний АЦП здатний забезпечити динамічний діапазон приблизно 96 дБ, тоді як 12-бітний — близько 72 дБ. Більший динамічний діапазон важливий для отримання точних даних та відтворення широкого спектра аналогових сигналів.

Шум є небажаною складовою в системах АЦП та ЦАП. Він може виникати з різних джерел, зокрема електромагнітних завад, термічного шуму, квантового шуму

та інших. Розрядність впливає на рівень шуму, оскільки вищі значення розрядності допомагають зменшити квантовий шум, що виникає при перетворенні аналогового сигналу в обмежену кількість цифрових рівнів. Вища розрядність дозволяє точніше відображати сигнал, зменшуючи вплив квантового шуму на якість перетворення [4].

Ще одним важливим технічним аспектом є швидкодія. Вона є критично важливим показником для АЦП та ЦАП, оскільки визначає, наскільки ефективно система може відтворювати або зчитувати сигнали в режимі реального часу. Фактори від яких залежить швидкодія АЦП наведені на рисунку 1.3.



Рисунок 1.3 — Схема залежності швидкодії АЦС від різних факторів

Швидкість вимірювання визначається в семплах на секунду (S/s або sps) або в кілогерцах (кГц). Цей показник впливає на точність збору даних, якість аудіо- і відеопотоків, швидкість отримання сенсорних даних, реакцію системи та інші аспекти функціонування електронних пристроїв.

Швидкість роботи систем високоточного перетворення залежить від кількох чинників:

- швидкість дискретизації;
- пропускна здатність;
- алгоритми стиснення даних;
- буферна пам'ять.

Швидкість дискретизації — це показник, що визначає частоту, з якою система здійснює зчитування або генерацію вимірювань. Наприклад, АЦП зі швидкістю дискретизації 1 кГц виконує 1000 перетворень за секунду.

Пропускна здатність — це максимальна швидкість передачі даних, яку здатна обробити система. Вона може бути обмежена фізичними характеристиками компонентів або швидкістю обробки сигналів мікропроцесором або сигнальним процесором.

Алгоритми стиснення даних — це алгоритми, які дозволяють зменшити обсяг даних без значних втрат якості, що підвищує швидкість системи, оскільки зменшується обсяг даних для обробки або передачі.

Буферна пам'ять — це буфер для тимчасового зберігання даних перед їх обробкою або відтворенням. Більший обсяг буферної пам'яті дозволяє зберігати більше семплів, що забезпечує вищу швидкість системи.

Квантування є важливим етапом у процесі перетворення аналогового сигналу на цифровий в системах АЦП. Воно відбувається під час вимірювання аналогового сигналу та його апроксимації до конкретного числового значення. Цей процес передбачає поділ безперервного діапазону значень аналогового сигналу на обмежену кількість рівнів (ступенів квантування). Кожен рівень відповідає певному числовому значенню. Чим більша розрядність АЦП, тим більше рівнів квантування, що підвищує точність представлення сигналу. Квантування можна уявити як розташування "сходинок" або "рівнів" по всьому діапазону значень аналогового сигналу, де кожне значення сигналу відповідає найближчому рівню квантування. Помилка квантування вимірюється як різниця між фактичним значенням сигналу та призначеним йому значенням під час квантування.

Фільтрація в системах АЦП та ЦАП використовується для підсилення корисного сигналу і ослаблення небажаних компонентів, таких як шуми та спотворення. Фільтри можуть бути реалізовані в аналоговій, цифровій або комбінованій формах в залежності від вимог системи та її характеристик. Фільтри, які можуть бути реалізовані в АЦС наведені на рисунку 1.4.

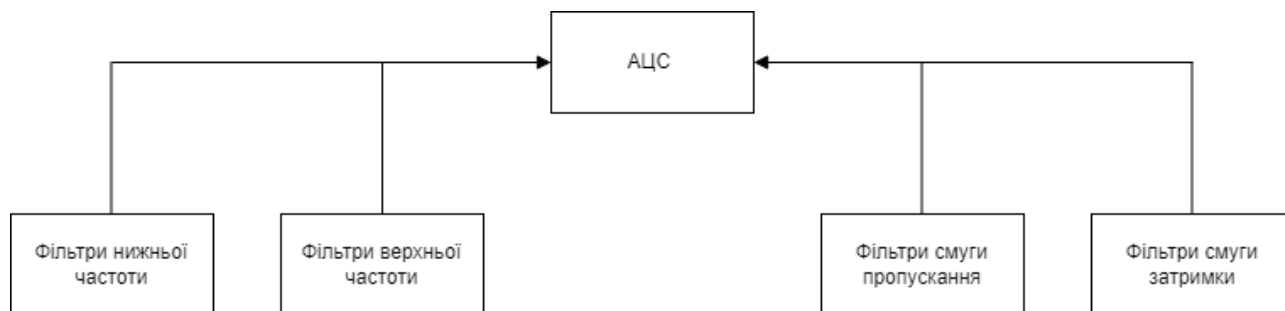


Рисунок 1.4 — Схема фільтрів, які можуть бути реалізовані в аналого-цифровій системі

Основні типи фільтрів, що використовуються в аналого-цифрових та цифро-аналогових системах високоточного перетворення, включають:

- фільтри нижніх частот;
- фільтри верхніх частот;
- фільтри смуги пропускання;
- фільтри смуги затримки.

Фільтри нижніх частот пропускають сигнали з низькими частотами та пригнічують високочастотні. Вони ефективні для усунення шумів і спотворень, які можуть негативно вплинути на якість сигналу.

Фільтри верхніх частот дозволяють проходити сигналам з високими частотами, в той час як низькочастотні сигнали пригнічуються. Їх використовують для видалення постійних складових та низькочастотних шумів.

Фільтри смуги пропускання пропускають лише сигнали в певному частотному діапазоні, блокуючи інші частоти. Вони корисні для виділення конкретних сигналів, що перебувають у заданих межах частот.

Фільтри смуги затримки блокують сигнали в певному діапазоні частот, пропускаючи при цьому інші. Вони застосовуються для зменшення небажаних сигналів або усунення інтерференції, яка має специфічні частотні характеристики.

1.3 Характеристика перетворення аналогового сигналу

Перетворення сигналу відбувається через два основні етапи: дискретизацію та квантування. Під час дискретизації аналоговий сигнал перетворюється в послідовність дискретних зразків за часом.

Процес дискретизації включає кілька важливих аспектів:

- частоту дискретизації;
- інтервали між зразками;
- зразки сигналу.

Частота дискретизації є однією з основних характеристик аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Вона визначає швидкість, з якою аналоговий сигнал вимірюється і перетворюється у цифровий формат. Частота дискретизації вимірюється в герцах (Гц) і вказує на кількість зразків, які беруться за секунду.

Вплив частоти дискретизації на якість перетворення сигналу можна проаналізувати через теорему Котельникова-Шеннона. Згідно з цією теоремою, для того щоб аналоговий сигнал був коректно відтворений у цифровому вигляді без втрат інформації, частота дискретизації повинна бути щонайменше вдвічі більшою за найвищу частоту сигналу. Наприклад, якщо найвища частота вхідного сигналу дорівнює 20 кГц, то відповідно до теореми Котельникова-Шеннона, мінімальна частота дискретизації має становити 40 кГц або більше. Така частота забезпечить точність вимірювання і відтворення амплітуди сигналу в межах заданого частотного діапазону. Якщо ж частота дискретизації нижча за необхідну, виникає ефект, відомий як аліасинг, що призводить до спотворення сигналу, коли високочастотні компоненти змішуються з компонентами нижчої частоти [5].

Проте, важливо зазначити, що вибір частоти дискретизації також залежить від специфічних вимог і характеристик системи або застосування, де використовується АЦП. Фактори, які впливають на вибір частоти дискретизації наведені на рисунку 1.5.

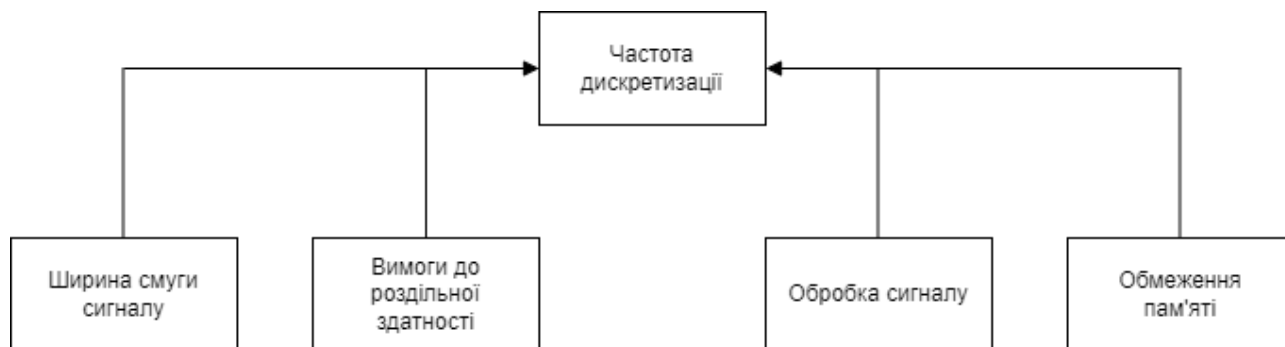


Рисунок 1.5 — Фактори, які впливають на вибір частоти дискретизації

Кілька факторів, що впливають на вибір частоти дискретизації:

- ширина смуги сигналу;
- вимоги до роздільної здатності;
- обробка сигналу;
- обмеження ресурсів.

Якщо вхідний сигнал має великий діапазон частот, для точного відтворення знадобиться вища частота дискретизації.

У випадках, коли необхідно виявляти або відтворювати незначні зміни в амплітуді сигналу, може знадобитися підвищена частота дискретизації для досягнення високої роздільної здатності.

Для складних обробок або аналізу сигналу вища частота дискретизації може поліпшити якість обробки та забезпечити точніші результати.

Підвищена частота дискретизації збільшує обсяг даних, які потрібно зберігати та обробляти. У деяких випадках обмежені ресурси можуть вимагати вибору нижчої частоти дискретизації.

Визначення оптимальної частоти дискретизації є компромісом між точністю вимірювання, обчислювальною потужністю, обсягом пам'яті та вимогами до системи. Необхідно уважно оцінити потреби додатку та вибрати достатню частоту дискретизації для забезпечення необхідної якості сигналу.

Основні аспекти, що стосуються інтервалів дискретизації, включають:

- частота дискретизації; Ця характеристика вказує на кількість зразків, які беруться за одиницю часу. Частота дискретизації вимірюється в герцах (Hz) і

визначає кількість зразків за секунду. Наприклад, якщо частота дискретизації становить 44100 Гц (44,1 кГц), це означає, що за одну секунду береться 44100 зразків сигналу.

- інтервал дискретизації;
- взаємозв'язок з найвищою частотою;
- ефект аліасінгу.

Інтервал дискретизації — це параметр, що визначає час між сусідніми зразками сигналу і обчислюється як обернена величина частоти дискретизації. Тобто, інтервал дискретизації — це час, що проходить між двома послідовними зразками. Наприклад, при частоті дискретизації 44100 Гц інтервал дорівнює $1/44100$ секунди, що приблизно становить 22,68 мікросекунди [6].

Згідно з теоремою Найквіста-Шеннона, для правильної реконструкції аналогового сигналу з дискретних зразків частота дискретизації повинна бути принаймні удвічі більшою за найвищу частоту в сигналі. Це означає, що для точної реконструкції, якщо найвища частота в сигналі дорівнює f_{max} , частота дискретизації повинна бути не меншою ніж $2 \times f_{\text{max}}$.

Аліасинг — це явище, що виникає, коли високочастотні компоненти сигналу неправильно відтворюються через недостатню дискретизацію. Якщо частота дискретизації не є достатньо високою для адекватного відображення всіх складових сигналу, високочастотні елементи можуть бути сприйняті як нижчі частоти, що призводить до появи аліасних компонентів. Щоб уникнути цього, необхідно використовувати відповідно високу частоту дискретизації, щоб коректно відобразити всі складові сигналу.

Правильна дискретизація має вирішальне значення для збереження точності та якості сигналу під час перетворення аналогового сигналу в цифровий формат. Це забезпечує збереження інформації про амплітуду сигналу, що дозволяє згодом використовувати цифровий сигнал для обробки, аналізу, передачі або зберігання даних.

Зразки сигналу — це послідовність амплітудних значень аналогового сигналу, які вимірюються в різні моменти часу в процесі дискретизації. Кожен зразок представляє амплітуду сигналу в певний момент часу і подається в цифровому вигляді.

Основні характеристики зразків сигналу включають:

- амплітуда;
- роздільна здатність;
- швидкість дискретизації.

Амплітуда — це параметр, що стосується фізичної величини сигналу і вимірюється в одиницях, відповідних конкретному виду сигналу, наприклад, у вольтах для аудіосигналів, амперах для електричного струму або децибелах для акустичних сигналів. Амплітуда визначає максимальне значення сигналу в конкретний момент часу і характеризує силу або інтенсивність сигналу. Наприклад, для аудіосигналу амплітуда впливає на гучність звуку.

У контексті аналого-цифрового перетворення це визначає кількість можливих значень, які можуть бути присвоєні кожному зразку аналогового сигналу в цифровому форматі. Вимірюється в бітах і залежить від розрядності АЦП. Цей показник визначає, як часто зразки сигналу збираються за одиницю часу і вимірюється в герцах (Hz). Швидкість дискретизації впливає на деталізацію представлення сигналу та максимальну частоту, яку можна відтворити.

У цифровому представленні сигналу амплітуда вимірюється числовими значеннями. Кожен зразок має своє числове значення, яке відображає амплітуду сигналу в конкретний момент. Ці значення можуть бути як беззнаковими, так і знаковими цілими числами, наприклад, від 0 до 255 для 8-бітного представлення або від -32768 до 32767 для 16-бітного. Важливим аспектом є динамічний діапазон амплітуди, що визначає різницю між найбільшими та найменшими значеннями амплітуди, які можуть бути представлені. Ширший динамічний діапазон дозволяє відтворити більше деталей у сигналі.

Роздільна здатність також визначає мінімальний крок між сусідніми значеннями, які може вимірювати АЦП. Чим більше бітів у роздільності, тим більше можливих значень можна представити, що підвищує точність перетворення аналогового сигналу в цифровий. Наприклад, АЦП з 8-бітною роздільною здатністю може мати значення від 0 до 255 ($2^8 - 1$), що означає 256 рівнів амплітуди. Підвищення роздільної здатності АЦП сприяє точнішому вимірюванню амплітуди та зменшенню можливих похибок. Для 16-бітного АЦП роздільна здатність складає 65536 рівнів, що забезпечує значно деталізованіше представлення аналогового сигналу.

Зразки сигналу використовуються для подальшого аналізу, обробки або відтворення. Вища роздільна здатність і швидкість дискретизації забезпечують більш точне й якісне перетворення аналогового сигналу в цифровий формат. Збільшена роздільна здатність дозволяє відтворити більше деталей і динаміки оригінального сигналу, тоді як вища швидкість дискретизації забезпечує точніше відображення швидко змінюваних компонентів сигналу. Правильний вибір роздільної здатності та швидкості дискретизації є ключем до отримання високоякісного цифрового представлення аналогового сигналу.

Однак слід мати на увазі обмеження розрядності АЦП та межі людського сприйняття, оскільки надмірна деталізація може призвести до перевантаження та зниження ефективності обробки сигналу. Після дискретизації зразки сигналу підлягають обробці за допомогою алгоритмів, що виконують фільтрацію, компресію, покращення якості або відновлення оригінального аналогового сигналу. Цифровий сигнал може бути збережений, переданий через мережі або використаний для аналізу, моделювання та наукових досліджень.

Квантування — це процес, що дозволяє перетворити аналоговий сигнал на дискретні рівні амплітуди, кожен з яких відповідає певному цифровому значенню. Основні етапи квантування охоплюють рівні квантування, квантовану похибку, роздільну здатність і бітність.

Рівень квантування є ключовим параметром, що визначає, скільки цифрових значень може бути використано для відображення амплітуди в АЦП. Цей показник безпосередньо впливає на роздільну здатність і точність перетворення сигналу. Кількість рівнів квантування залежить від бітності, яку застосовують для кодування сигналу. Як правило, більше бітів забезпечують вищу роздільну здатність і, відповідно, більше рівнів квантування. Наприклад, у 12-бітному АЦП є 2^{12} можливих рівнів квантування, тобто 4096. Важливо зазначити, що зростання кількості рівнів квантування дозволяє отримати точніше цифрове представлення аналогового сигналу, зменшуючи похибки і спотворення, що забезпечує якісніший цифровий сигнал. Однак, збільшення рівнів вимагає більше бітів для кодування, що підвищує обсяги пам'яті та обчислювальні вимоги. Таким чином, при виборі рівня квантування важливо знайти баланс між точністю і ресурсами системи.

Квантована похибка — це невід'ємний елемент при перетворенні аналогового сигналу в цифровий формат, що виникає під час квантування.

Вона викликана обмеженою кількістю цифрових значень, призначених для представлення амплітуди сигналу. Оскільки аналоговий сигнал має безмежну кількість значень в будь-який момент часу, а цифрове представлення обмежене кількістю рівнів квантування, виникає різниця між точним значенням сигналу та його цифровим відображенням. Квантована похибка може бути як позитивною, так і негативною, залежно від округлення значення. Вона сприймається як шум у цифровому сигналі і може викликати його спотворення. Розмір квантованої похибки залежить від роздільної здатності АЦП, що визначає кількість рівнів квантування. Зазвичай, чим більше рівнів, тим менша похибка та вища точність представлення сигналу. Проте використання більшої кількості рівнів квантування також вимагає більше бітів для кодування, що може призвести до підвищених обчислювальних вимог. Зменшити квантовану похибку можна, застосувавши більш точні АЦП з вищою роздільною здатністю, а також використовуючи методи компенсації похибок, такі як додаткові аналого-цифрові обробки, фільтрація шуму або алгоритми корекції. Також варто враховувати динамічний діапазон АЦП, який

визначає максимальний рівень сигналу, що може бути адекватно вимірюваний без перевантаження. Квантована похибка є невід'ємною частиною процесу квантування, і її розмір залежить від роздільної здатності та рівня шуму в системі.

Деякі способи зменшення квантованої похибки включають використання технік компресії динамічного діапазону, які можуть розширити корисний діапазон сигналу та зменшити рівень шуму. Також можуть застосовуватися методи оцінки довірчих інтервалів для врахування невизначеностей вимірювань. Для специфічних задач можливо використання альтернативних методів, таких як квазіпаралельні АЦП, що об'єднують кілька АЦП з різними рівнями роздільності для досягнення підвищеної точності.

Роздільна здатність АЦП, або ж кількість бітів, використаних для представлення квантованої амплітуди сигналу, суттєво впливає на точність і деталізацію перетворення аналогового сигналу в цифровий формат. Чим вища роздільна здатність, тим більше можливих значень може бути відображено, що, у свою чергу, забезпечує точніше відображення амплітуди. Роздільна здатність вимірюється в бітах і визначається за формулою 2^N , де N — кількість бітів.

Слід врахувати, що збільшення роздільної здатності потребує більшої пам'яті для зберігання цифрових значень і вищої пропускну здатності для їх передачі. Тому при виборі АЦП важливо знайти баланс між необхідною точністю та ресурсними обмеженнями. Кількість бітів визначає число можливих цифрових значень, які можуть бути призначені для кожного вимірювання. Формула для визначення цих значень полягає в піднесенні двійки до ступеня кількості бітів. Наприклад, 8-бітний АЦП може мати $2^8 = 256$ можливих квантувань. Кількість бітів безпосередньо впливає на роздільну здатність АЦП, яка вимірюється у бітах та обчислюється як діапазон вимірювання, представлений з певною точністю. Наприклад, у 12-бітному АЦП з роздільною здатністю 1 мВ, діапазон вимірювання дорівнює $2^{12} = 4096$ мВ (12 біт — $2^{12} = 4096$ рівнів). Таким чином, кожен біт у цьому АЦП відповідає приблизно $1 \text{ мВ} / 4096$, що становить 0.244 мкВ.

2 ТЕОРЕТИЧНІ ДОСЛІДЖЕННЯ, ОБГРУНТУВАННЯ МЕТОДУ МОДУЛЬНОЇ СТРУКТУРИ.

2.1 Принципи роботи аналого-цифрових систем

Сучасні інноваційні методи та алгоритми обробки сигналів в аналогових та цифрових системах базуються на використанні ЕМ-алгоритму розділення гауссівських сумішей з урахуванням особливостей його застосування для одночасної обробки декількох сигналів. Попереднє виділення корисної інформації з шуму здійснюється за допомогою методів аналізу, що застосовуються при обробці результатів багатоканальних вимірювань в системах діагностики та моніторингу.

Планується удосконалити відомий метод кластеризації на основі алгоритму ЕМ та розробити новий підхід для адаптивного формування словника параметрів моделі, що враховує специфічні характеристики середовища, в якому обробляються сигнали. Заплановані в роботі методи та їх реалізація створюють нові структурні, алгоритмічні, апаратні та програмні рішення для багатоканальних систем АЦ моніторингу та обробки низькочастотних сигналів. Використано ідеї та підходи, розроблені в суміжних галузях, таких як підсилення струму, самоконтрольоване АЦ перетворення, багатоканальна обробка, відокремлення акустичних та візуальних зображень від шумів, детектування шумів, технології нечіткої логіки та нейронних мереж. Унікальність роботи полягає в поєднанні авторських ідей у цих напрямках для забезпечення методологічної бази та практичної реалізації в експериментальних прикладах АЦ систем [7].

До систем АЦ для вимірювання та обробки низькочастотних сигналів можна віднести:

- інформаційно-реєструючі системи моніторингу з цифровим записом і можливістю реального часу або подальшої обробки низькочастотних сигналів;
- вимірювальні системи, які взаємодіють з об'єктами вимірювання і реєструють сигнали відгуку;
- системи для вимірювань, приладів і медичної діагностики;

— активні і пасивні системи для акустичної локалізації та ідентифікації джерел сигналів в контрольованій зоні.

Структурні схеми систем вимірювання змінного струму наведені на рис. 2.1, 2.2 та 2.3.

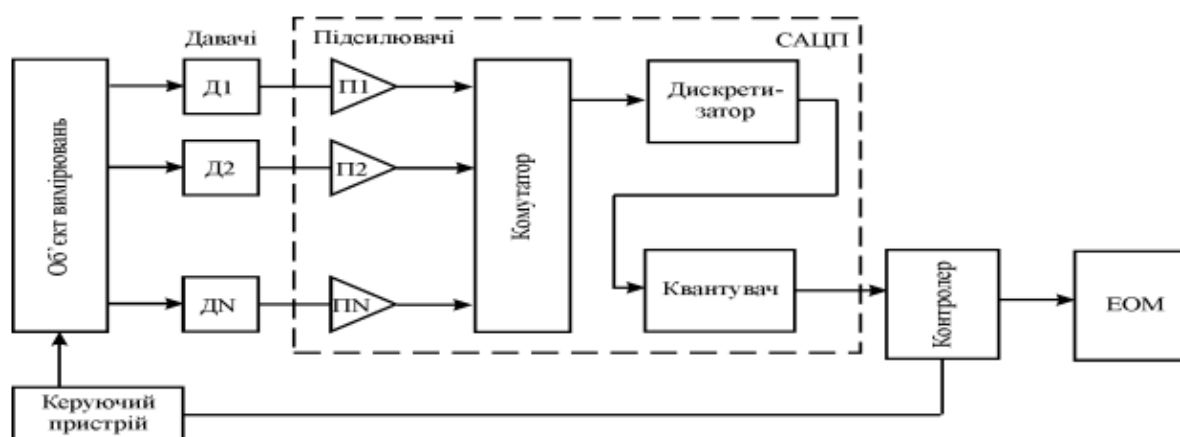


Рисунок 2.1 — Інформаційна система та вимірювання за кількома каналами

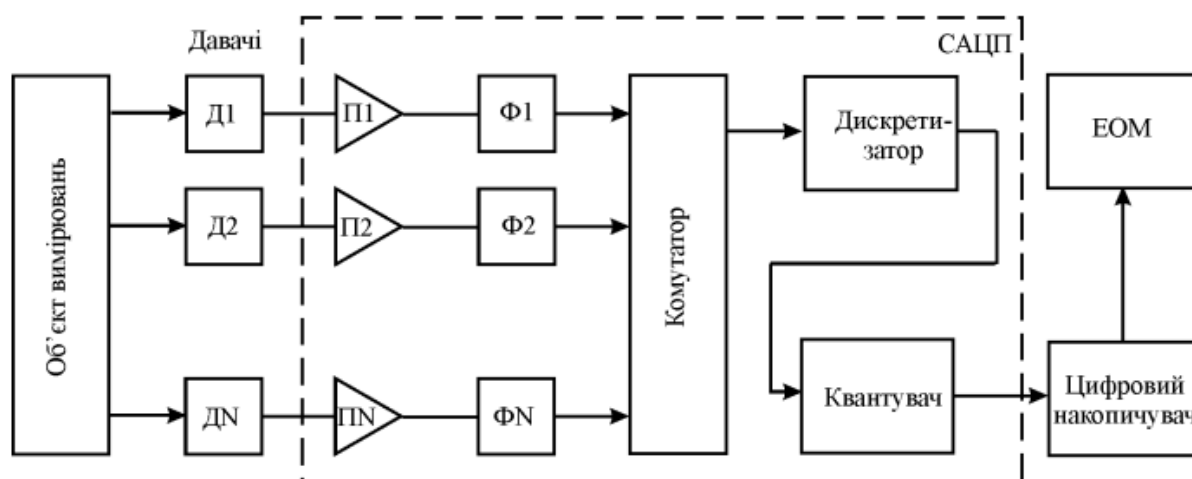


Рисунок 2.2 — Система моніторингу та обробки даних.

Вимірювальний компонент усіх цих систем включає фізичні датчики, підсилювачі, фільтри низьких частот (ФНЧ), аналогові перемикачі (АП) та інтерфейси для підключення до зовнішнього комп'ютера, пов'язаного з системою.

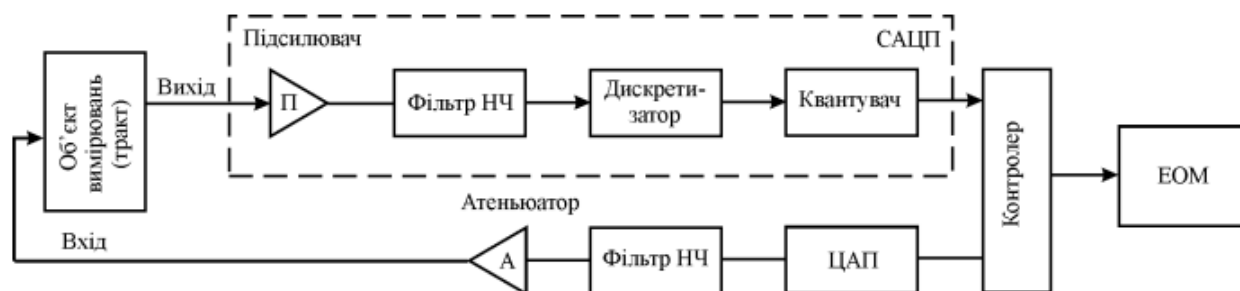


Рисунок 2.3 — Система, яка є активною щодо об'єкта вимірювання.

Системи АП, показані на рисунку 2.1, в першу чергу поєднують загальні критерії точності та частотного діапазону для АЦП, що використовуються. Зазвичай бажана точність визначається (16-24) бітами вихідного коду для діапазону вхідної частоти від 0 Гц до 100 кГц. Це означає, що необхідне високоточне перетворення і обробка постійних і низькочастотних сигналів, включаючи інфразвуковий спектр, аудіосигнали і високочастотні сигнали. Розробка АЦП та пристроїв на їх основі з такими характеристиками є одним з найбільш актуальних напрямків досліджень в Україні та за кордоном. Велика кількість таких систем базується на АЦП та ЦАП, що самокалібруються та самокорегуються. Важливо зазначити, що вищезгадані системи також мають комп'ютер, який керує відображенням інформації, обробкою та її вимірюванням. Тому загальна концепція сучасних комп'ютерів передбачає, що АЦП, ЦАП і метрологічні функції повинні бути складовою частиною системи:

- сумісність з цифровими методами обробки інформації;
- вбудований механізм контролю продуктивності, який автоматично налаштовує метрологічні параметри;
- можливість попередньої обробки інформації;
- єдині стандарти асоціації для проектування аналогових і цифрових компонентів;
- технологічна основа;
- великі і складні інтегральні схеми.

Структурні рішення відіграють визначальну роль у процесі розвитку високоточних АЦ-систем. Разом з тим, розробляються нові методи та алгоритми автокалібрування, корекції та попередньої обробки інформації. Моделювання процесів обробки та перетворення інформації в аналого-цифрових перетворювачах (АЦП) є складним і включає різні рівні, від структурно-функціонального до конструктивного та технічного. Проте в ряді випадків при моделюванні не враховуються взаємозв'язки на рівні метрологічних характеристик, які мають важливе значення для оцінки загальної ефективності системи АЦП. Тому важливим завданням є створення моделей, які поєднують метрологічні характеристики АЦП та їх компонентів з критеріями ефективності розроблюваної системи АЦП. Враховуючи особливості низькочастотних систем вимірювання та обробки, очевидно, що розробка таких систем вимагає високої точності як АЦП, так і інших аналогових пристроїв. Дослідження сучасних закордонних прямих АЦП показує, що їхні параметри, в основному, визначаються структурними методами. Для досягнення максимально можливої метрологічної якості в системах змінного струму необхідно враховувати та адаптувати всі компоненти у вимірювальних каналах. При проектуванні систем змінного струму для оброблення низькочастотних сигналів постають питання оцінювання характеристик, досягнення численних метрологічних параметрів, математичного моделювання та проектування як цілих схем, так і їхніх індивідуальних аналогових компонентів. Незважаючи на існування сучасних закордонних мікросхем з високоточними АЦП і ЦАП, актуальність цих завдань не зменшується, а зростає, так як повне використання цих можливостей стає все більше важливим.

2.2 Аналіз відомих аналогів, порівняння параметрів

Є багато відомих моделей аналого-цифрових систем для високоточного перетворення низькочастотних сигналів, кожна з яких має свої особливості і застосовується в різноманітних галузях. На рисунках 2.4, 2.5 та 2.6 наведено схеми аналого-цифрових перетворювачів відомих фірм.

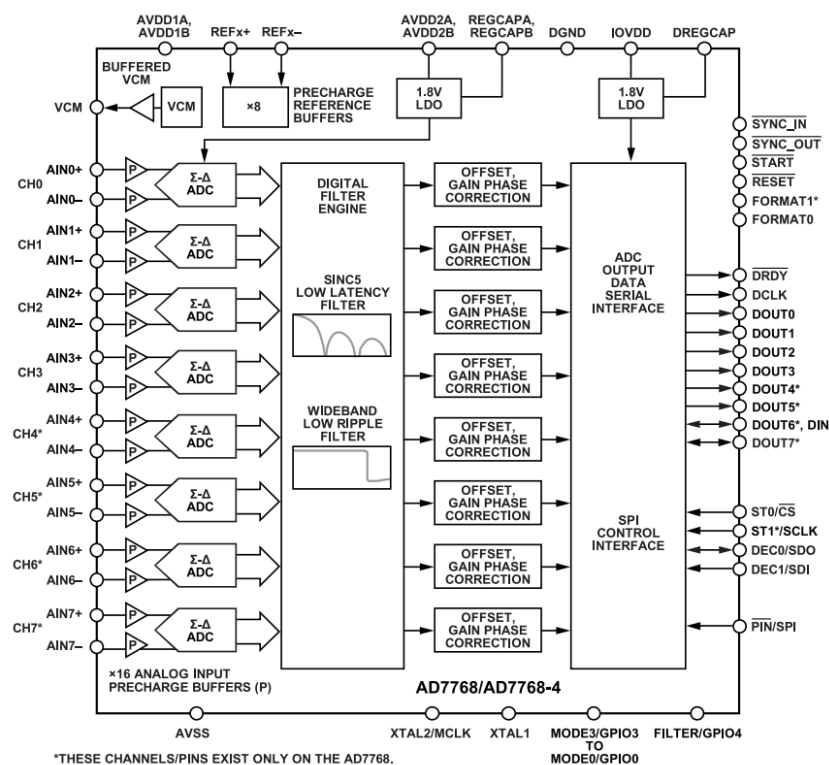


Рисунок 2.4 — Схема аналого-цифрового перетворювача від фірми Analog Devices AD7768

Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) AD7768 від Analog Devices - це високоточний 24-розрядний пристрій від Analog Devices, відомого виробника інтегральних схем для аналогових і цифрових сигналів [8].

AD7768 забезпечує високоточне перетворення низькочастотних аналогових сигналів у цифровий формат. Він має вбудовану програмовану функцію затримки, яка дозволяє вибрати найкращий час дискретизації для зменшення шуму та спотворення сигналу.

AD7768 включає в себе кілька ключових компонентів:

- аналоговий фронтенд (АФЕ);
- аналого-цифровий перетворювач (АЦП);
- інтерфейси.

АЦП має високоякісний аналоговий фронтенд з аналоговими фільтрами, вхідними операційними підсилювачами та інтегрованим прецизійним джерелом опорної напруги, що забезпечує надійне і точне вимірювання аналогових сигналів.

Також має високоточний 24-розрядний АЦП, що перетворює аналоговий сигнал в цифровий формат з високою роздільною здатністю. Це зберігає деталі сигналу і точно представляє вхідний сигнал у цифровій формі. Ще AD7768 має різноманітні інтерфейси, включаючи SPI (послідовний периферійний інтерфейс) та I2C (інтерфейс міжконтрольного зв'язку) для зв'язку з мікроконтролерами або з іншими цифровими пристроями.

AD7768 є популярним вибором для різноманітних застосувань, в тому числі для систем медичних приладів, систем управління та вимірювання, промислової автоматизації та багатьох інших.

Microchip MCP3424 — це 18-розрядний АЦП з вбудованою програмованою затримкою, виготовлений компанією Microchip Technology Inc. Microchip є одним з найбільших виробників мікроконтролерів, датчиків та інших електронних компонентів [9].

MCP3424 має чотири вхідні канали, що можуть працювати незалежно або разом. Він працює від напруги живлення 2,7-5,5 В і має низьке енергоспоживання, що робить його ідеальним для використання у вбудованих системах з обмеженнями по ресурсах.

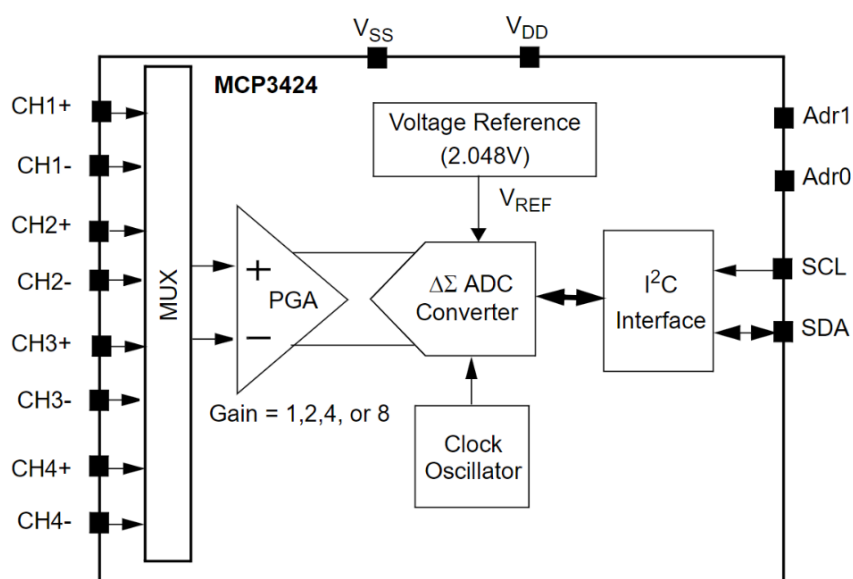


Рисунок 2.5 — Схема аналого-цифрового перетворювача від фірми Microchip
MCP3424

Даний АЦП використовує дельта-сигма модуляцію з метою вимірювання аналогового сигналу і його перетворення в цифровий формат. Щоб досягти високої точності перетворення, MCP3424 має внутрішні резистори і власний генератор опорної напруги. Також він має інтегровану систему автоматичного калібрування задля компенсації паразитних шумів та опорів. MCP3424 має розширені функції фільтрації та шумозаглушення для покращення рівня якості сигналу. MCP3424 також має різні режими роботи, наприклад, сплячий режим для економії енергії, безперервне і одиночне. Він також виводить результати перетворення через інтерфейс I2C. Це дозволяє йому легко інтегруватися в різноманітні системи з мікроконтролерами або іншими пристроями.

Завдяки низькому енергоспоживанню, високій точності і простому інтерфейсу Microchip MCP3424 є широко використовуваним пристроєм для різноманітних застосувань, зокрема в системах контролю і вимірювання, датчиках температури, вимірювачах потужності, системах моніторингу, системах автоматичного управління і багатьох інших. Microchip MCP3424 - це надійний і широко використовуваний пристрій, що гарантує високу точність і стабільність при перетворенні низькочастотних аналогових сигналів в цифровий формат. Цей пристрій забезпечує зручність використання і простоту інтеграції в різні електронні системи, що робить його популярним серед розробників інженерних пристроїв та систем.

Cirrus Logic CS5368 — це високоточний 6-канальний аналого-цифровий перетворювач (АЦП) виробництва Cirrus Logic. Cirrus Logic - відомий виробник напівпровідників, який надає послуги з виробництва інтегральних аудіосхем, перетворювачів сигналів та інших засобів обробки аудіосигналів [10].

CS5368 вирізняється високою якістю звуку та точністю перетворення, тому його часто використовують у професійному аудіо- та звукозаписувальному обладнанні. Він підтримує роздільну здатність 24 біт та динамічний діапазон понад 114 дБ, що забезпечує детальне і точне вимірювання аналогових низькочастотних сигналів.

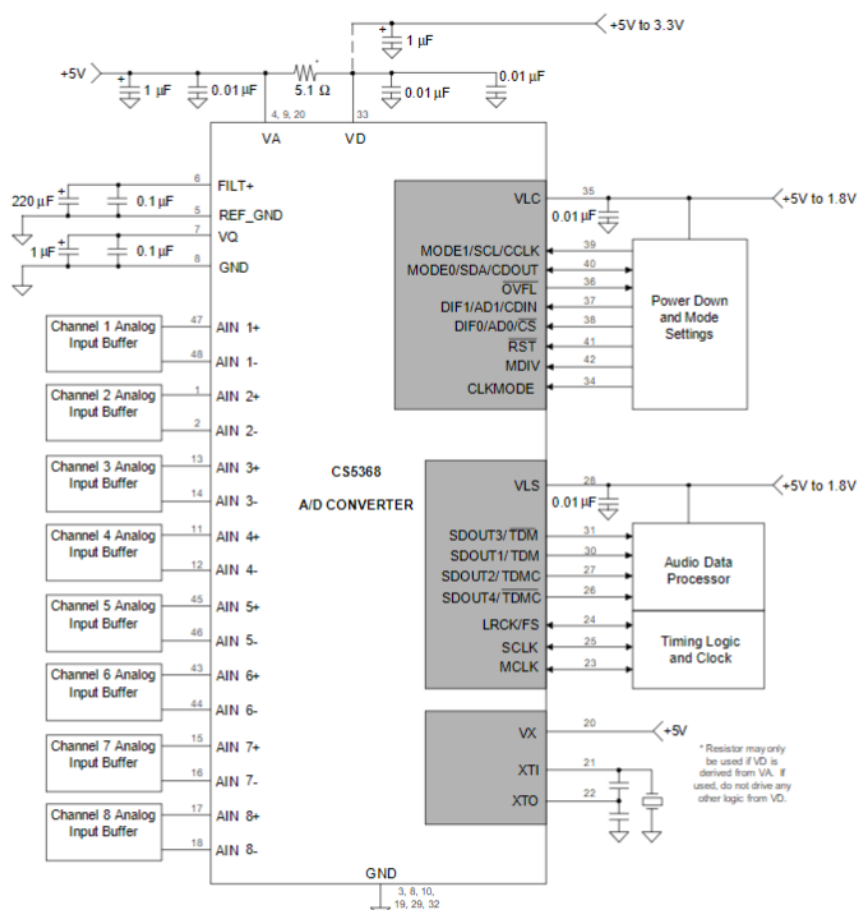


Рисунок 2.6 — Схема аналого-цифрового перетворювача від фірми Cirrus Logic CS5368

АЦП CS5368 містить 6 незалежних вхідних каналів, що дозволяє одночасно перетворювати сигнали з різних джерел або багатоканальних аудіосистем. Даний АЦП також має вбудований аналоговий низькочастотний фільтр, який підтримує попередню обробку сигналів перед дискретизацією, щоб уникнути спотворень від високочастотних компонентів. Даний АЦП працює в широкому діапазоні частот дискретизації, аж до 192 кГц, забезпечуючи високу якість звуку для відтворення аудіо з високою роздільною здатністю, а також має вбудований аналоговий попередній підсилювач задля підсилення слабких сигналів перед перетворенням.

Через свою продуктивність і надійність Cirrus Logic CS5368 є популярним вибором для професійного аудіообладнання, в тому числі студійного обладнання, аудіоінтерфейсів, мікшерних пультів, аудіоаналізаторів та інших застосувань, в яких висока точність перетворення сигналу і якість звуку є критично важливими

факторами. Cirrus Logic CS5368 відмінно зарекомендував себе в професійному аудіо секторі як надійний та високоякісний АЦП і є незамінним елементом аудіосистем з високою точністю передачі звуку.

2.3 Мікроконтролерна реалізація самокаліброваної АЦ-системи

Мікроконтролери — це простий і зручний спосіб реалізувати багатоканальну цифрову обробку аналогових сигналів. У нових розробках часто використовуються сучасні мікроконтролери з високою продуктивністю, великими обсягами оперативної та флеш-пам'яті, а також з широким набором периферійних пристроїв. Як правило, найбільшою популярністю серед виробників користуються 32-розрядні мікроконтролери з ядром ARM. Англійська компанія ARM спеціалізується на розробці мікропроцесорних ядер та продажу ліцензій на них. Виробники комбінують ядро ARM з оперативною та флеш-пам'яттю і різними периферійними пристроями для розробки нових мікроконтролерів. На сьогодні на ринку представлені мікроконтролери ARM від декількох десятків виробників.

Технологія Cortex стає все більш поширеною завдяки вдосконаленню класичної архітектури ARM, яке спричинило розробку процесорних ядер Cortex. Через вищу продуктивність, простішу модель програмування, покращену обробку переривань та низьку вартість, архітектура Cortex стає дедалі популярнішою. З метою реалізації багатоканальної цифрової обробки аналогових сигналів пропонується використовувати мікроконтролер з ядром Cortex-M, оскільки це є економічно вигідним та ефективним рішенням при створенні засобів цифрової обробки сигналів. Ці мікроконтролери знайшли широке застосування в різноманітних галузях промисловості, таких як користувацькі інтерфейси, інтелектуальні лічильники, медичні прилади та автомобільні і промислові системи керування.

Найбільш популярними серед розробників, які використовують мікроконтролери Cortex-M, є мікроконтролери STM32 компанії STMicroelectronics. Головними причинами такого успіху є їх низька вартість, висока продуктивність,

доступність документації, наявність засобів розробки та налагодження (в тому числі безкоштовних варіантів), а також наявність готових рішень і бібліотек для роботи з периферійними пристроями. Всі ці переваги сприяють скороченню часу та спрощенню розробки. З-поміж мікроконтролерів STM32 на особливу увагу заслуговує сімейство STM32F4 на базі ядра Cortex M4. Дані мікроконтролери відрізняються наявністю операцій з плаваючою комою (модуль FPU) та апаратної підтримки цифрової обробки сигналів (модуль DSP). Загальні характеристики мікроконтролерів родини STM32F4 включають наступне:

- процесор ARM Cortex-M4 32-біт;
- тактова частота 168 МГц, 210 DMIPS/1.25 DMIPS/МГц;
- підтримка DSP-інструкцій;
- нова високопродуктивна матриця шин АНВ;
- флеш-пам'ять до 1 Мбайта;
- оперативна пам'ять SRAM до 192+4 кбайт;
- напруга живлення 1,8 ... 3,6 В (POR, PDR, PVD і BOR);
- внутрішні генератори RC на 16 МГц і 32 кГц (для RTC);
- зовнішнє джерело тактування 4...26 МГц і для RTC – 32,768 кГц;
- модулі налагодження SWD/JTAG, ETM модуль;
- три 12-бітових АЦП на 24 вхідних канали (швидкість до 7,2 мегасемплів, температурний датчик);
- два 12-бітових ЦАП;
- DMA-контролер на 16 потоків з підтримкою пакетної передачі;
- 17 таймерів (16 та 32 розряди);
- два сторожових таймери (WDG та IWDG);
- комунікаційні інтерфейси: I2C, USART (ISO 7816, LIN, IrDA), SPI, I2S;
- CAN (2,0 В Active);
- USB 2.0 FS/HS OTG;
- 10/100 Ethernet MAC (IEEE 1588v2, MII/RMII);
- контролер SDIO (карти SD, SDIO, MMC, CE-ATA);

- інтерфейс цифрової камери (8/10/12/14-бітові режими);
- FSMC-контролер (Compact Flash, SRAM, PSRAM, NOR, NAND та LCD 8080/6800);
- апаратний генератор випадкових чисел;
- апаратне обчислення CRC, 96-бітний унікальний ID;
- модуль шифрування AES 128, 192, 256, Triple DES, HASH (MD5, SHA-1), HMAC.

Для задоволення попиту на багатоканальну цифрову обробку аналогових сигналів доступні три АЦП і два одноканальних ЦАП. АЦП з позначеннями ADC1, ADC2 і ADC3 побудовані за схемою 12-розрядного АЦП з послідовною апроксимацією і дозволяють обробляти сигнали з 16 зовнішніх аналогових каналів, які комутуються за допомогою мультиплексора. Кожен з АЦП мають свій власний список зовнішніх каналів, що можуть бути підключені до нього. При цьому аналого-цифрове перетворення може виконуватися в неперервному, одиночному, переривчастому або скануючому режимі.

Вхідні канали можна класифікувати як звичайні (до 16 каналів) або інжектвані (до 4 каналів). Послідовність сканування каналів задається програмним забезпеченням. Результатом перетворення звичайних каналів є запис в єдиний регістр, що вимагає своєчасного зчитування даних, зокрема, за допомогою безпосереднього доступу до пам'яті. Окремий регістр для кожного каналу використовується з метою зберігання результатів перетворення інжектованих каналів. Інжектвані канали мають вищий пріоритет для перетворення, так що якщо звичайні та інжектвані канали використовуються одночасно, то опитування звичайних каналів призупиняється на час опитування інжектованих каналів [11].

Час перетворення визначається шляхом додавання часу дискретизації до часу прямого перетворення, який становить 12 циклів. За максимальної частоти вибірки 3 цикли, загалом для перетворення потрібно 15 циклів. При максимальній тактовій частоті АЦП 30 МГц найкоротший час перетворення становить 0,5 мкс. АЦП можуть працювати в режимі подвійного або стекового сканування, що прискорює

процес дискретизації. У подвійному режимі АЦП1 і АЦП2 працюють разом, і коли перетворення завершено, результати обох АЦП зберігаються в 32-бітному регістрі даних АЦП1 одночасно. Розділивши результати, ви можете отримувати дані з двох окремих каналів одночасно. У режимі стекування АЦП3 завжди працює незалежно і не синхронізується з іншими АЦП.

Найбільш оптимальним режимом для використання в додатках моніторингу і обробки низькочастотних сигналів є «одночасний» подвійний режим для звичайного або інжектowanego каналів. У такому режимі АЦП1 сканує канали від 0 до 15 для звичайних каналів або від 0 до 3 для інжектowanych каналів, в той час як АЦП2 сканує канали у зворотньому напрямку, від 15 до 0 або від 3 до 0. Це означає, що кожен канал обробляється двічі за один і той самий проміжок часу. Здвоєний одночасний режим для регулярних каналів наведено на рисунку 2.7.

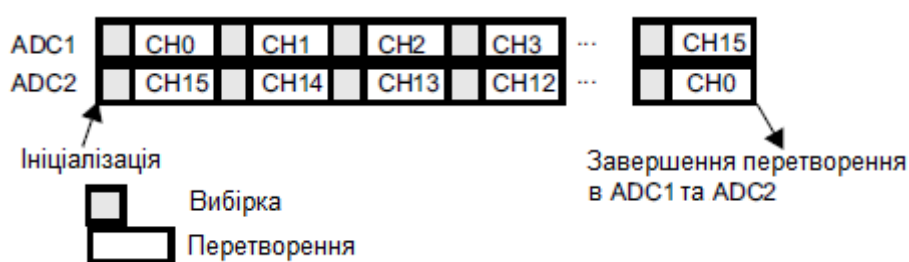


Рисунок 2.7 — Здвоєний одночасний режим для регулярних каналів

На базі мікроконтролера сімейства STM32F4 можна використати схему, показану на рис. 2.8. За допомогою схеми, зображеної на рисунку, можна реалізувати синхронну 12-бітну обробку чотирьох аналогових каналів.

Відповідно до варіанту, що розглядається, аналогові канали 1, 2, 3 та 4 обробляються одночасно. Внаслідок цього перетворення сигналів у каналах 1 і 2 відповідають значенням у момент часу $t + 2n\Delta t$, а сигналів у каналах 3 і 4 - у момент часу $t + 2(n + 1)\Delta t$. Щоб визначити дійсні часові зсуви між сигналами, отриманими по всіх каналах 1...4, необхідно врахувати часову затримку Δt при отриманні результатів перетворень каналів 3 і 4.

Ця затримка може бути додана програмним або апаратним введенням затримки Δt в каналах 3 і 4. При максимальному коефіцієнті перетворення частота дискретизації кожного каналу становить 1 МГц, що розраховується як $30 \text{ МГц} / (2 \cdot (3 + 12))$.

Розглянутий варіант реалізації синхронної обробки аналогових сигналів з 4 каналами базується на максимальному використанні ресурсів мікроконтролера і вимагає мінімальної кількості зовнішніх компонентів. Однак це означає, що роздільна здатність квантування не перевищуватиме 12 біт, а опція калібрування доступна лише для АЦП мікроконтролера. Отже, відмінності в параметрах елементів, що формують входні канали аналогових сигналів, та зміни цих параметрів під дією зовнішніх факторів або з часом в процесі експлуатації не можуть бути компенсовані.

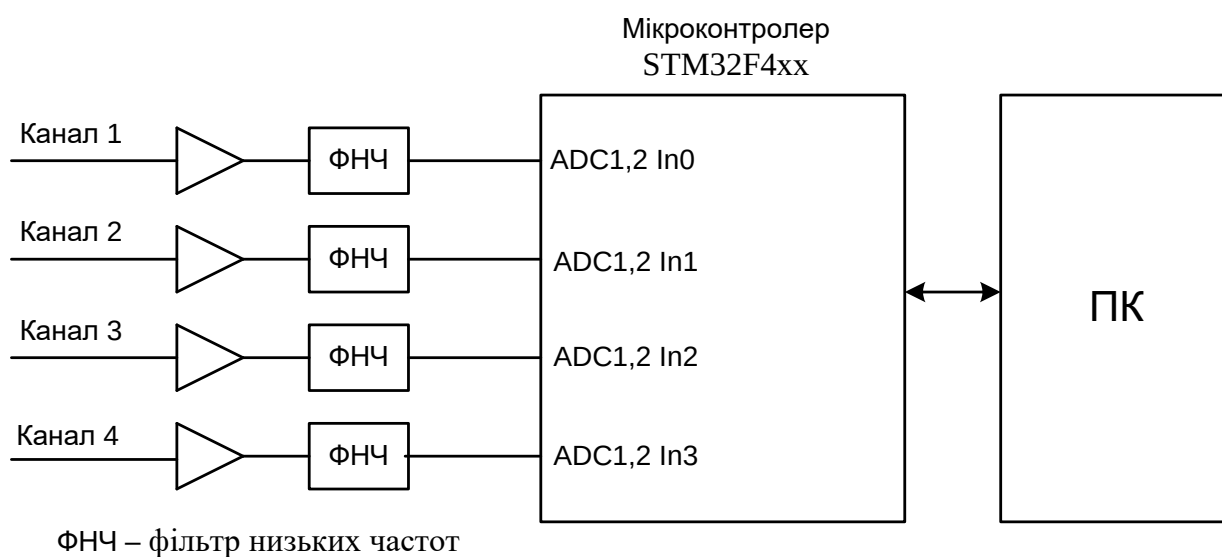


Рисунок 2.8 — Синхронна обробка чотирьох аналогових каналів за допомогою мікроконтролера сімейства STM32F4 з використанням здвоєного одночасного режиму інжектіваних каналів

На рис. 2.9 показана можливість виправлення цих недоліків шляхом реалізації 4-канальної аналого-цифрової системи. Система мусить мати вбудовану функцію самокалібрування. До складу кожного з чотирьох каналів вимірювання входить ряд компонентів: запам'ятовуючий пристрій (ЗП), цифро-аналоговий

перетворювач (ЦАП), програмований підсилювач (ПП), згладжувальний фільтр нижніх частот (ФНЧ), аналоговий комутатор (АП) і компаратор (КП).

Ця система має два режими роботи: вимірювання та самокалібрування. Під час вимірювання входні сигнали через канали 1...4 перенаправляються за допомогою аналогових перемикачів на вимірювальні канали, які є входами програмованих підсилювачів, перемикачі управляються мікроконтролером.

Робота програмованих підсилювачів включає в себе два основних етапи. Перш за все це конвертація входного сигналу з диференціального в недиференціальний і узгодження динамічного діапазону входного сигналу з діапазоном входної напруги фільтрів згладжування.

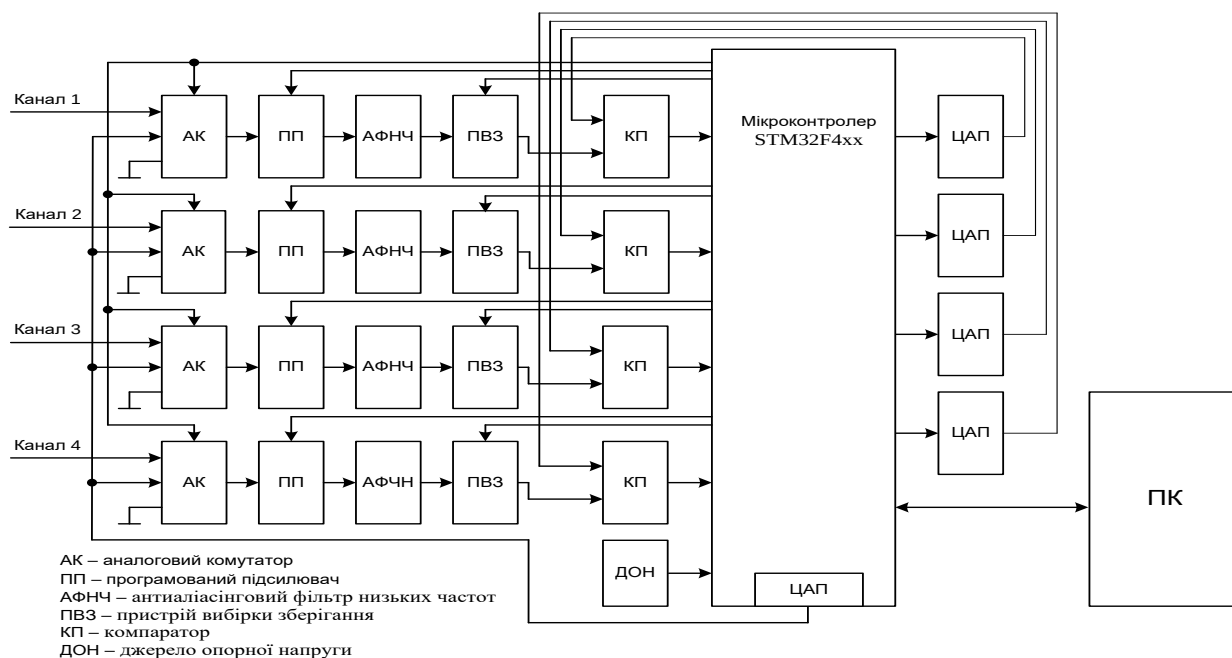


Рисунок 2.9 — Структурна схема самокаліброваної АЦ-системи

Програмовані підсилювачі зазвичай базуються на класичній диференціальній схемі з трьома операційними підсилювачами, але вони також можуть бути побудовані з використанням підсилювачів струму з балансним входним, проміжним і буферним каскадами. Підсилення програмованих підсилювачів можна встановити в декілька дискретних значень, що дозволяє вибрати діапазони входної

напруги. Коефіцієнт підсилення для кожного каналу змінюється незалежно за допомогою сигналів мікроконтролера.

В якості згладжуючих фільтрів низьких частот використовуються пасивні фільтри першого порядку, що дозволяють обмежити спектри вхідних сигналів і таким чином уникнути ефекту накладання спектрів, який виникає при дискретизації сигналів з необмеженим спектром зверху.

Після фільтрації високочастотних складових сигналу, відфільтрований сигнал подається на запам'ятовуючі пристрої, які записують миттєві значення аналогового сигналу під час дискретизації. Ці дані зберігаються в пристроях дискретизації до тих пір, поки вони не будуть перетворені в цифровий формат. Отже, запам'ятовуючі пристрої виконують вибірку сигналу. Процес дискретизації в пам'яті вибірки виконується за допомогою мікроконтролера, який генерує імпульсні тактові сигнали, що використовуються для процесу вибірки. У переважній більшості випадків ці пристрої побудовані на основі накопичувального конденсатора та аналогових перемикачів із відповідними підсилювачами.

Тому ми можемо створювати вимірювальні канали для систем АЦП, використовуючи мікроконтролерний блок управління. Це дозволяє в автоматичному режимі налаштовувати передавальні характеристики АЦП і проводити комплексне самокалібрування статичних і динамічних характеристик вимірювальних каналів.

2.4 Структурні та схемотехнічні рішення вимірювальних каналів АЦ-системи високоточного перетворення низькочастотних сигналів

Сформулювавши вимоги до вимірювальних каналів системи АЦП, згадані в попередньому розділі, слід розробити функціональну і принципову схеми цієї системи. При розробці системи АЦП одним з найважливіших аспектів є вибір типу аналого-цифрового перетворювача (АЦП). На основі аналізу, проведеного в попередніх розділах, було визначено, що можна використовувати два типи АЦП: з порозрядним вирівнюванням та дельта-сигма перетворенням. Перевага

порозрядних АЦП полягає в тому, що їх можна використовувати окремо в кожному каналі системи чи один загальний АЦП на всі канали з послідовною комутацією.

За необхідності зміни частоти дискретизації сигналів в системі АЦП, дельта-сигма АЦП є найкращим вибором, адже вони не потребують складних фільтрів нижніх частот зі змінною частотою зрізу. Дельта-сигма АЦП мають цифровий фільтр високих частот, який має фіксовану частоту зрізу по відношенню до частоти дискретизації і тому не потребує налаштування. Використання дельта-сигма АЦП ускладнюється вбудованими фільтрами високих частот, тому що вони не пропускають низькі частоти і сигнали постійного струму, внаслідок чого може ускладнюватися процес калібрування зміщення нуля вхідних кіл системи АЦП і робота з датчиками постійного струму. Це є недоліком дельта-сигма АЦП.

Зваживши всі «за» і «проти», прийдемо до компромісного рішення. Застосування порозрядних АЦП доцільно для системи з фіксованою частотою дискретизації, тоді як дельта-сигма АЦП використовуються тоді, коли необхідно обробляти сигнали зі змінною частотою дискретизації. Цей параметр особливо важливий для тестового шаблону системи АЦП, що розробляється.

Тому для обробки аудіосигналів з різною частотою дискретизації в тестовій схемі системи аналого-цифрового перетворювача рекомендується використовувати дельта-сигма аналого-цифровий перетворювач (АЦП). Водночас слід передбачити можливість встановлення АЦП з рівним розподілом розрядності в кожному каналі. Для застосування було обрано 24-розрядний дельта-сигма АЦП AD 1871 компанії Analog Devices. Дана мікросхема має інтерфейси послідовного зв'язку I2C, SPI та DSP і може працювати з напругою живлення ± 5 В.

При виборі мікропроцесора системи АЦП враховувалася його здатність одночасно обробляти чотири послідовних інтерфейси АЦП, програмовані підсилювачі ПП, чотири канали ЦАП живлення, аналогові вхідні перемикачі АК, калібрувальний ЦАП, інтерфейс USB/COM та бездротовий інтерфейс Bluetooth. Мікроконтролер STM32F407VET6 від ST Microelectronics (32-розрядний, Cortex-M4 + FPU, 168 МГц, 512 кБ Flash, USB OTG HS/FS, Ethernet) був обраний за його

продуктивність, кількість портів вводу/виводу, універсальність та вигідну ціну [12].

Мікросхема ЦАП AD5666 від Analog Devices використовується для отримання незалежної фантомної напруги живлення з 4 каналами. Ця мікросхема ЦАП має 16-розрядні вихідні напруги і простий послідовний інтерфейс.

Щоб використовувати обрані мікросхеми, потрібно забезпечити біполярне джерело живлення з напругою ± 5 В. Для цього було обрано поширену мікросхему MS34063 від Texas Instruments, яка в якості DC/DC інвертора подає необхідну енергію з USB-порту (+5 В). Для роботи з живленням ± 5 В вхідні ланцюги, попередні та програмовані підсилювачі також повинні бути розраховані на роботу з напругою живлення ± 5 В, що вимагає окремого підбору. Отже, в якості основних операційних підсилювачів було обрано два підсилювачі OR275A, чотириканальні ADG709 в якості комутаторів та AD8251 від Analog Devices в якості програмованих підсилювачів. Всі обрані мікросхеми мають високу якість і повністю задовольняють технічні вимоги системи АЦП.

2.5 Розробка функціональної та принципової схеми

Для кожного з чотирьох вхідних каналів передбачено аналоговий комутатор (АК), складений з мікросхем ADG 409 і працюючий в режимі комутації диференціального сигналу (мікросхеми DA5...DA8). Кожен перший диференційний вхід має захисні струмообмежувальні резистори R9...R16 опором 1 кОм. Інші входи АК підключені до нульової шини для зсуву нуля, а третій - до виходу калібрувального ЦАП (мікросхеми DA10, DA15) для передачі сигналу для калібрування.

Вхідні напруги відповідних каналів 4-канального ЦАП джерел живлення (мікросхеми ОП DA1...DA4 та ЦАП DA9) подаються на четверті входи АК. Вибір одного з чотирьох входів АК керується мікроконтролером DD1 одночасно для всіх чотирьох каналів, оскільки процедура калібрування здійснюється для всіх каналів одночасно.

Аналогові сигнали з виходів комутаторів АК надходять на диференційні входи програмованих підсилювачів ПП1...ПП4 (DA11...DA14). Коефіцієнти підсилення ПП можуть бути налаштовані на значення $K_p = 1, 2, 3, 4$, що визначає діапазони вхідних напруг: 2В, 1В, 0.5В, 0.25В відповідно. У кожному з чотирьох каналів можна незалежно вибирати діапазон вхідних напруг.

Функціональна схема 4-канальної самокаліброваної АЦ-системи наведена на рисунку 2.10.

Дельта-сигма АЦП здійснюють формування свого вихідного цифрового потоку з об'ємними даними каналів у парах, оскільки вони є двоканальними (стереофонічними). Ці цифрові потоки потім передаються через інтерфейс SPI і приймаються мікроконтролером за допомогою портів А, В та Е, що також відповідають за формування часових діаграм керування АЦП та їх інформаційних сигналів.

Для забезпечення антиаліазінгової фільтрації низьких частот на вході дельта-сигма АЦП використовуються пасивні фільтри першого порядку (з використанням резисторів R27 – R30 та конденсаторів C29 – C32). Крім того, програмовані підсилювачі (ПП) здійснюють функцію перетворення диференційного сигналу на недиференційний і зсувають свою вихідну напругу на величину опорної напруги +2,5 В. Це досягається завдяки мікросхемам АЦП DA16, DA17, які формують опорну напругу і необхідні для роботи АЦП при використанні однополярної напруги живлення +5 В.

Фірма Analog Devices розробила калібрувальний ЦАП, який використовує перемножуючий 12-розрядний ЦАП DAC 8043 (DA15) та окреме джерело опорної напруги ADK 03 (DA18). Незважаючи на лінійність і квантування 12 розрядів у ЦАП, ця схема може використовуватись як каліброване джерело гармонійного сигналу за амплітудою. Це досягається завдяки точному передаванню значення зовнішньої опорної напруги в верхній точці шкали з похибкою до 0,01%.

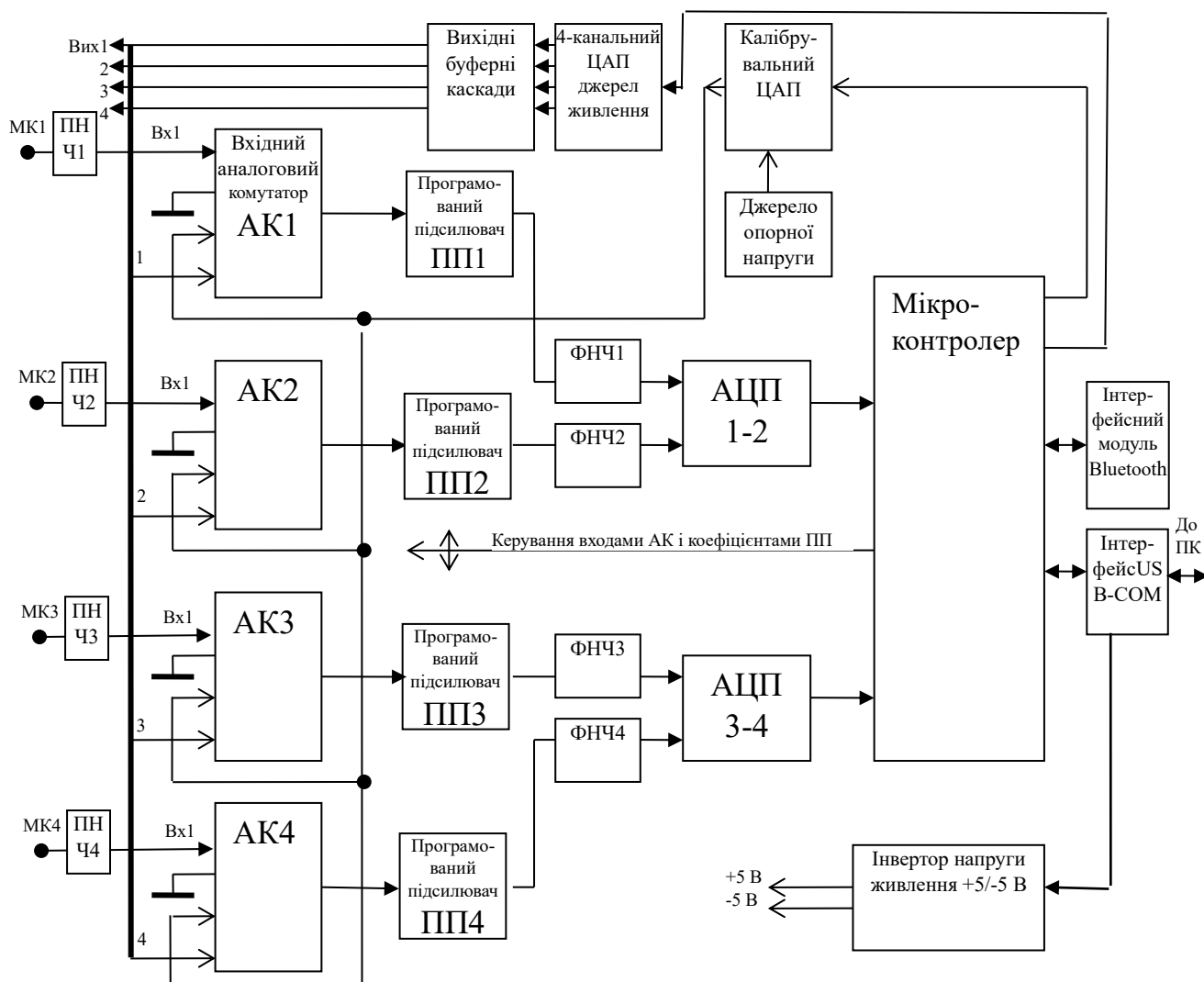


Рисунок 2.10 — Функціональна схема 4-канальної самокаліброваної АЦ-системи

Мікроконтролер використовує порти В і Е для створення цифрових тестових сигналів, що калібрують ЦАП і 4-канальний ЦАП, а також для подачі напруги до джерел напруги (DA9). Чотириканальний ЦАП має буферні підсилювачі, які встановлені на ОП DA1 ... DA4 від Analog Devices. Ці підсилювачі створюють вихідні диференційні напруги живлення для входних сенсорів, які називаються "фантомною" напругою для активних мікрофонів.

Мікроконтролер має вбудований USB-інтерфейс, який забезпечує зв'язок з зовнішнім ПК. Для безпроводного зв'язку використовується Bluetooth-модуль HC05 від ITEad Studio.

АЦ-система отримує електроживлення від двох джерел. Перше - комп'ютерний порт USB, який надає напругу +5 В. Друге джерело живлення - DC/DC інвертор на мікросхемі MC 34063 (DA19). Для живлення через порт USB +5 В може використовуватися зовнішній акумулятор Power Bank з ємністю 6000 мА/год.

3 ОБГРУНТУВАННЯ ТА РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ КАЛІБРУВАННЯ ТА МЕТОДІВ ПОКРАЩЕННЯ ТОЧНОСТІ

3.1 Алгоритми калібрування статичних вимірювальних каналів

На рисунку 3.1 показано функціональну структуру окремих вимірювальних каналів тестового зразка багатоканальної аналого-цифрової системи. Ця система призначена для аналого-цифрового перетворення та попередньої обробки нозькочастотних сигналів.

Кожен з вимірювальних каналів має власний вхід, який містить аналоговий комутатор АК, програмований підсилювач ПП, згладжувальний фільтр нижніх частот ФНЧ і аналого-цифровий перетворювач АЦП. Хоча ці аналогові та аналого-цифрові компоненти мають досить високі статичні та динамічні характеристики передачі, їх можна значно покращити шляхом калібрування та корекції.

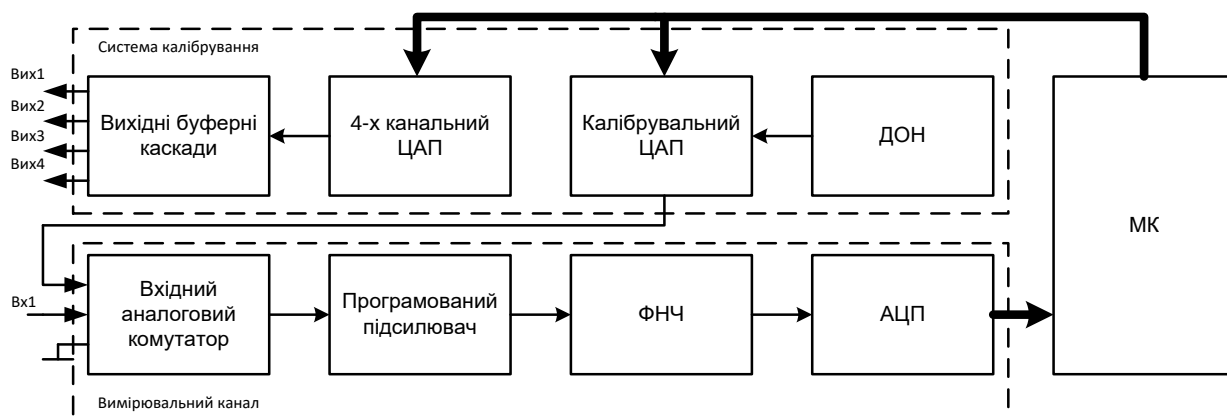


Рисунок 3.1 — Структура вимірювального каналу та кіл калібрування

Для виконання процесу калібрування використовуються компоненти, що входять до функціональної схеми: джерело опорної напруги пристрою, що тестується, калібрувальний перемножувач ЦАП і нульова шина. Для визначення фактичних параметрів джерел живлення датчиків можна також підключити виходи цих джерел до окремих входів аналогових перемикачів 4-канального ЦАП.

Використання помножувача ЦАП як джерела калібрувальних сигналів пояснюється тим, що його схема, побудована на основі матриці R-2R і КМОН-

перемикачів, забезпечує точне відтворення амплітуди опорної напруги. На виході ЦАП точно відтворюється амплітудне значення джерела опорної напруги у верхній точці діапазону (код 111...1). Таким чином, ви можете генерувати точно відкалібрований опорний сигнал. Залежно від режиму калібрування, сигнал може бути імпульсним, постійним, полігармонійним або моногармонійним з певною опорною частотою [13]. Моногармонійний сигнал найкраще підходить для спектральної обробки, коли амплітуда на опорній частоті f_0 визначається зі спектра сигналу. Обмежена розрядність калібрувального ЦАП майже не впливає на значення амплітуди сигналу. Зсув нуля ЦАП також не впливає на результат калібрування, оскільки амплітуда сигналу вимірюється тільки на опорній частоті. Весь зсув нуля вимірювального каналу визначається і коригується після підключення нульової шини до перемикача аналогового входу. У системі обробки низькочастотних сигналів з самокаліброваною багатоканальною системою АЦП властивості вимірювальних каналів можна розділити на статичні та динамічні. Для калібрування статичних передавальних характеристик вимірювальних каналів використовується загальна блок-схема алгоритму на рисунку 3.2. Для калібрування нульової точки та коефіцієнтів підсилення спочатку на калібрувальний ЦАП подається гармонійний сигнал з амплітудою A_0 , що відповідає амплітуді джерела опорної напруги. Поточні цифрові значення результатів перетворення нуля АЦП (O_i) і опорного сигналу (A_i) використовуються для визначення коефіцієнта підсилення K_i . У кожному з каналів і для кожного з коефіцієнтів підсилення K_i з набору $\{1, 2, 4, 8\}$ визначаються зміщення нуля і реальні коефіцієнти підсилення. Наступний вираз використовується для встановлення реального коефіцієнта підсилення у кожному каналі:

$$K_i = \frac{A_i}{A_0}. \quad (3.1)$$

У режимі прямого АЦП вхідних значень відліків сигналів S виконується наступне налаштування для кожного підсилення:

$$S_i = (S - O_i) \cdot K_i. \quad (3.2)$$

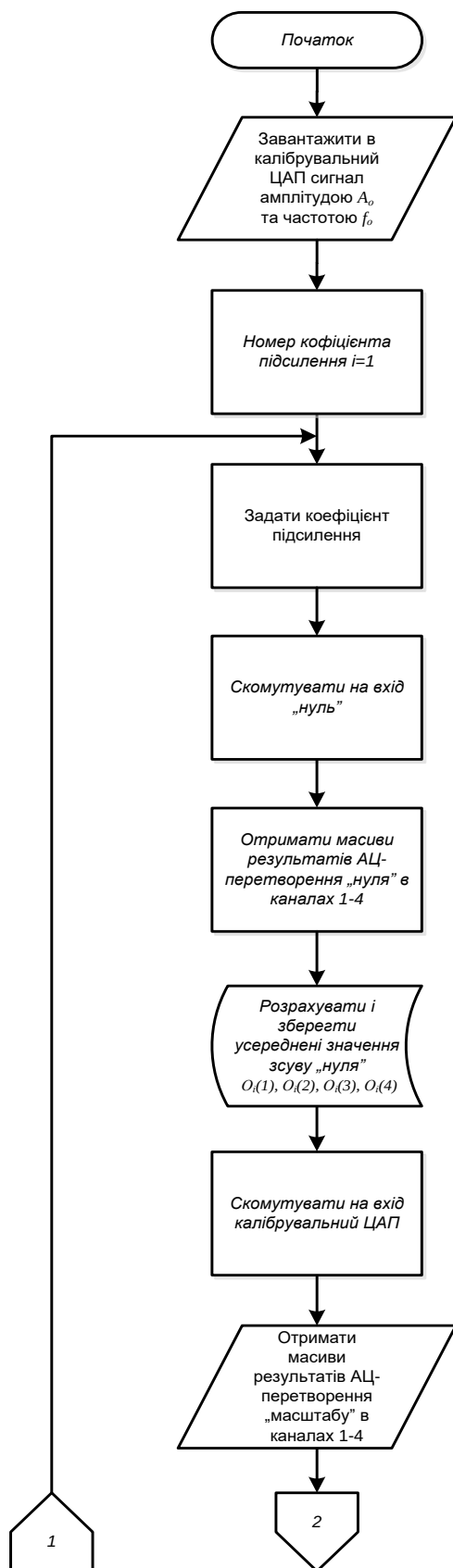


Рисунок 3.2 — Блок-схема алгоритму калібрування статичних характеристик вимірювальних каналів, аркуш 1

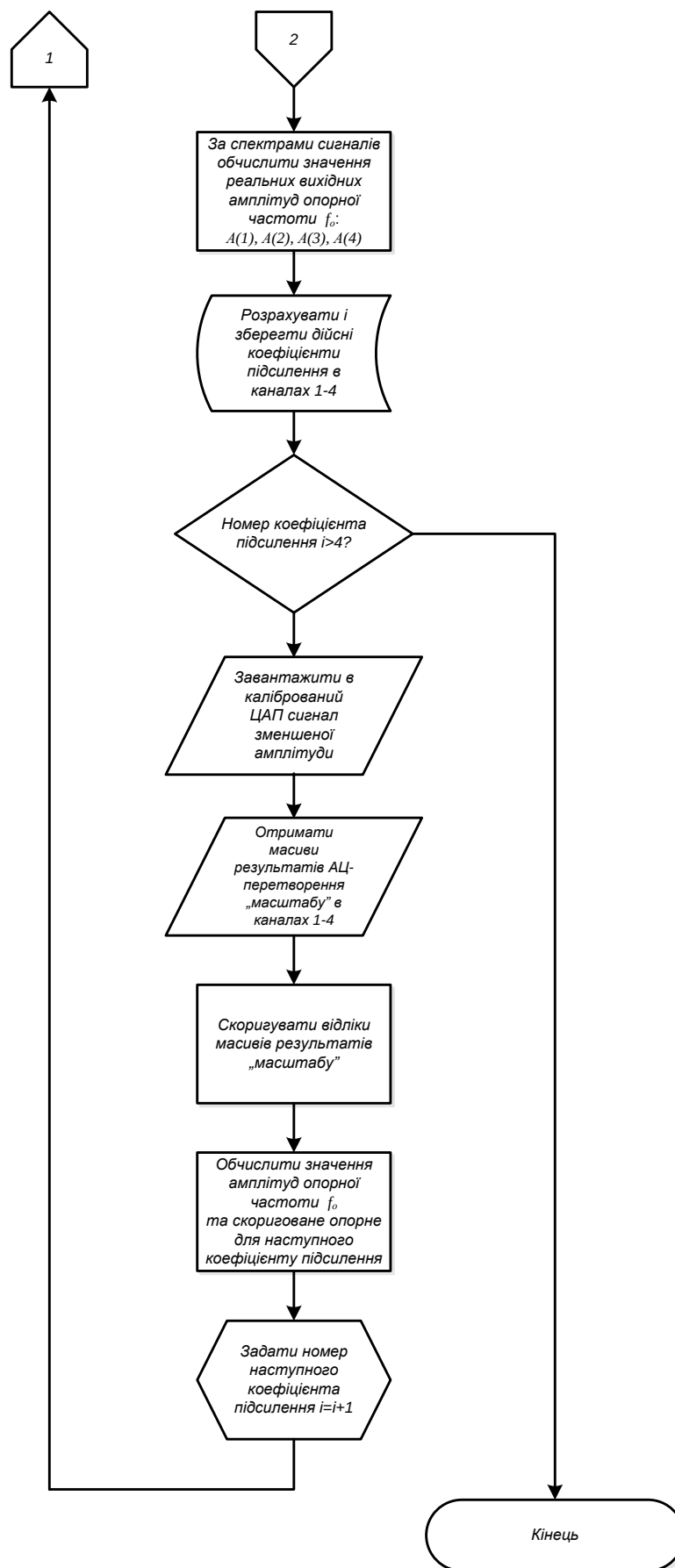


Рисунок 3.2, аркуш 2

Фактичне значення опорного сигналу A_0 визначається після застосування каліброваних зсувів нуля O_1 і коефіцієнта підсилення K_1 . Це значення використовується при калібруванні зсувів нуля O_2 , O_3 і O_4 та коефіцієнтів підсилення K_2 , K_3 , K_4 для кожного каналу. Формула (3.2) використовується для врахування цих значень при перетворенні реальних сигналів. На рисунку 3.2 показано, як за допомогою алгоритму калібрування виконуються наступні кроки. Спочатку на калібрувальний ЦАП завантажується моногармонійний опорний сигнал з максимальною амплітудою і частотою f_0 . Під час завантаження амплітуда циклічно відтвореного сигналу відповідає напрузі опорного джерела живлення $A_0=U_0$, яка залишається стабільною в широкому діапазоні температур. Потім кожен з чотирьох вимірювальних каналів піддається встановленню нульової точки і регулюванню коефіцієнта підсилення. Після встановлення нульової точки на вході аналогових перемикачів отримуються проміжні серії цифрових даних, які є результатом аналого-цифрового перетворення в каналах 1 - 4: D_{01} , D_{02} , D_{03} , D_{04} . Кожен з цих масивів розмірністю 256 - 1024 відліків усереднюється для визначення зсувів нуля $O_i(1)$, $O_i(2)$, $O_i(3)$, $O_i(4)$ для кожного окремого коефіцієнта підсилення.

3.2 Алгоритми калібрування динамічних вимірювальних каналів

Після подачі калібрувального сигналу ЦАП на вхід вимірювальних каналів і отримання проміжних масивів результатів перетворення аналого-цифрового сигналу в каналах 1-4 (блок 8) визначається фактичний коефіцієнт підсилення. Кожен з масивів даних розміром 256-1024 відліків передається на зовнішній комп'ютер, де виконується спектральний аналіз сигналів із застосуванням швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). При цьому аналізі виділяються спектральні компоненти $A(1)$, $A(2)$, $A(3)$ і $A(4)$ на опорній частоті f_0 . Для наступного $(i+1)$ діапазону підсилення використовуються скориговані значення з i -го діапазону після завантаження і точного вимірювання сигналу калібрувального ЦАП. В ході цієї процедури також створюються проміжні масиви даних DM_1 , DM_2 , DM_3 і DM_4 , які

коригуються з урахуванням зсуву нуля і раніше визначених фактичних значень коефіцієнта підсилення K_i .

У кожному з чотирьох каналів амплітуда сигналу калібрувального ЦАП визначається безпосередньо зі спектрів сигналів для $(i+1)$ діапазону підсилення і визначається скориговане середнє значення A_0 . Описані вище етапи калібрування і корекції виконуються один за одним для всіх чотирьох діапазонів підсилення в циклі, впорядкованому за номером діапазону. У статті детально розглянуто відомі методи визначення динамічних характеристик вимірювальних каналів, зокрема амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) та фазочастотної характеристики (ФЧХ) [14]. Один із запропонованих методів використовує полігармонічний сигнал (ПГС), утворений підсумовуванням гармонічних складових. Частоти цих складових можуть бути визначені користувачем з нормованого ряду або обрані довільно. Нормалізований ряд включає такі значення частот: 32,5 Гц, 63 Гц, 125 Гц, 250 Гц, 500 Гц, 1000 Гц, 2000 Гц, 4000 Гц, 10000 Гц, 16000 Гц.

Розкладання в ряд Фур'є - це спосіб представлення будь-якої періодичної функції у вигляді суми гармонічних функцій або комплексних експонент. Таким чином, сигнал може бути виражений у вигляді такого розкладу:

$$S(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=1}^n (A_i \cdot \cos(i \cdot \Omega \cdot t - \theta_i)), \quad (3.3)$$

де $A_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2}$ — амплітуди гармонійних складових; i — номер гармоніки;

$\theta_i = \arctg \frac{b_i}{a_i}$ — початкові фази гармонійних складових;

$\Omega = \frac{2\pi}{T}$ — основна частота коливань, T — період коливань;

a_0, a_i, b_i — коефіцієнти, які визначаються за співвідношеннями згідно (3.4), (3.5), (3.6):

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) dt; \quad (3.4)$$

$$a_i = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) \cos(i \cdot \Omega \cdot t) dt, \quad i = 0, 1, 2, \dots; \quad (3.5)$$

$$b_i = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) \sin(i \cdot \Omega \cdot t) dt, \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.6)$$

Гармоніки на частотах $i \cdot \Omega$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) формують АЧХ, а початкові фази формують ФЧХ. Незавжди помітити, що ми отримуємо дискретний спектр для періодичної функції.

Для вимірювання АЧХ і ФЧХ вимірювальних каналів необхідно проаналізувати спектр вихідного сигналу (3.3), вибрати опорну частоту, наприклад, 1000 Гц, і розрахувати відхилення рівня сигналу на інших частотах, що призводить до нерівномірної АЧХ. Для отримання АЧХ розраховується різниця фаз між кожним спектральним компонентом і опорною частотою. При вимірюванні АЧХ і ФЧХ полігармонічний сигнал розраховується як сума гармонійних складових, відтворюється ЦАП і подається на вхід вимірювального каналу системи, що калібрується. Вихідний сигнал вимірювального каналу подається на АЦП і перетворюється в цифрову форму, після чого процесор швидко виконує перетворення Фур'є і обчислює спектр сигналу. Частотна характеристика, параметри АЧХ вимірювальних каналів та їх подальше калібрування визначаються шляхом аналізу спектра за алгоритмом, наведеним на рисунку 3.3.

Спочатку виконується завантаження кодових комбінацій частот полігармонічного сигналу в 4-канальний ЦАП. Вихід цього сигналу комутується на вхід каналів 1-4.

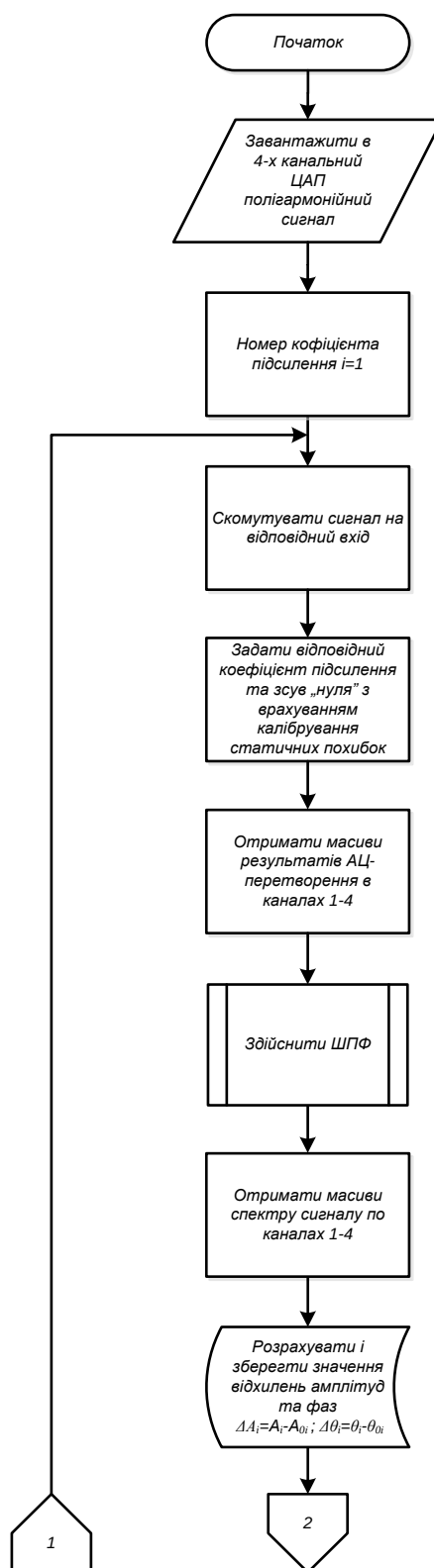


Рисунок 3.3 — Блок-схема алгоритму калібрування динамічних характеристик вимірювальних каналів, аркуш 1

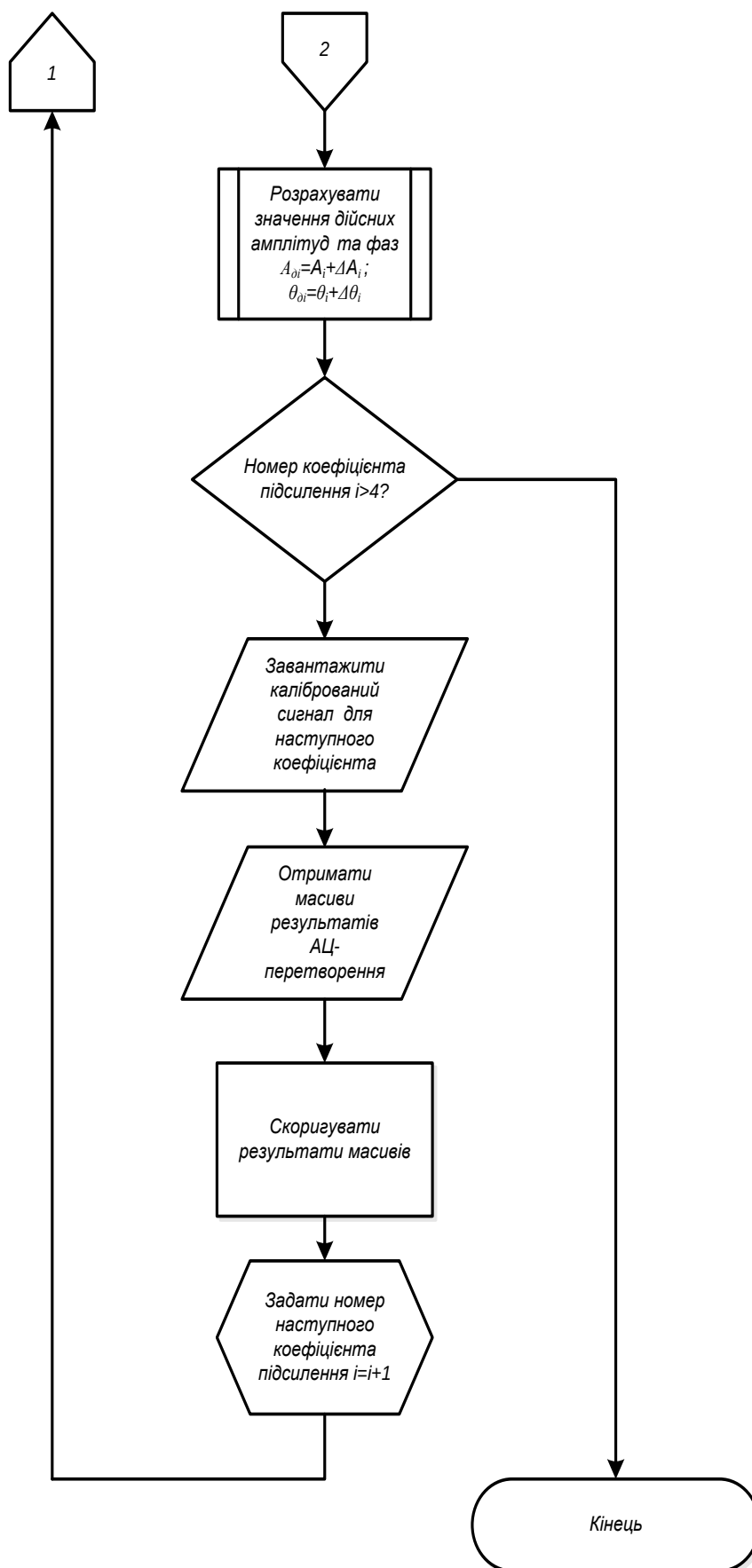


Рисунок 3.3, аркуш 2

Потім мікропроцесор автоматично встановлює коефіцієнти підсилення і зміщення нуля для вимірювальних каналів на основі значень, визначених під час калібрування статичної характеристики.

Потім виконується АЦП-перетворення для отримання набору результатів, які використовуються для виконання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).

Завдяки ШПФ можна отримати серію значень спектра сигналу для даного каналу. На основі отриманих даних розраховуються амплітудні та фазові відхилення із урахуванням яких можна отримати дійсні значення АЧХ і ФЧХ(див(3.7)):

$$\Delta A_i = A_i - A_{0i}; \Delta \theta_i = \theta_i - \theta_{0i}, \quad (3.7)$$

Потім завантажується 4-канальний сигнал ЦАП для (i+1) коефіцієнта підсилення і точно вимірюється з використанням скоригованих значень (3) для i-го коефіцієнта підсилення. Цей процес повторюється до тих пір, поки всі чотири вимірювальні канали для всіх коефіцієнтів підсилення і всіх частот не будуть відкалібровані відповідно до АЧХ і ФЧХ. Описані процедури калібрування і корекції виконуються одна за одною для всіх чотирьох діапазонів підсилення в циклі, впорядкованому за номером діапазону. Описані вище алгоритми калібрування можуть бути використані для налаштування статичних і динамічних характеристик вимірювальних каналів не тільки в системах АЦП, але і в різних інших аналого-цифрових системах та їх багатоканальних пристроях.

3.3 Методи підвищення точності та швидкодії АЦП

Точність аналого-цифрового перетворення (АЦП) та цифро-аналогового перетворення (ЦАП) визначають метрологічні характеристики вимірювальних каналів систем змінного струму. Головною метрологічною характеристикою є основна похибка, що може бути випадковою або систематичною. Залежно від типу приладу або системи, розрізняють три типи систематичних похибок: постійне зміщення, масштабування та похибка лінійності. При цьому методи корекції перших двох типів похибок детально описані та обширні [15].

На величину похибки лінійності впливає використання різних методів перетворення аналогових величин в цифрові та цифрових в аналогові. В інтегруючих АЦП, наприклад, характеристика перетворення є монотонною і має значний вплив на похибку лінійності. У паралельних ЦАП та АЦП на основі таких ЦАП нелінійність не настільки очевидна і не є монотонною.

В залежності від вимог до швидкодії та точності існують різні підходи до розробки системних перетворювачів інформації. Для інтегральних АЦП проблема досягнення високої точності аналого-цифрового перетворення з максимально допустимою похибкою 0,05 % і роздільною здатністю 14 біт вже вирішена. Але такі пристрої традиційно мають низьку частоту дискретизації (f_{sample}), що, як правило, не перевищує декількох десятків або сотень Гц. Для підвищення продуктивності використовують порозрядні симетричні АЦП та паралельні АЦП. Для перших характерна середня частота дискретизації ($f_{\text{дискретизації}}$ = від 100 до 102 кГц), тоді як для других — висока швидкість ($f_{\text{дискретизації}}$ = від 101 до 104 кГц). Однак, з вищою швидкістю, проблематично підтримувати низький рівень помилок з цими пристроями. Також слід зазначити, що існують межі досягнення високої точності завдяки покращенню властивостей базової конструкції та використанню матеріалів через обмеження технології виготовлення. Відмінності ваг бітів від необхідних значень, характерні для середньо- і високошвидкісних перетворювачів інформації, часто виправляються на етапі виробництва шляхом лазерного підстроювання значень резисторів або конденсаторів паралельних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП), що входять до складу цих пристроїв. Це призводить до збільшення площі внутрішньокристалічних компонентів і кристала в цілому.

Внаслідок цих процесів порушується структура компонентів, яка призводить до зниження як часової стабільності елементів, так і температурної стабільності всієї схеми. При такому підході важко досягти точності, що відповідає роздільній здатності більше 14 біт. Більш перспективним є підхід, який забезпечує повну корекцію помилок або калібрування ваг окремих ділянок ЦАП і АЦП на основі ЦАП без фізичного впливу на елементи схеми. Зменшити статичні похибки можна,

використовуючи ЦАП на основі двійкової системи числення, шляхом корекції вихідної величини аналоговою формою корекції, що генерується додатковим корегуючим ЦАП. Тоді на вхід основного ЦАП подається код K_{vh} і блок цифрової обробки (БЦО), а на вихід ЦОС - код K_{vh} . DSP обчислює код корекції, отриманий на вході корекційного ЦАП (DACcor). Для формування результату перетворення A_{vu} в цифро-аналоговому перетворювачі (ЦАП) компанії Interil Inc (США) використовується аналоговий суматор. Такий принцип підвищує точність ЦАП, проте знижує швидкість роботи пристрою під час аналого-цифрового перетворення. Особливо це стає зрозумілим при аналізі продуктивності самокаліброваних АЦП з бітовою компенсацією, що працюють у двійковій системі числення. На рисунку 3.4 зображено схему коригування вхідної величини двійкового ЦАП.

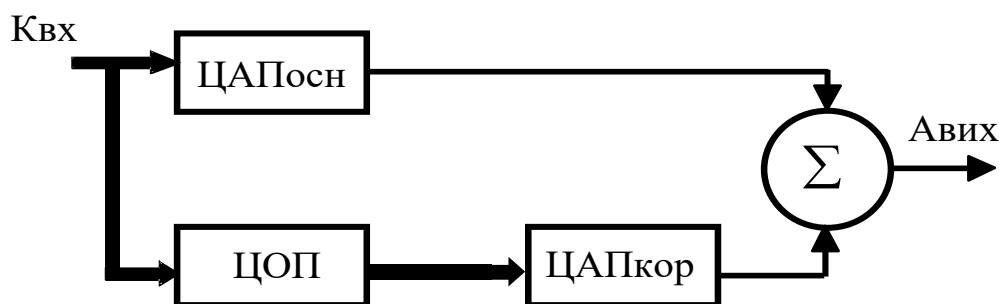


Рисунок 3.4 — Коригування вихідної величини двійкового ЦАП

За спрощеною структурною схемою на рисунку 3.5, пристрій містить схему порівняння аналогових сигналів (АС), вихідний регістр (Rg output), основний ЦАП (DAC main), корегуючий ЦАП (DAC cor), аналоговий суматор, регістр корегуючого ЦАП (Rg), блок цифрової арифметики, регістр послідовної апроксимації (RAS) і блок керування (CU).

точності вимагає обчислення поправок для кожного з «неточних» розрядів під час вирівнювання і призводить до зменшення швидкості перетворення навіть для середньошвидкісних АЦП.

Питання оптимізації цих особливостей аналого-цифрового перетворення є суперечливим. Здебільшого звичайне покращення одного параметра, наприклад, точності, призводить до погіршення швидкості. Часто спроби зменшити апаратне забезпечення або спростити пристрій призводять до втрати точності або швидкості тощо[16]. У розроблених пристроях введення надлишковості у вигляді NPFC дозволяє певною мірою вирішити задачі комплексного покращення декількох характеристик аналого-цифрового перетворення. За рахунок використання такого підходу вдається збільшити кількість циклів під час порозрядного вирівнювання і одночасно розширити розрядну сітку пристрою. Особливо це дає можливість підвищити точність середньо- та високошвидкісних АЦП, які використовують грубі аналогові вузли. Завдяки такому підходу зростає також швидкодія високоточних АЦП, в яких застосовується середньошвидкісна аналогова елементна база.

Поліпшити продуктивність багаторозрядних аналого-цифрових перетворювачів (АЦП) можна двома способами. По-перше, це використання більш досконалої елементної бази. По-друге, введення надлишковості в розроблюваних пристроях. Найбільш старим підходом у цьому напрямку є застосування структурної надлишковості. Принцип цього підходу в основному відображається в використанні принципу паралельно-послідовного перетворення. Структурні схеми паралельно-послідовних АЦП бувають двох варіантів: з одним набором компараторів і регульованими порогами на кожному кроці та з декількома наборами компараторів, по одному для кожного такту [9].

Спрощена структурна схема найбільш поширеного варіанту паралельно-послідовного аналого-цифрового перетворювача (АЦП), що самокорегується, з 14-розрядною двійковою точністю, показана на рисунку 3.6.

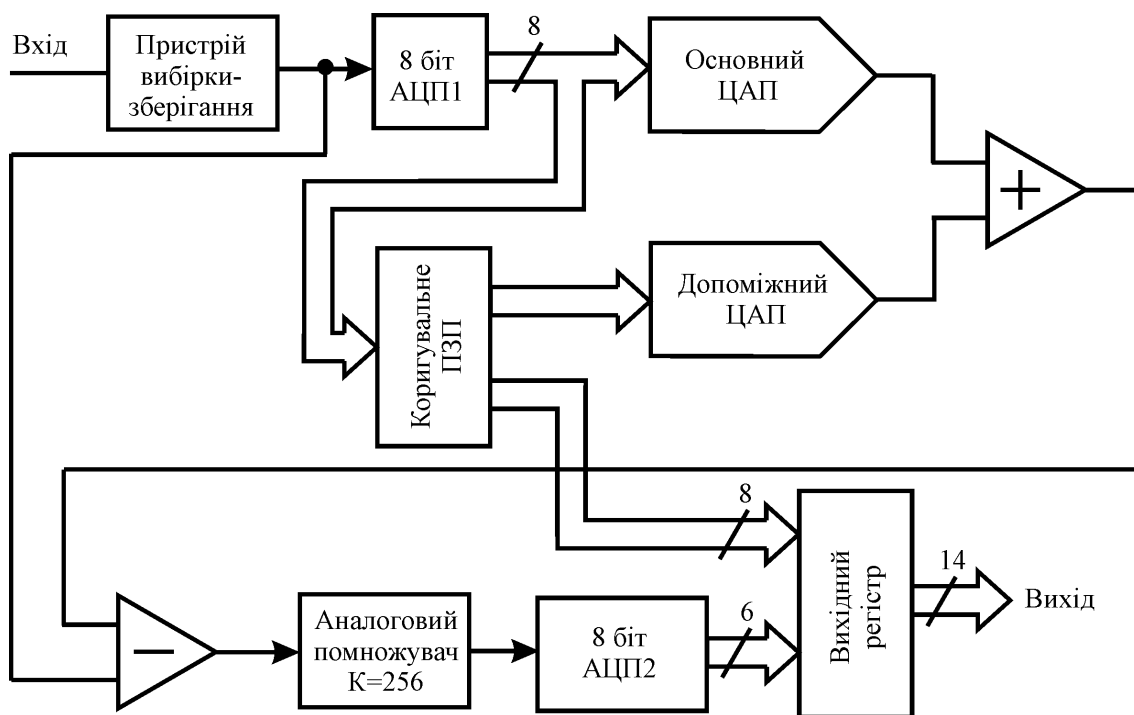


Рисунок 3.6 — Структурна схема паралельно-послідовного АЦП з коригуванням

Таким чином, спочатку виконується перетворення з 8-бітної форми в 6-бітну. Зазвичай для створення послідовно-паралельних перетворювачів в якості компараторів використовують паралельні АЦП. Тим не менш, неможливо досягти, наприклад, 16-розрядної точності за допомогою двох 8-розрядних АЦП, інтегрованих паралельно. Різниця, що подається на вхід другого каскаду АЦП2, складається з різниці, що відповідає неперетвореній частини вхідного сигналу, і похибки, що виникає через недосконалість першого каскаду АЦП1, схеми віднімання, аналогового помножувача і основного ЦАП. У зв'язку з цим для досягнення необхідної точності перетворення в послідовно-паралельних перетворювачах часто використовують метод масштабування АЦП в першому і другому каскадах.

Таким чином, в даній структурній схемі є програмована пам'ять (ПЗП) і допоміжний цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), який забезпечує зв'язок між першим і другим каскадами. Використання ПЗП для налаштування називається програмною корекцією. Заміна ПЗП на мікропроцесорну програмовану оперативну пам'ять дозволяє розширити діапазон температур і часових параметрів

налаштування. В цьому випадку алгоритм налаштування самокалібрувального перетворювача полягає в заповненні комірок ОЗП кодами, згенерованими під час самокалібрування АЦП1 при різних рівнях вхідної опорної напруги. Отже, для калібрування першого каскаду N -розрядного АЦП1 необхідно згенерувати $2N-1$ рівнів опорної напруги, що потребує значних апаратних та часових затрат. Відомі структурні та алгоритмічні рішення, які дають змогу зменшити кількість необхідних вхідних рівнів та час контролю. Проте ці рішення не усувають повністю необхідність у складному багатокаскадному джерелі напруги.

Аналогова частина паралельно-послідовних АЦП характеризується високою точністю та характеристиками диференціального підсилювача. Але практична реалізація таких АЦП ускладнюється високим рівнем перешкод, що виникають між першим і наступними циклами перетворення. Причиною цих перешкоди є одночасна робота компараторів АЦП1 на першому кроці та ключів ЦАП. Амплітудні та тривалі збої під час цього процесу можуть негативно вплинути на підвищення швидкодії АЦП. Особливої актуальності проблема завадостійкості набуває, коли такі АЦП використовуються у складі вимірювальних систем, що містять високочутливі попередні підсилювачі. Проблема завадостійкості стає особливо актуальною, коли такі АЦП використовуються разом з високочутливими попередніми підсилювачами [17].

Головною перевагою паралельно-послідовних АЦП є можливість їх побудови на базі існуючих мікросхем паралельних перетворювачів. Недоліками ж є складність і значна апаратна надлишковість, високе енергоспоживання і низька завадостійкість.

4 РОЗРОБКА І ТЕСТУВАННЯ ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

4.1 Модуль для обміну даними.

Мікроконтролер (МК) STM32f407 з ARM-архітектурою сімейства STM32 є основним процесорним елементом багатоканальної аналого-цифрової системи. Він має достатньо функціональних характеристик для управління, обробки інформаційних сигналів і здійснення необхідних перетворень. Система використовує внутрішні вузли, які знаходяться безпосередньо в МК, а також зовнішні мікросхеми, такі як АЦ і ЦА перетворювачі та аналогові і цифрові пристрої. Деякі інтерфейси і протоколи реалізовано апаратно в МК, але під час розробки експериментального зразка знадобилися додаткові програмні інтерфейси.

Існують два способи передачі даних з АЦ системи на комп'ютер: через Bluetooth (BT) і USB. Щоб керувати потоком даних і команд та мати можливість працювати як з USB, так і з BT, був розроблений спеціальний протокол під назвою DataCom (див. Додаток К). Цей протокол дозволяє одночасно встановлювати зв'язок через обидва канали. Обмін інформацією між пристроями відбувається за допомогою фреймів. Відповідь на фрейм від партнера надсилається по тому самому каналу, через який він був отриманий.

Загальна структура фрейму наведена в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 — Загальна структура фрейму

START BYTE	FRAME SIZE H	FRAME SIZE L	FRAME ID	GROUP ID	COMMAND	DATA
---------------	-----------------	-----------------	-------------	-------------	---------	------

```
typedef struct
```

```
{
```

```
    uint16_t uwFrameSize; - розмір фрейму.
```

```
    uint8_t ubFrameId; - ID фрейму. Використовується для розбиття великого потоку даних.
```

tMD_DATACOM_GROUP eGroupId; - Визначає до якої групи команд відноситься даний фрейм (АЦП, ЦАП, ОП, і т.д.).

uint8_t ubCommand; - власне команда.

tMD_BUFF sData; - дані.

} tMD_DATACOM_FRAME;

Модуль, що створено над реалізацією ST, виконує функцію керування та передачі даних через віртуальний послідовний порт у межах інтерфейсу USB.

Далі наведено структуру модуля.

typedef struct

{

tMD_BUFF sRxBuffer; — буфер з отриманими даними.

tMD_VCP_STATE sState; — стан модуля.

}tMD_VCP;

Дані для передачі не зберігаються окремо, а зразу відсилаються.

void MD_VCP_vInit(void); ініціалізує USB пристрій та буфер для прийому даних.

tMD_VCP_STATE MD_VCP_eGetState(void) — отримати поточний стан. (Готовність даних, очікування з'єднання і т.д.).

bool MD_VCP_bSendData(uint8_t* pBuffer, uint8_t ubLength); — передає дані з буфера pBuffer довжини ubLength.

uint16_t MD_VCP_bReadData(uint8_t* pBuffer, uint8_t ubLength); — вчитати отримані дані в буфер вказаної довжини. Повертає кількість вчитаних даних.

uint8_t MD_VCP_ubAvailableDataCount(void); — кількість доступних даних.

void MD_VCP_vReceiveCB (uint8_t* pRxBuffer, uint8_t ubLength); — функція обробки переривання від апаратного блоку USB в МК.

Для забезпечення зв'язку з модулем HC-06 використовується апаратний UART мікроконтролера через UART-інтерфейс. Управління UART здійснюється за допомогою HAL від ST. Над цим рівнем реалізовано модуль, що дозволяє взаємодіяти з HC-06 за допомогою AT-команд. Модуль підтримує наступні можливості: конфігурування, автоматичне визначення швидкості передачі даних (Baud rate) і його зміна, а також зміну назви Bluetooth-пристрою.

bool MD_HC05_vInit(void); - ініціалізація UART МК, синхронізація частоти з HC_06 та встановлення імені за замовчуванням.

void MD_HC05_vSendData (uint8_t* ubData, uint8_t ubSize) - передача даних

void MD_HC05_vReadData (uint8_t* ubData, uint8_t ubSize) – зчитування даних з буферу прийому.

bool MD_HC05_bCommandAt(void) – перевірка наявності зв'язку з HC-06.

bool MD_HC05_bCommandSetName(uint8_t* pubNameBuffer, uint8_t ubNameSize) – встановлення нового імені.

bool MD_HC05_bSetNewBaudrate(uint16_t uwBaudrate) – встановлення нової швидкості передачі.

ОП AD8251 відноситься до програмованих операційних підсилювачів. Його коефіцієнт підсилення можна налаштовувати за допомогою керуючих входів A0 та A1. В схемі ці входи позначаються як лінії KP0 та KP1 для підсилювачів першого аналого-цифрового перетворювача (АЦП), а також як KP2 та KP3 для підсилювачів другого АЦП. Зміна коефіцієнта відбувається при спаді фронту на піні WR.

Для зміни коефіцієнту підсилення потрібно виконати наступні дії:

- встановити WR в одиницю;
- виставити на лініях A0 та A1 (у нашому випадку це KP0-KP3) бажаний коефіцієнт підсилення;
- задати логічний рівень WR=0 та, не раніше, ніж через 40 нс, встановиться бажаний коефіцієнт підсилення.

Можливі коефіцієнти підсилення наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 — Можливі коефіцієнти підсилення

A1	A0	Коефіцієнт підсилення
0	0	1
0	1	2
1	0	4
1	1	8

Управління портами введення/виведення МК відбувається за допомогою HAL функцій від ST. Виглядає вона так:

```
void HAL_GPIO_WritePin(GPIO_TypeDef* GPIOx, uint16_t GPIO_Pin,
GPIO_PinState PinState).
```

В цьому проекті використовується один порт PORT E. Встановлення в одиницю виглядає наступним чином:

```
HAL_GPIO_WritePin(OP_PORT, OP_PIN, GPIO_PIN_RESET).
```

Управління ЦАП. Управління ЦАП відбувається через SPI. Використовується апаратний SPI зі швидкістю передачі 50 МГц.

```
void DAC_Init(bool standalone_mode, bool ref_off, bool spi_reset);
```

 — ініціалізація ЦАП.

```
void DAC_Analog_Write(channels channel, uint16_t value);
```

 — задання рівня сигналу на обраному каналі шляхом створення сигналу синусоїди за допомогою використання окремого таймера мікроконтролера. Значення амплітуд синусоїди беруться з певної таблиці. Частота сигналу залежить від налаштувань таймера.

Керування та налаштування аналого-цифрового перетворювача (АЦП) виконується через стандартний інтерфейс SPI, а отримані дані читаються за допомогою I2S. Для цього використовуються стандартні функції HAL від ST, до яких додається власна логіка керування. Ця логіка дозволяє зчитати дані з АЦП та записати їх у пам'ять за допомогою прямого доступу до пам'яті (DMA). Застосування DMA дозволяє записувати дані безпосередньо в оперативну пам'ять мікроконтролера без участі центрального процесора (ЦП), що забезпечує швидшу передачу даних та знижує ризик втрати інформації. Після цього, за допомогою переривань, дані передаються по UART. Лінія MCLK використовується для тактування АЦП. Ця лінія спільна для двох мікросхем АЦП. Вибір лівого або правого каналу здійснюється за допомогою сигналу LRCLK. Кожен АЦП має свій власний сигнал LRCLK. Дані зчитуються послідовно.

4.2 Модуль для керування сигналами.

Для керування аналоговим вхідним сигналом за допомогою АЦП було написано програму для мікроконтролера типу AVR. Програма дозволяє генерувати синусоїдальні сигнали, а також здійснювати керування через UART (програмний серійний порт). Зокрема, програма забезпечує виведення синусоїдального сигналу через АЦП, керування станом світлодіодів на базі вхідних команд через UART, прийом і обробку команд для налаштування параметрів роботи АЦП, включаючи можливість включення синусоїдального режиму.

Програма налаштовує таймери для генерації регулярних переривань, що використовуються для оновлення вихідного сигналу на АЦП. Вона також передбачає комунікацію з зовнішніми пристроями за допомогою програмного UART для передачі команд.

Програма передбачає кілька основних функцій:

- генерація синусоїдального сигналу;
- керування світлодіодами;
- конфігурація та налаштування АЦП;
- програмний UART для прийому команд.

Генерація синусоїдального сигналу формується на основі заздалегідь визначеної таблиці значень синусоїди. Сигнал можна активувати або деактивувати через UART. Також програма дозволяє налаштовувати значення, які передаються на АЦП, а також встановлювати коефіцієнти для калібрування або корекції вихідного сигналу. Програма використовує програмний UART для прийому команд від зовнішніх пристроїв, що дозволяє інтегрувати її в більші системи.

Оскільки для розробки АЦП використано мікроконтролер серії AVR, зокрема мікроконтролер ATmega. Важливою частиною є використання апаратних можливостей AVR для роботи з ЦАП, UART, SPI, а також таймерами. Програма використовує специфічні бібліотеки для конфігурації мікроконтролера та налаштування переривань.

У коді використано кілька бібліотек та заголовкових файлів, що забезпечують основні функції:

- `<avr/io.h>`;
- `<util/delay.h>`;
- `softUart.h` і `softUart.c`;
- `soft_spi.h`.

`<avr/io.h>` — це стандартна бібліотека для роботи з ввідними та вихідними портами мікроконтролера AVR. Вона дозволяє налаштовувати порти вводу/виводу та взаємодіяти з апаратними модулями.

`<util/delay.h>` — це бібліотека для реалізації затримок в коді. Функція `_delay_ms()` використовується для забезпечення пауз між операціями.

`softUart.h` і `softUart.c` — це програмний UART для роботи з серійним інтерфейсом. Ці бібліотеки реалізують прийом і передачу даних через UART, дозволяючи взаємодіяти з зовнішніми пристроями.

`soft_spi.h` — це програмний SPI для комунікації з пристроями, що підтримують SPI протокол (хоча в цьому коді SPI в основному використовується для налаштування ЦАП).

Також в програмі використано декілька функцій для обробки переривань та налаштування коефіцієнтів.

Функція `set_Koef(uint8_t p)` налаштовує коефіцієнти для роботи з АЦП. Вона використовує порти **C** та **B** мікроконтролера для управління певними параметрами. Порт **C** використовується для налаштування значень, що впливають на АЦП, через маску `0x3F`. Після налаштування порту, функція генерує короткі затримки за допомогою `_delay_ms()`, щоб забезпечити правильне виконання операцій. Функція працює з бітами в портах, щоб керувати налаштуваннями коефіцієнтів для перетворення.

Функція `ISR(TIMER2_COMP_vect)` використовується для обробки переривання, яке активується таймером 2. Таймер налаштовується так, щоб кожні 65 тактів (`OCR2 = 65`) викликалося переривання. Якщо активовано синусоїдальний

режим (через змінну `sinus_flag`), з масиву значень синусоїди вибираються амплітуди та передаються на АЦП. Цей сигнал буде змінюватися кожен раз, коли викликається переривання, дозволяючи генерувати плавну синусоїду. Якщо синусоїдальний режим вимкнений, на АЦП передається просто значення, яке визначається змінною `dac_value`. Ця функція використовує переривання для реалізації високочастотної генерації вихідного сигналу, що дозволяє досягти стабільного результату.

У програмі використовується програмний UART для прийому команд від зовнішніх пристроїв. Протокол працює наступним чином:

- кожен пакет команд починається з байта `0x55`, що служить як стартовий байт для синхронізації;
- після стартового байта передається байт, що визначає розмір пакету;
- залежно від типу команди, передаються різні параметри, що керують роботою програми.

Також в програмі реалізовано керування світлодіодами. Якщо перший байт пакету дорівнює `0x12`, програма виконує команду для включення або вимкнення світлодіодів. В залежності від значень у пакеті, будуть встановлені відповідні порти на мікроконтролері. Команда з байтом `0x10` вказує на налаштування параметрів ЦАП. У пакеті містяться прапор, що вказує, чи повинна бути активована синусоїда та значення для ЦАП у двох байтах, які об'єднуються в одне 16-розрядне значення.

Команда з байтом `0x11` дозволяє налаштувати коефіцієнти для ЦАП за допомогою функції `set_Koef()`.

Для генерації переривань використано таймери. Таймер 2 налаштовується на режим порівняння (CTC), що дозволяє генерувати переривання через кожен визначний інтервал. Таймер налаштовується через регістр **OCR2**, який визначає значення порівняння для кожного такту. У даному випадку значення `OCR2 = 65` означає, що переривання буде відбуватися через кожні 65 тактів таймера.

Таймер 2 налаштовується на режим CTC (Clear Timer on Compare Match), при якому таймер скидається, коли лічильник досягає значення, заданого в регістрі `OCR2`. Після кожного переривання викликається обробник `ISR(TIMR2_COMP_vect)`, що

дає змогу періодично оновлювати значення, що виводиться на АЦП. Для налаштування таймера також використовується передільник 64 (встановлюється через регістр TCCR2). Це означає, що частота таймера буде знижена, і переривання будуть відбуватися рідше, що дає можливість правильно синхронізувати генерацію сигналу.

Переривання `TIMER2_COMP_vect` забезпечує виконання коду в момент, коли таймер досягає порогового значення. Це дає змогу точно управляти генерацією вихідного сигналу та забезпечити синхронізацію з іншими частинами програми. За допомогою цього переривання оновлюються значення, що передаються на АЦП, і виконуються інші необхідні операції. Якщо активовано синусоїдальний режим (за допомогою змінної `sinus_flag`), то з масиву синусоїдальних значень вибираються нові амплітуди для генерації хвилі. Ці значення масштабуються за допомогою значення `dac_value`, яке контролює максимальну амплітуду сигналу. Кожен крок таймера відповідає певному значенню амплітуди в синусоїдальній хвилі, що дозволяє плавно змінювати вихідний сигнал ЦАП. Після обробки однієї частини хвилі (від 0 до 255 значень) індекс змінної `sine_part_number` скидається до нуля, щоб почати генерацію хвилі знову.

Переривання допомагає створити точний час для оновлення значень, які передаються на ЦАП. Це важливо для стабільної роботи програми, оскільки синусоїдальний сигнал потребує точного управління амплітудою на кожному такті. Завдяки перериванням програма може постійно підтримувати необхідний період оновлення сигналу, забезпечуючи коректну генерацію синусоїди.

Програма використовує програмний UART, реалізований через бібліотеку `softUart`. Цей інтерфейс дозволяє мікроконтролеру обмінюватися даними з іншими пристроями (наприклад, комп'ютером або іншими мікроконтролерами) без використання апаратного UART, що особливо важливо в системах, де доступ до апаратного UART обмежений або необхідно зберегти апаратні ресурси для інших задач.

Основними функціями програмного UART є:

- `SUART_Init();`
- `SUART_GetChar();`
- `SUART_PutChar();`
- `SUART_PutStr();`

`SUART_Init()` ініціалізує програмний UART. `SUART_GetChar()` — це функція для отримання одного байта даних через UART. `SUART_PutChar()` — це функція для передачі одного байта даних через UART. `SUART_PutStr()` — це функція для передачі рядка символів через UART.

Цей інтерфейс дозволяє приймати пакети команд для налаштування мікроконтролера та передачі даних між пристроями. Програма отримує команди в пакети, що складаються з кількох байт. Пакет має фіксований формат. Пакет починається з байта `0x55`, що сигналізує про початок пакету. Цей байт використовується для синхронізації прийому. Після початкового байта передається розмір пакету — кількість байт даних. Залежно від типу команди, наступні байти містять параметри, які можуть бути інтерпретовані для виконання конкретних дій.

Програма підтримує кілька типів команд:

- `LED Setup (0x12);`
- `DAC Setup (0x10);`
- `Set Koef (0x11).`

Перша команда для налаштування стану світлодіодів, друга команда для налаштування значень, що передаються на ЦАП, і активації/деактивації синусоїдального сигналу. Третя команда для налаштування коефіцієнтів, що використовуються для калібрування або корекції вихідного сигналу.

Для кожної з цих команд передаються відповідні параметри, які визначають, як саме має змінюватися робота системи. Користувач або зовнішній пристрій, що надсилає команди, отримує зворотний зв'язок через UART:

- підтвердження отримання пакету.
- інформація про помилки.

Це забезпечує зручний інтерфейс для взаємодії з мікроконтролером і дозволяє легко налагоджувати та перевіряти його роботу. Для керування світлодіодами і налаштування коефіцієнтів використовуються порти мікроконтролера:

- порти В;
- порти С.

Світлодіоди керуються через порти В3 та В7; Через порти С0-С5 виводяться сигнали для налаштування коефіцієнтів ЦАП.

Також ця частина коду передбачає використання зовнішнього АЦП для виведення аналогових значень. Для цього використовуються бібліотеки для ініціалізації та роботи з ЦАП:

- `DAC_Init();`
- `DAC_Analog_Write().`

Для генерації синусоїди використовуються значення з масиву `sine[]`, що містить заздалегідь обчислені амплітуди синусоїдальної хвилі. Повний лістинг файлу та описаний код наведений у додатку Г. Використання програмного UART і SPI дозволяє системі взаємодіяти з іншими пристроями або компонентами через ці стандартні інтерфейси, при цьому дозволяючи максимально ефективно використовувати доступні апаратні ресурси мікроконтролера.

4.3 Модуль бездротового зв'язку

Цей код розроблений для інтеграції мікроконтролера з Bluetooth-модулем HC-05, який використовується для бездротової передачі даних між різними пристроями. HC-05 — це модуль Bluetooth, який працює за допомогою стандарту AT-команд для налаштування та управління підключенням. Оскільки багато мікроконтролерів, зокрема платформи STM32, використовують UART для обміну даними з периферійними пристроями, цей код реалізує всі необхідні функції для роботи з модулем через UART. Завдяки цьому користувач може налаштувати модуль HC-05 для використання в різних програмах, від простих бездротових з'єднань до більш складних взаємодій.

Призначення коду полягає в тому, щоб забезпечити необхідну функціональність для зв'язку через Bluetooth: від перевірки працездатності модуля до зміни параметрів підключення, таких як швидкість передачі даних (baud rate) або ім'я пристрою. Крім того, код дозволяє відправляти та отримувати дані через Bluetooth, що є основною метою роботи з модулем HC-05.

Основні операції, які виконує цей код, включають:

- ініціалізацію UART для забезпечення зв'язку з модулем HC-05.
- відправлення AT-команд для перевірки працездатності модуля та налаштування його параметрів.
- зміна параметрів модуля, таких як ім'я пристрою та швидкість передачі даних.
- передача та прийом даних через Bluetooth з використанням UART.

У коді використовуються кілька важливих функцій, кожна з яких має конкретну мету. Наприклад, функція `MD_HC05_vUartInit` відповідає за налаштування UART, функція `MD_HC05_vInit` здійснює ініціалізацію модуля, а інші функції, такі як `MD_HC05_bCommandAt` або `MD_HC05_bCommandSetName`, відповідають за відправку команд до HC-05 для зміни його налаштувань.

Основним інтерфейсом для зв'язку з Bluetooth-модулем HC-05 є UART. Змінна `sMD_HC05` є структурою, яка містить об'єкт `huart1`, що відповідає за налаштування UART-з'єднання з мікроконтролером. У коді використовується стандартна бібліотека HAL для налаштування UART, і структура `sMD_HC05` є контейнером для параметрів з'єднання.

Функція `MD_HC05_vUartInit(uint32_t baudrate)` виконує налаштування UART, встановлюючи всі необхідні параметри: швидкість передачі даних (baud rate), довжину слова, кількість стопових бітів, парність та інші параметри. Ці параметри важливі для коректної роботи мікроконтролера та модуля HC-05, оскільки для стабільного зв'язку обидва пристрої повинні працювати на одній швидкості та з однаковими налаштуваннями.

Швидкість передачі даних задається параметром `baudrate`, який передається функцією в якості аргументу. Цей параметр визначає, наскільки швидко будуть передаватися дані між мікроконтролером і HC-05.

Функція `MD_HC05_vInit(void)` здійснює ініціалізацію самого модуля HC-05. Спочатку вона відправляє стандартну AT-команду ("AT\r\n"), яка є базовою командою для перевірки працездатності модуля. Модуль HC-05 має відповісти на цю команду "OK". Якщо відповідь неправильна або відсутня, функція намагається повторити ініціалізацію, зменшуючи швидкість UART для сумісності з різними версіями модуля або різними налаштуваннями.

У разі успішної відповіді функція може продовжити налаштування модуля, відправляючи інші команди для конфігурації, такі як зміна імені пристрою або швидкості передачі даних.

Дві функції, `MD_HC05_vSendData` і `MD_HC05_vReadData`, відповідають за передачу та отримання даних через UART. Перша функція використовується для відправлення команд до HC-05 або для передачі даних користувача, а друга — для прийому відповіді від модуля.

Ці функції працюють з масивами `ubSendArray` та `ubReceiveArray`, що зберігають відповідно відправлені та отримані дані. Вони мають фіксовані розміри, визначені через макрос `MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE`, що дозволяє запобігти помилкам переповнення буферів та забезпечити стабільну роботу програми.

AT-команди є основним способом взаємодії з модулем HC-05. Код використовує кілька специфічних функцій для відправлення різних AT-команд:

- `MD_HC05_bCommandAt(void);`
- `MD_HC05_bCommandSetName(uint8_t* pubNameBuffer, uint8_t ubNameSize);`
- `MD_HC05_bSetNewBaudrate(uint16_t uwBaudrate).`

`MD_HC05_bCommandAt(void)` — це функція для перевірки працездатності HC-05. Вона відправляє команду "AT\r\n" і чекає відповіді "OK". Якщо відповідь

коректна, функція повертає true, що означає, що модуль готовий до подальшої роботи.

Функція MD_HC05_bCommandSetName() дозволяє змінити ім'я Bluetooth-модуля HC-05. Вона формує команду "AT+NAME=<ім'я>" і відправляє її через UART, а потім перевіряє, чи була отримана відповідь "OK".

Функція MD_HC05_bSetNewBaudrate() змінює швидкість передачі даних через UART. Ця команда формує рядок "AT+BAUD=<швидкість>", відправляє її, а потім перевіряє результат.

Усі ці функції використовують стандартні механізми передачі та прийому даних через UART, забезпечуючи надійний зв'язок з модулем.

Функція HAL_UART_RxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart) є шаблоном для обробки переривань, що виникають при завершенні прийому даних через UART. Вона викликається автоматично при кожному завершенні прийому одного пакета даних. Оскільки в поточній версії коду ця функція порожня, її можна доповнити, наприклад, для обробки отриманих даних або зміни стану програми в реальному часі.

sMD_HC05 — це структура, яка містить всі налаштування для роботи з UART і Bluetooth-модулем HC-05. Вона включає в себе об'єкт huart1, який є екземпляром структури UART_HandleTypeDef (використовується для налаштування та управління UART-з'єднанням). Через цю структуру зберігаються всі параметри, необхідні для налаштування порту UART, такі як швидкість передачі даних, кількість бітів даних, парність та інші. Це дозволяє забезпечити коректну роботу з UART та адаптувати з'єднання до різних потреб.

ubSendArray і ubReceiveArray — масиви байтів, що використовуються для зберігання даних, які відправляються або приймаються через UART. Ці масиви використовуються в кожній функції для формування AT-команд та зберігання відповідей від Bluetooth-модуля. Масиви мають визначений розмір, що гарантує, що програма не вийде за межі пам'яті при передачі або прийомі даних. Це також допомагає забезпечити стабільність і надійність роботи програми.

`MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE` — це макрос, який задає розмір масивів для відправки та прийому даних. Зазвичай цей розмір визначається з урахуванням максимально можливої довжини команд або даних, які можуть бути передані або отримані.

Функція `MD_HC05_vUartInit(uint32_t baudrate)` виконує ініціалізацію UART для зв'язку з модулем HC-05. Вона отримує параметр `baudrate`, який визначає швидкість передачі даних між мікроконтролером і HC-05. Для встановлення параметрів UART використовуються значення, задані в макросах: `MD_HC05_UART_INSTANCE` для конкретного UART-порту, `MD_HC05_UART_WORDLENGTH` для довжини слова, `MD_HC05_UART_STOPBITS` для кількості стопових бітів і так далі. Якщо ініціалізація UART не вдалася, викликається функція `_Error_Handler`, яка повідомляє про помилку.

Ця функція є основою для налаштування UART на початку роботи з модулем, а також для змінюваної швидкості передачі даних. Вона важлива, оскільки без правильно налаштованого UART зв'язок із HC-05 неможливий.

Функція `MD_HC05_vInit(void)` виконує ініціалізацію модуля HC-05. Вона відправляє базову AT-команду "AT\r\n", що використовується для перевірки зв'язку з модулем. Якщо відповідь "OK" не надходить, спроба ініціалізації повторюється з іншими налаштуваннями швидкості UART. Якщо HC-05 відповідає "OK", програма продовжує налаштування, і відправляються додаткові команди, наприклад, для зміни імені пристрою або налаштування нової швидкості передачі даних.

Ця функція є ключовою для встановлення базового з'єднання з модулем. Вона допомагає переконатися, що модуль правильно підключений і готовий до подальших команд.

Функція `MD_HC05_vSendData(uint8_t* ubData, uint8_t ubSize)` відповідає за відправлення даних через UART. Вона використовує функцію `HAL_UART_Transmit` з бібліотеки HAL для передачі байтів з масиву `ubData`. Параметр `ubSize` визначає кількість байтів, які повинні бути передані.

Цю функцію можна використовувати для відправлення AT-команд, а також для передачі будь-яких даних, що повинні бути передані Bluetooth-модулю для обробки. Вона також викликається при відправленні команд для налаштування параметрів HC-05, таких як ім'я пристрою чи швидкість передачі.

Функція `MD_HC05_vReadData(uint8_t* ubData, uint8_t ubSize)` дозволяє приймати дані через UART. Вона викликає функцію `HAL_UART_Receive` з бібліотеки HAL для отримання байтів з масиву `ubData`. Параметр `ubSize` визначає кількість байтів, які будуть отримані.

Ця функція є критично важливою для отримання відповіді від HC-05 після відправлення AT-команд. Наприклад, після відправлення команди для зміни імені або налаштування нової швидкості, вона дозволяє отримати підтвердження від HC-05 у вигляді відповіді "OK" або іншого повідомлення.

AT-команди є стандартним способом взаємодії з модулями HC-05 для налаштування та управління. Код використовує декілька специфічних функцій для відправлення основних команд AT, що дозволяють налаштувати модуль для роботи в заданому режимі.

Функція `MD_HC05_bCommandAt(void)` відправляє базову AT-команду "AT\r\n" для перевірки працездатності Bluetooth-модуля. Якщо HC-05 правильно налаштований і готовий до роботи, він відповість "OK". Якщо відповідь не надходить або неправильна, функція повертає `false`, що вказує на помилку.

Функція реалізує найпростішу перевірку зв'язку з модулем, що є першим кроком у процесі налаштування.

Функція `MD_HC05_bCommandSetName(uint8_t* pubNameBuffer, uint8_t ubNameSize)` дозволяє налаштувати ім'я Bluetooth-модуля. Команда, що відправляється, має вигляд "AT+NAME=<ім'я", де <ім'я> — це рядок, що передається через параметри функції. Після відправлення команди модуль має відповісти "OK", якщо команда була виконана успішно.

Функція підтримує динамічні ім'я для HC-05, що дозволяє користувачам налаштовувати модуль на своєму пристрої для впізнавання серед інших Bluetooth-пристроїв.

Функція `MD_HC05_bSetNewBaudrate(uint16_t uwBaudrate)` змінює швидкість передачі даних для модуля HC-05. Команда, що відправляється, має формат "AT+BAUD=<швидкість>", де <швидкість> — це нове значення baud rate. Після відправлення цієї команди модуль відповідає "OK", якщо швидкість була успішно змінена. Якщо команда була виконана успішно, функція також викликає `MD_HC05_vUartInit` для оновлення налаштувань UART відповідно до нової швидкості.

Це дозволяє налаштовувати HC-05 для роботи з різними швидкостями передачі, залежно від вимог конкретного застосування.

Функція `HAL_UART_RxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart)`

є шаблоном обробника переривань для UART. Вона викликається автоматично, коли прийом даних через UART завершено. В даному коді ця функція порожня, але її можна заповнити для реалізації додаткової логіки, наприклад, для обробки отриманих даних або оновлення стану програми в реальному часі.

Переривання UART дозволяють значно підвищити ефективність програми, оскільки обробка даних може здійснюватися без блокування основного потоку, що дозволяє мікроконтролеру виконувати інші завдання, поки чекає на нові дані.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Комерційний та технологічний аудит науково-технічної розробки

Метою даного розділу є проведення технологічного аудиту, в даному випадку програмної частини апаратний пристрій для збору і обробки низькочастотних сигналів, які в подальшому будуть використовуватися в різних пристроях. Особливістю розробки є підвищенні точності перетворення завдяки корекції вхідних вимірювальних каналів багатоканальної високоточної аналого-цифрової системи збору й перетворення низькочастотних сигналів..

Аналогами розробки є аналого-цифровий перетворювач AD7768 від фірми Analog Devices – 8000-10000 тис.

Для проведення комерційного та технологічного аудиту залучають не менше 3-х незалежних експертів. Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням п'ятибальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, у відповідності із табл. 4.1.

Таблиця 5.1 — Рекомендовані рекомендації щодо оцінки комерційного потенціалу проектів та їх потенційної грошової вартості.

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів

Продовження таблиці 5.1

4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практик на здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так із комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

Продовження табл 5.1

12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту
----	---	--	---	--	---

Усі дані по кожному параметру занесено в таблиці 5.2

Таблиця 5.2 — Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії оцінювання	ПІБ експертів		
	Експерт 1	Експерт 2	Експерт 3
	Бали		
Технічна здійсненність концепції	4	4	3
Наявність аналогів на ринку	3	3	3
Цінова політика	4	4	4
Технічні та споживчі властивості виробу	3	3	4
Експлуатаційні витрати	4	3	4
Ринок збуту	3	4	4
Конкурентоспроможність	4	3	3
Фахівці з технічної і комерційної реалізації	3	4	4
Фінансування	4	3	4
Матеріально-технічна база	3	3	3
Термін реалізації ідеї	4	4	4
Супровідна документація	4	4	4
Сума	44	42	43
Середньоарифметична сума балів	$(44+42+43) / 3 = 43$		

Дані в таблиці 5.2 свідчать про те, що можна зробити висновок про ступінь

комерціалізації цієї розробки. Для цього найефективнішим варіантом є використання пропозицій, наведених у таблиці 5.3.

Таблиця 5.3 — Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ , розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0-10	Низький
11-20	Нижче середнього
21-30	Середній
31-40	Вище середнього
41-48	Високий

З таблиці видно, що комерційний потенціал розробленого обладнання високий, це пояснюється тим, що за технічною складовою немає подібних вітчизняних продуктів, а іноземні системи є дорогими та важкодоступними.

5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної(дослідно-конструкторської) роботи

Основна заробітна плата розробників, яка розраховується за формулою:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} * t, \quad (5.1)$$

де М — місячний посадовий оклад конкретного розробника, грн.;

T_p — число робочих днів в місяці, 22 дні;

t — число днів роботи розробника.

Результати розрахунків зведемо до таблиці 5.3

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
------------------------	--------------------------------------	------------------------------------	----------------------	--

Продовження таблиці 5.3

Керівник проекту	30000	1363,64	30	40909,091
Програміст	28000	1272,73	30	38181,818
Всього				79090,91

Оскільки у випадку, коли створюється апаратне забезпечення, розробник є як творцем, так і замовником технічної розробки.

До базової заробітної плати розробників і робітників зазвичай додаються додаткові виплати:

$$З_д = З_0 \times 15\% \div 100\% \quad (5.2)$$

$$З_д = (79090,91 \cdot 14\% / 100\%) = 11072,73 \text{ (грн.)}$$

Сьогодні законодавство щодо відрахувань із заробітної плати становить 22% від загального фонду оплати праці.

$$Н_з = (З_0 + З_д) \times 22\% \div 100\% \quad (5.3)$$

$$Н_з = (79090,91 + 11072,73) \times 22\% \div 100\% = 19836,00 \text{ (грн.)}$$

Зниження вартості обладнання, пов'язане з розробкою.

Амортизація обладнання, що використовується для розробки, розраховується за спрощеною формулою:

$$А = \frac{Ц}{Т_в} \times \frac{t_{\text{вик}}}{12} \quad (5.4)$$

де Ц — балансова вартість обладнання, грн.;

T_v — термін корисного використання обладнання згідно податкового законодавства, років

$t_{\text{вик}}$ — термін використання під час розробки, місяців.

Наприклад, розрахуємо витрати на амортизацію, пов'язані з цією системою, її балансова вартість становить 32 тис. грн., термін корисної експлуатації – 2 роки, а термін корисної експлуатації – 1,5 місяці

$$A_{\text{обл}} = \frac{22400}{2} \times \frac{1,36}{12} = 1272,73 \text{ (грн.)} \quad (5.5)$$

Аналогічно розраховуються витрати на амортизацію для іншого обладнання та інфраструктури. Математику обраховано в таблиці 5.4.

Розрахуємо, для прикладу, амортизаційні витрати на комп'ютер балансова вартість якого становить 22400 грн., термін його корисного використання згідно податкового законодавства – 2 роки, а термін його фактичного використання – 1,36 міс.

Таблиця 5.4 — Відрахування амортизації матеріальних і нематеріальних активів для забудовників.

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн.	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн.
Комп'ютер та комп'ютерна периферія	22400	2	1,36	1272,727
Офісне обладнання (меблі)	21000	4	1,36	596,591
Приміщення	1000000	20	1,36	5681,818
Всього				7551,14

Тарифи на електроенергію в різних галузях є різними для побутових та населення. Крім того, тарифи на розподіл електроенергії від різних 80 постачальників (енерго) будуть різними. Крім того, розмір тарифу залежить від рівня напруги (1 або 2). Тарифи на розподіл електроенергії для всіх компаній, які розподіляють енергію, регулює Національна комісія, що здійснює регулювання у

сферах енергетики і комунальних послуг (НКРЕКП). Витрата силової електроенергії визначається за формулою:

$$B_e = B \times \Pi \times \Phi \times K_{\Pi}, \quad (5.6)$$

де B – вартість 1 кВт-години електроенергії для 1 класу підприємства з ПДВ в 2024 році для Вінницької області за даними Енера-Вінниця, $B = 10,42$ грн./кВт;

Π — встановлена потужність обладнання, кВт. $\Pi = 0,2$ кВт;

Φ — фактична кількість годин роботи обладнання, годин.

K_{Π} — коефіцієнт використання потужності, $K_{\Pi} = 0,9$.

$$B_e = 0,9 \times 0,2 \times 8 \times 30 \times 10,42 = 450,144 \text{ (грн.)}$$

Визначаємо інші витрати та загальновиробничі 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» розраховуються як 76 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників:

$$I_B = (Z_0 + Z_p) \times \frac{H_{IB}}{100\%}, \quad (5.7)$$

де H_{IB} — норма нарахування за статтею «Інші витрати».

$$I_B = 79090,91 \times 100\% \div 100\% = 79090,91 \text{ (грн.)}$$

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» розраховуються як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників:

$$H_{\text{нзв}} = (З_о + З_р) \times \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.8)$$

де $H_{\text{нзв}}$ — норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати».

$$H_{\text{нзв}} = 79090,91 * 130 \% / 100 \% = 102818 \text{ (грн.)}$$

Розраховуємо витрати на проведення науково-дослідної роботи як суму всіх попередніх статей витрат:

$$\begin{aligned} B_{\text{заг}} &= 79090,91 + 11072,73 + 19836,00 + 7551,14 + 8800 + 450,14 + 79090,91 + \\ &+ 102818 = 308710,01 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Розраховуємо загальні витрати на науково-дослідну (науково-технічну) роботу та оформлення її результатів. Загальні витрати на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховуються ЗВ, визначається за формулою:

$$ЗВ = \frac{B_{\text{заг}}}{\eta} \text{ (грн)}, \quad (5.9)$$

де η — коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи.

Так, якщо науково-технічна розробка знаходиться на стадії: науково-дослідних робіт, то $\eta=0,1$;

- технічного проектування, то $\eta=0,2$;
- розробки конструкторської документації, то $\eta=0,3$;
- розробки технологій, то $\eta=0,4$;
- розробки дослідного зразка, то $\eta=0,5$;
- розробки промислового зразка, то $\eta=0,7$;

— впровадження, то $\eta=0,9$.

Оберемо $\eta = 0,5$, так як розробка, на даний момент, знаходиться на стадії дослідного зразка:

$$ЗВ = 308710,01 / 0,5 = 617420 \text{ грн.}$$

5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки за її можливої комерціалізації потенційним інвестором

В ринкових умовах узагальнюючим позитивним результатом, що його може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження результатів тієї чи іншої науково-технічної розробки, є збільшення у потенційного інвестора величини чистого прибутку. Саме зростання чистого прибутку забезпечить потенційному інвестору надходження додаткових коштів, дозволить покращити фінансові результати його діяльності, підвищить конкурентоспроможність та може позитивно вплинути на ухвалення рішення щодо комерціалізації цієї розробки.

Для того, щоб розрахувати можливе зростання чистого прибутку у потенційного інвестора від можливого впровадження науково-технічної розробки необхідно:

- вказати, з якого часу можуть бути впроваджені результати науково-технічної розробки;
- зазначити, протягом скількох років після впровадження цієї науково-технічної розробки очікуються основні позитивні результати для потенційного інвестора (наприклад, протягом 3-х років після її впровадження);
- кількісно оцінити величину існуючого та майбутнього попиту на цю або аналогічні чи подібні науково-технічні розробки та назвати основних суб'єктів (зацікавлених осіб) цього попиту;
- визначити ціну реалізації на ринку науково-технічних розробок з аналогічними чи подібними функціями.

При розрахунку економічної ефективності потрібно обов'язково враховувати зміну вартості грошей у часі, оскільки від вкладення інвестицій до отримання

прибутку минає чимало часу. При оцінюванні ефективності інноваційних проектів передбачається розрахунок таких важливих показників:

- абсолютного економічного ефекту (чистого дисконтованого доходу);
- внутрішньої економічної дохідності (внутрішньої норми дохідності);
- терміну окупності (дисконтованого терміну окупності).

Оглядаючи курси науково-технічного розвитку, можна розрахувати економічну ефективність науково-технічного розвитку, яку потім можна поєднати з інтересом потенційного інвестора до конкретної ситуації. Покращення або вдосконалення апаратного продукту, призначеного для загального споживання. У цьому випадку майбутній грошовий ефект базуватиметься на наступній інформації:

$$\Delta\Pi_i = (\pm\Delta\Pi_0 \times N \times \Pi_0 \times \Delta N)_i \times \lambda \times p \times \left(1 - \frac{\vartheta}{100}\right), \quad (5.10)$$

де $\pm\Delta\Pi_0$ — зміна вартості програмного продукту (зростання чи зниження) від впровадження результатів науково-технічної розробки в аналізовані періоди часу;

N — кількість споживачів які використовували аналогічний продукт у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки;

Π_0 — основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки, $\Pi_0 = \Pi_6 \pm \Delta\Pi_0$;

Π_6 — вартість програмного продукту у році до впровадження результатів розробки;

ΔN — збільшення кількості споживачів продукту, в аналізовані періоди часу, від покращення його певних характеристик;

λ — коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. Ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

p — коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту;

ϑ — ставка податку на прибуток, у 2023 році $\vartheta = 18\%$.

Припустимо, що при прогнозованій ціні 3500 грн. за одиницю виробу, термін збільшення прибутку складе 3 роки. Після завершення розробки і її вдосконалення, можна буде підняти її ціну на 300 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року – на 5000 шт.,

протягом другого року – на 3000 шт., протягом третього року на 2000 шт. До моменту впровадження результатів наукової розробки реалізації продукту не було:

$$\Delta\Pi_1 = (0 * 300 + (3500 + 300) * 5000) * 0,8333 * 0,28 * (1 - 0,18) = 3348333,199 \text{ грн}$$

$$\Delta\Pi_2 = (0 * 500 + (3500 + 300) * (5000 + 3000)) * 0,8333 * 0,28 * (1 - 0,18) = 5816533,101 \text{ грн.}$$

$$\Delta\Pi_3 = (0 * 500 + (3500 + 300) * (5000 + 3000 + 2000)) * 0,8333 * 0,28 * (1 - 0,18) = 7270666,376 \text{ грн.}$$

Отже, комерційний ефект від реалізації результатів розробки за три роки складе 16435532,68 грн.

Розраховуємо приведену вартість збільшення всіх чистих прибутків ПП, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки:

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (5.11)$$

де $\Delta\Pi_i$ — збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої науково-дослідної (науково-технічної) роботи, грн.;

T — період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої науково-дослідної (науково-технічної) роботи, роки;

τ — ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні, $\tau = 0,05 \dots 0,15$;

t — період часу (в роках).

Збільшення прибутку ми отримаємо починаючи з першого року:

$$\begin{aligned}
 \text{ПП} &= ((3348333,199 \div (1 + 0,1)^1) + ((5816533,101 \div (1 + 0,1)^2) \\
 &\quad + (7270666,376 \div (1 + 0,1)^3)) \\
 &= 3043939,27 + 4807052,149 + 5462559,261 \\
 &= 13313550,68 \text{ грн.}
 \end{aligned}$$

Далі розраховують величину початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки. Для цього можна використати формулу:

$$PV = k_{\text{інв}} \times ЗВ, \quad (5.12)$$

де $k_{\text{інв}}$ — коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, це можуть бути витрати на підготовку приміщень, розробку технологій, навчання персоналу, маркетингові заходи тощо. Зазвичай $k_{\text{інв}} =$ від 2 до 5, але може бути і більшим; $ЗВ$ — загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, грн.

$$PV = 2 * 617420 = 1234840,03 \text{ грн.}$$

Тоді абсолютний економічний ефект $E_{\text{абс}}$ або чистий приведений дохід (NPV , Net Present Value) для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме:

$$\begin{aligned}
 E_{\text{абс}} &= \text{ПП} - PV, \\
 E_{\text{абс}} &= 13313550,68 - 1234840,03 = 12078710,65 \text{ грн.}
 \end{aligned} \quad (5.13)$$

Оскільки $E_{\text{абс}} > 0$, то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів даної науково-дослідної (науково-технічної) роботи може бути доцільним.

Для остаточного прийняття рішення з цього питання необхідно розрахувати внутрішню економічну дохідність або показник внутрішньої норми дохідності

(IRR, Internal Rate of Return) вкладених інвестицій та порівняти її з так званою бар'єрною ставкою дисконтування, яка визначає ту мінімальну внутрішню економічну дохідність, нижче якої інвестиції в будь-яку науковотехнічну розробку вкладати буде економічно недоцільно.

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій E_B . Для цього використаємо формулу:

$$E_B = \sqrt[T_{\text{ж}}]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (5.14)$$

де $T_{\text{ж}}$ — життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = \sqrt[3]{(1 + 12078710,65 \div 1234840,03) - 1} = 1,209$$

Визначимо мінімальну ставку дисконтування, яка у загальному вигляді визначається за формулою:

$$\tau = d + f, \quad (5.15)$$

де d — середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = (0,09 \dots 0,14)$;

f — показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина f = (від 0,05 до 0,5).

Так як $E_B > \tau_{\text{min}}$, то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій за формулою:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_B}, \quad (5.16)$$

$$T_{\text{ок}} = 1 \div 1,209 = 0,83 \text{ р.}$$

Оскільки $T_{ок} < 3$ -х років, а саме термін окупності рівний 0,83 роки, то фінансування даної наукової розробки є доцільним.

Висновки до розділу: економічна частина даної роботи містить розрахунок витрат на розробку нового програмного продукту, сума яких складає 617420 гривень. Було спрогнозовано орієнтовану величину витрат по кожній з статей витрат. Також розраховано чистий прибуток, який може отримати виробник від реалізації нового технічного рішення, розраховано період окупності витрат для інвестора та економічний ефект при використанні даної розробки. В результаті аналізу розрахунків можна зробити висновок, що розроблений програмний продукт за ціною дешевший за аналог і є висококонкурентоспроможним. Період окупності складе близько 0,83 роки.

ВИСНОВКИ

У ході виконання роботи було здійснено аналіз теоретичних основ аналого-цифрового перетворення низькочастотних сигналів, охоплюючи такі важливі аспекти, як принципи дискретизації та квантування, що є основою для ефективної обробки сигналів у цифрових системах. Зокрема, було досліджено ключові фактори, які визначають якість перетворення, такі як вибір частоти дискретизації та розрядності квантування, що безпосередньо впливають на точність та ефективність цифрової обробки аналогових сигналів.

Також виконано огляд основних архітектур аналого-цифрових перетворювачів, що дозволило виявити їхні сильні та слабкі сторони. Включення в дослідження як однобітових, так і багатобітових АЦП дало змогу зрозуміти, як різні архітектури можуть бути оптимізовані для досягнення кращих результатів у певних умовах роботи, таких як вимоги до швидкості або точності.

Спроектовано аналого-цифровий перетворювач з підвищеною точністю та швидкодією. Було розглянуто різні підходи до покращення цих характеристик, включаючи вдосконалення алгоритмів дискретизації та оптимізацію електричних схем. Це дозволило створити рішення, яке відповідає високим вимогам сучасних вимірювальних і обчислювальних систем.

Розглянуто методи калібрування як статичних, так і динамічних вимірювальних каналів, що сприяло покращенню точності та швидкості вимірювань. Було приділено увагу налаштуванню та коригуванню параметрів АЦП для мінімізації похибок, викликаних неточностями в роботі системи.

Розроблено програмне забезпечення для обміну даними та керування сигналами. Це програмне забезпечення дозволяє здійснювати ефективну взаємодію між аналого-цифровими перетворювачами і іншими компонентами системи, забезпечуючи надійний обмін інформацією та контроль за процесами перетворення сигналів.

Отже, всі завдання магістерської кваліфікаційної роботи виконано і мету роботи, яка полягає в збільшенні точності багатоканальної системи аналого-цифрового збору та перетворення низькочастотних сигналів, досягнуто.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Бондар, В.; Крупельницький, Л.. Мікроконтролерна реалізація самокаліброваної багатоканальної АЦ-системи введення й обробки аналогових сигналів. НТКП ВНТУ. Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії, Ukraine, mar. 2023. [Електронний ресурс] – Режим доступу URL:.
2. Walt Kester Data Conversion Handbook. – Newnes, 2004. – 953p.
3. Principles of Data Conversion System Design / Behzad Razavi, December 1994. - Wiley-IEEE Press. - 272 p.- ISBN: 978-0-780-31093-3.
4. Brubaker I., Boyacigiller Z., Bradshaw P. 14-bit DAC mates with mPS, settles in less than 1 μ s / Electronic Design. – April 16, 1981. – P. 147-151.
5. Watson D. 16-bit monolithic DAC attains modular performance / Electronic Design. – November 11, 1982. – P. 121-130.
6. Boyacigiller Z., Sockolov S. Increase analog system accuracy with a 14-bit monolithic ADC // EDN. – 1992. – August. – N18. – P. 137-144.
7. Alexey D. Azarov , Vladimir A. Harnaha Multichannel Analog-to-Digital System for Registration of Pulse Low Frequency Signals Based on Redundant Digital-to-Analog Converter // Journal of Automation and Information Sciences / Volume 49, 2017 Issue 12, pages 35-44 / DOI: 10.1615/JAutomatInfScien.v49.i12.40.
8. Analog Devices AD7768. [Електронний ресурс] – Режим доступу URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad7768-7768-4.pdf>.
9. Microchip MCP3424. [Електронний ресурс] – Режим доступу URL: <https://www.microchip.com/en-us/product/MCP3424>.
10. Cirrus Logic CS5368. [Електронний ресурс] – Режим доступу URL: https://octopart.com/cs5368-cqz-cirrus+logic-401475?gclid=CjwKCAjw1YCKBhAOEiwA5aN4AQRSnCsHkwQnBhyyp0TgjVZ2UNJc3JOgaw3ViFkhs5SjNjGKzCfMbhoCSzMQAvD_BwE.

11. [Baoqing Deng](#), [Zhang Bo](#), [Yuchuan Jia](#), [Zengfa Gao](#) Research on STM32 Development Board Based on ARM Cortex-M3 // [IEEE 2nd International Conference on Civil Aviation Safety and Information Technology](#).- Oct. 2020.- P. 14-16.- doi: [10.1109/ICCASIT50869.2020](#).
12. STM32F405xx STM32F407xx [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00037051.pdf>.
13. О. Азаров, О. Черняк і О. Стахов АЦП порозрядно-слідкувального врівноваження з ваговою надлишковістю // ІТКІ.- Груд. 2020.- Vol. 49.- № 3.- С. 37-44.
14. [Azarov, O., Heneralnytskyi, Y., & Rybko, N. \(2020\). Multi-channel digital-analog system based on current-current converters //Informatyka, Automatyka, Pomiar](#)
[W Gospodarce I Ochronie Środowiska.- 2020.-№ 10\(4\).- P. 43-46.-](#)
<https://doi.org/10.35784/iapgos.2082>.
15. О. Д. Азаров, С. В. Богомолов, О. Я. Стахов Багатоканальна швидкодіюча система АЦП-ЦАП на базі високолінійних перетворювачів струм-струм // ІТКІ.- Квіт. 2021.- № 1.- С. 69–79.
16. Quad, 12-/14-/16-Bit nanoDACs with 5 ppm/ C On-Chip Reference, I2 C Interface AD5665 Data Sheet / Analog Devices [Електронний ресурс]. – URL: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5625R_5645R_5665R_5625_5665.pdf.
17. Grondin F. Lightweight and optimized sound source localization and tracking methods for open and closed microphone array configurations / Grondin F., Michaud F. // Robotics and Autonomous Systems. – 2019. – Vol. 113. – P. 63–80.

ДОДАТОК А

Технічне завдання

Міністерство освіти і науки України

Вінницький національний технічний університет

Факультет інформаційних технологій та комп'ютерної інженерії

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ОТ

д.т.н., проф. О.Д. Азаров“18” вересня 2024 р.**ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ**

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

«Багатоканальна високоточна аналого-цифрова система збору й перетворення

низькочастотних сигналів»

08-54.МКР.026.00.000 ТЗ

Науковий керівник к.т.н., доц., каф. ОТ

_____ Крупельницький Л.В.

Студент групи 2КІ-23м

_____ Бондар В.А.

Вінниця 2024

1 Підстава для виконання магістерської кваліфікаційної роботи (МКР)
Підставою для розробки даної магістерської кваліфікаційної роботи є наказ ВНТУ № 310 від «17» 09 2024 року та рішення засідання кафедри обчислювальної техніки (протокол №__ від «____»__ 2024 року).

2 Мета і призначення МКР

2.1 Мета полягає у збільшенні точності багатоканальної системи аналого-цифрового збору та перетворення низькочастотних сигналів. Дослідження охоплює основні принципи та алгоритми перетворення, а також створення ефективних аналого-цифрових перетворювачів для досягнення максимальної точності та швидкості роботи.

2.2 Призначення роботи полягає у оптимізації багатоканальної аналого-цифрової системи з метою покращення швидкодії та точності даних, що обробляються.

3 Вихідні дані для виконання МКР

3.1 Число каналів — від 4 до 16, діапазони входних напруг — від 10 мВ до 1 В, смуга робочих частот — від 1 до 1000 Гц, міжканальна неідентичність коефіцієнтів передавання — не більше 0.3 дБ, коефіцієнт нелінійних спотворень — не більше 0.003%, відношення сигнал/шум — не менше 94 дБ, інтерфейс зв'язку з комп'ютером — USB та Bluetooth.

4 Вимоги до виконання МКР

4.1 Провести аналіз напрямків досліджень та основних технічних рішень.

4.2 Провести аналіз принципів роботи аналого-цифрових систем.

4.3 Розробити алгоритми статичних та динамічних вимірювальних каналів.

4.4 Розробити програмне забезпечення для обміну даними.

5. Етапи МКР та очікувані результати

Етапи роботи та очікувані результати приведено в таблиці А.1.

Таблиця А.1 — Етапи МКР

№ етапу	Назва етапу	Термін виконання		Очікувані результати
		початок	кінець	
1	2	3	4	5
1	Аналіз напрямків досліджень та основних технічних рішень	20.09.2024	04.10.2024	Розділ 1
2	Аналіз принципів роботи аналого-цифрових систем	05.10.2024	18.10.2024	Розділ 2
3	Розробка алгоритмів статичних та динамічних вимірювальних каналів	19.10.2024	01.11.2024	Розділ 3
4	Розробка програмного забезпечення для обміну даними	02.11.2024	15.11.2024	Розділ 4
5	Економічна частина	17.11.2024	25.11.2024	Розділ 5

6 Матеріали, що подаються до захисту МКР

До захисту подаються: пояснювальна записка МКР, графічні і ілюстративні матеріали, протокол попереднього захисту МКР на кафедрі, відгук наукового керівника, відгук опонента, протоколи складання державних екзаменів, анотації до МКР українською та іноземною мовами, нормоконтроль про відповідність оформлення МКР діючим вимогам.

7 Порядок контролю виконання та захисту МКР

Виконання етапів графічної та розрахункової документації МКР контролюється науковим керівником згідно зі встановленими термінами. Захист МКР відбувається на засіданні Державної екзаменаційної комісії, затвердженою наказом ректора 8. Вимоги до оформлювання та порядок виконання БДП

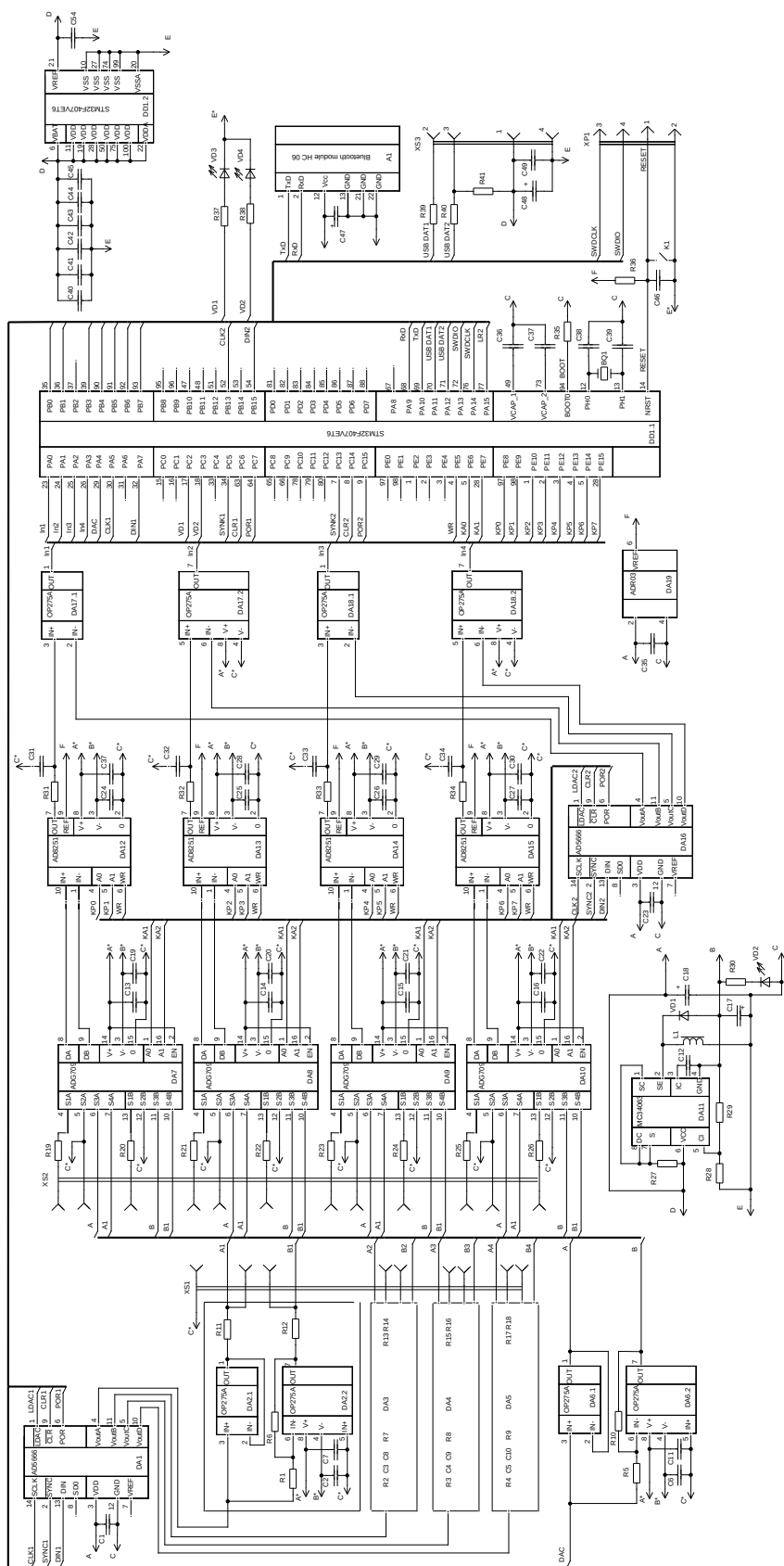
8.1 При оформлювання МКР використовуються:

- ДСТУ 3008: 2015 «Звіти в сфері науки і техніки. Структура та правила оформлювання»;
- ДСТУ 8302: 2015 «Бібліографічні посилання. Загальні положення та правила складання»;
- міждержавний ГОСТ 2.104-2006 «Єдина система конструкторської документації. Основні написи»;
- Методичні вказівки до виконання бакалаврських кваліфікаційних робіт зі спеціальності 123 «Комп'ютерна інженерія» (освітня програма «Комп'ютерна інженерія»). Кафедра обчислювальної техніки ВНТУ 2022;
- документами на які посилаються у вище вказаних.

8.2 Порядок виконання МКР викладено в «Положення про кваліфікаційні роботи на другому (магістерському) рівні вищої освіти СУЯ ВНТУ-03.02.02-П.001.01:21».

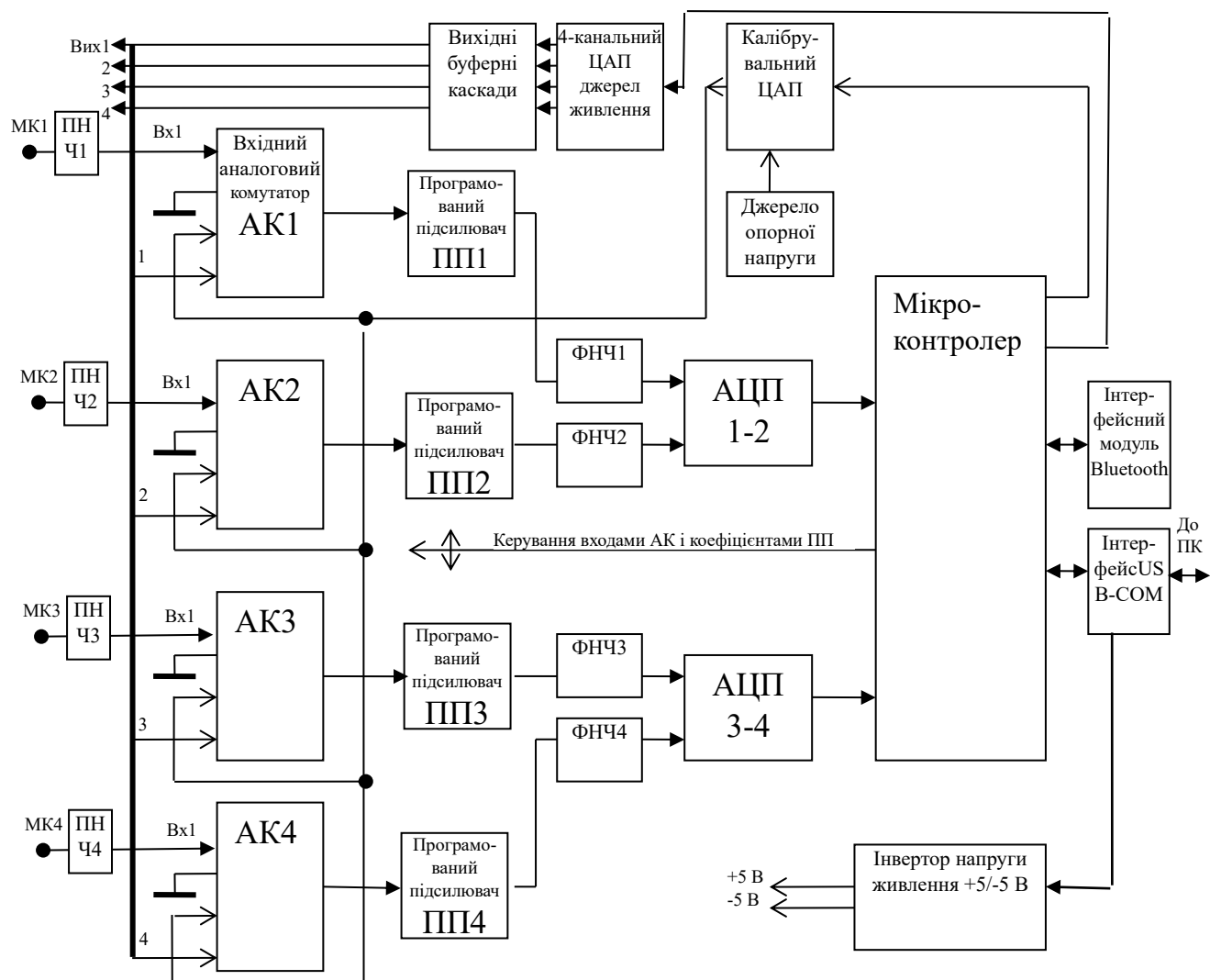
ДОДАТОК Б

Схема електрична принципова АЦС



ДОДАТОК В

Функціональна схема 4-канальної самокаліброваної АЦ-системи



ДОДАТОК Г

Перелік елементів

Поз. значення	Назва	Кіл.	Примітка
A1	Модуль HC-06	1	Wi-Fi
BQ1	Резонатор HC 49SMD 16 МГц	1	
	Конденсатори		
C1...C17	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	18	
C18	0805-HPO-15 pF $\pm$ 5% - 50B	1	
C19...C28	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	10	
C29...C32	0805-HPO-1 nF $\pm$ 5% - 50B	4	
C33,C34	ECR-16B-10 μ F	2	
C35...C38	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	4	
C39,C40	ECR-16B-10 μ F	2	
C41...C44	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	4	
C45,C46	ECR-16B-10 μ F	2	
C47	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	1	
C48	ECR-16B-100 μ F	1	
C49	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	1	
C50	ECR-16B-100 μ F	1	
C51...C54	0805-HPO-1 nF $\pm$ 5% - 50B	4	
C55	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	1	
C56,C57	ECR-16B-100 μ F	2	
C58	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	1	

Поз. значення	Назва	Кіл.	Примітка
	Конденсатори		
C59...C64	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	6	
C65	0805-HPO-1500 pF $\pm$ 5% - 50B	1	
C66,C67	0805-HPO-22 pF $\pm$ 5% - 50B	2	
C68,C69	ECR-16B-2200 μ F	2	
C70...C73	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	4	
C74	ECR-16B-2200 μ F	1	
C75, C76	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	2	
C77	ECR-16B-10 μ F	1	
C78	0805-X7R-0,1 μ F $\pm$ 5% - 50B	1	
C78	ECR-16B-10 μ F	1	
	Мікросхеми		
DA1...DA4	OP275GSZ	4	SO8
DA5...DA8	ADG409BRUZ	4	TSSOP28
DA9	AD5666ARUZ-2	1	TSSOP14
DA10	OP275GSZ	1	SO8
DA11...DA14	AD8251ARMZ	4	MSOP10
DA15	DAC8043AFSZ	1	SO8
DA16,DA17	AD1871YRSZ	2	SSOP28
DA18	ADR03ARZ	1	SO8
DA19	MC34063	1	SOIC8
DA20	LD1117T	1	SOT223
DD1	STM32F407VET6	1	100LQFP

Поз. значення	Назва	Кіл.	Примітка
K1	Кнопка ТАСТ 6x6-8.0 SMD	1	тактова
L1	Дросель CD32-330MT	1	
	Резистори		
R1...R8	RC11-0805-10 Ом $\pm$ 1%-0,125W	8	
R9...R16	RC11-0805-1 кОм $\pm$ 1%-0,125W	8	
R16...R26	RC11-0805-10 кОм $\pm$ 1%-0,125W	10	
R27...R30	RC11-0805-49,9 Ом $\pm$ 1%-0,125W	4	
R31,R32	RC11-0805-0Ом $\pm$ 1%-0,125W	2	
R33	RC11-0805-0,2 Ом $\pm$ 1%-0,125W	1	
R34	RC11-0805-3 кОм $\pm$ 1%-0,125W	1	
R35	RC11-0805-1 кОм $\pm$ 5%-0,125W	1	
R36	RC11-0805- 0 кОм $\pm$ 5%-0,125W	1	
R37	RC11-0805-10 кОм $\pm$ 5%-0,125W	1	
R38...R40	RC11-0805-1 кОм $\pm$ 5%-0,125W	3	
R41,R42	RC11-0805- 68 Ом $\pm$ 5%-0,125W	2	
R43	RC11-0805-1 кОм $\pm$ 5%-0,125W	1	
	Діоди		
VD1	SS14	1	SMA
VD2... VD4	Світлодіод SMD 0805	3	

ДОДАТОК Д

Лістинг файлу N_ADC.c

```

#define F_CPU 16000000L
#include <avr/io.h>
#include <stdbool.h>
#include "softUart.h"
#include "softUart.c"
//#include "uart.c"
#include "avr/interrupt.h"
#include <util/delay.h>
#include "soft_spi.h"
#include "ad5666.h"

uint8_t sine[] = {64 , 65 , 67 , 68 , 70 , 72 , 73 , 75,
    76 , 78 , 79 , 81 , 82 , 84 , 85 , 87,
    88 , 90 , 91 , 92 , 94 , 95 , 97 , 98,
    99 , 100 , 102 , 103 , 104 , 105 , 107 , 108,
    109 , 110 , 111 , 112 , 113 , 114 , 115 , 116,
    117 , 118 , 118 , 119 , 120 , 121 , 121 , 122,
    123 , 123 , 124 , 124 , 125 , 125 , 126 , 126,
    126 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127,
    128 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127 , 127,
    126 , 126 , 126 , 125 , 125 , 124 , 124 , 123,
    123 , 122 , 121 , 121 , 120 , 119 , 118 , 118,
    117 , 116 , 115 , 114 , 113 , 112 , 111 , 110,
    109 , 108 , 107 , 105 , 104 , 103 , 102 , 100,
    99 , 98 , 97 , 95 , 94 , 92 , 91 , 90,
    88 , 87 , 85 , 84 , 82 , 81 , 79 , 78,
    76 , 75 , 73 , 72 , 70 , 68 , 67 , 65,
    64 , 62 , 61 , 59 , 58 , 56 , 54 , 53,
    51 , 50 , 48 , 47 , 45 , 44 , 42 , 41,
    39 , 38 , 36 , 35 , 34 , 32 , 31 , 30,
    28 , 27 , 26 , 25 , 23 , 22 , 21 , 20,
    19 , 18 , 17 , 15 , 14 , 13 , 13 , 12,
    11 , 10 , 9 , 8 , 8 , 7 , 6 , 5,
    5 , 4 , 4 , 3 , 3 , 2 , 2 , 2,
    1 , 1 , 1 , 0 , 0 , 0 , 0 , 0,
    0 , 0 , 0 , 0 , 0 , 0 , 1 , 1,
    1 , 2 , 2 , 2 , 3 , 3 , 4 , 4,
    5 , 5 , 6 , 7 , 8 , 8 , 9 , 10,
    11 , 12 , 13 , 13 , 14 , 15 , 17 , 18,
    19 , 20 , 21 , 22 , 23 , 25 , 26 , 27,

```

```

    28 , 30 , 31 , 32 , 34 , 35 , 36 , 38,
    39 , 41 , 42 , 44 , 45 , 47 , 48 , 50,
    51 , 53 , 54 , 56 , 58 , 59 , 61 , 62};

void set_Koef(uint8_t p)
{
    DDRC = 0x3f;
    PORTC &= ~(0x3F);
    PORTC |= p;
    PORTB|=(1<<PINB3);
    _delay_ms(1000);
    PORTB&=~(1<<PINB3);
    _delay_ms(1000);
}
bool sinus_flag = false;
uint16_t sine_part_number =0;
uint16_t dac_value = 0;
ISR(TIMER2_COMP_vect)
{
    // DAC_Init(true,false,false);
    if(sinus_flag)
    {
        DAC_Analog_Write(ALL,sine[sine_part_number]*dac_value);
        sine_part_number+=4;
        if(sine_part_number>=256)
            sine_part_number=0;
    }
    else
    {
        DAC_Analog_Write(ALL, dac_value);
    }
    //if(flag)
    //{
    //flag = false;
    //DAC_Analog_Write(ALL, 0);
    //}
    //else
    //{
    //flag = true;
    //DAC_Analog_Write(ALL, 10000);
    //}
}

void getCommand()

```

```

{
uint8_t startByte =SUART_GetChar();
SUART_PutChar(startByte);
if(startByte == 0x55)
{
    char msg[] = {"Packet received\n"};
    SUART_PutStr(msg);
    uint8_t size = SUART_GetChar();
    SUART_PutChar(size);
    uint8_t package[20];
    for(int i =0; i<size;i++)
    {

        package[i] = SUART_GetChar();
        SUART_PutChar(package[i]);
    }
    if(package[0] == 0x12) // led
    {
        char msg[] = {"LED setup\n"};
        SUART_PutStr(msg);
        PORTB&=~(1<<PINB3);
        PORTB&=~(1<<PINB7);
        if(package[1] & 0x01)
            PORTB|=(1<<PINB3);
        if(package[1] & 0x02)
            PORTB|=(1<<PINB7);
    }
    if(package[0] == 0x10) //dac
    {
        PORTB|=(1<<PINB3);
        _delay_ms(10);
        PORTB&=~(1<<PINB3);
        if(package[1] == 0x01)
            sinus_flag = true;
        else
            sinus_flag = false;

        dac_value = package[2];
        dac_value |= package[3]<<8;
    }
    if(package[0] == 0x11) // koef
    {
        set_Koef(package[1]);
    }
}

```



```

    }
    char msg2[] = {"End packet\n"};
    SUART_PutStr(msg2);
}
else
{
    char msg[] = {"Wrong packet\n"};
    SUART_PutStr(msg);
}
}
int main(void)
{
    //init_uart();
    /* Replace with your application code */

    SUART_Init();
    OCR2 = 65;

    TCCR2 |= (1 << WGM21);
    // Set to CTC Mode

    TIMSK |= (1 << OCIE2);
    //Set interrupt on compare match

    TCCR2 |= (1 << CS22) ;
    // set prescaler to 64 and starts PWM
    char ch[] = "Start Program\n";
    SUART_PutStr(ch);
    sei();
    //TIMSK |= (1 << TOIE0);
    //sei();
    //enable interrupts
    //TCCR0 |= (1 << CS01) | (1 << CS00);
    // SUART_TurnRxOff();
    DDRC |= 0x3f;
    SPI_Init();
    _delay_ms(200);
    DAC_Init(true,false,false);
    DAC_Init(true,false,false);
    DAC_Analog_Write(ALL,200);
    //PORTC =0x03;
    // PORTC = (0x3F);
    DDRB|=(1<<PINB3) | (1<<PINB7);// set prescaler to 64 and start the timer

```

```

while (1)
{
    //_delay_ms(50);
    //PORTB|=(1<<PINB3);
    //_delay_ms(50);
    //PORTB&=~(1<<PINB3);
    //DAC_Analog_Write(ALL,i*100);
    //_delay_ms(1000);
    //DAC_Analog_Write(ALL,0x0001);
    //PORTB|=(1<<PINB3);
    //_delay_ms(1000);
    //PORTB&=~(1<<PINB3);
    //_delay_ms(1000);
    //set_Koef(SUART_GetChar());
    //_delay_ms(100);
    char inb[5];
    //SUART_PutChar(gchar);
    //for (int i=0;i<4;i++)
    //{
    //inb[i] = SUART_GetChar();
    //}
    //SUART_PutStr(inb);
    getCommand();
    //PORTB|=(1<<PINB3);
    //_delay_ms(1000);
    //PORTB&=~(1<<PINB3);
    //_delay_ms(1000);

    ///PORTE=0;
    //    SUART_TurnRxOff();

    //_delay_ms(1000);
}
return 0;
}

```

ДОДАТОК Е

Лістинг файлу HC05.c

```

#include "drivers/hc05/hc05_private.h"
tMD_HC05 sMD_HC05;
//-----
bool MD_HC05_vInit(void)
{
    bool bResult;
    uint8_t ubSendArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE] = {0};
    uint8_t ubReceiveArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE] = {0};

    MD_HC05_vUartInit(MD_HC05_UART_CUSTOM_SPEED);
    // Key pin up
    //...
    sprintf((char*)ubSendArray, "AT\r\n");
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 4, 100);
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 4, 100);
    if
    (
        ubReceiveArray[0] != 'O' ||
        ubReceiveArray[1] != 'K'
    )
    {
        MD_HC05_vUartInit(MD_HC05_UART_DEFAULT_SPEED);
        memset(ubReceiveArray, 0, 32);
        HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 4, 100);
        HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 4, 100);
        if
        (
            ubReceiveArray[0] != 'O' ||
            ubReceiveArray[1] != 'K'
        )
        {
            // Error
            bResult = false;
        }
        else
        {
            // set name
            //    memset(ubReceiveArray, 0, 32);
            //    sprintf((char*)ubSendArray, "AT+NAME=AD_SYSTEM\n\r");
            //    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 21, 100);

```

```

// HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 8, 200);
// osDelay(1);

    sprintf((char* )ubSendArray, "AT\r\n");
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 4, 100);
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 4, 100);
//
    memset(ubReceiveArray, 0, 32);
    sprintf((char* )ubSendArray, "AT+UART=460800,0,0\r\n");
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 20, 100);
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 16, 200);
    osDelay(1);
//    //
//    memset(ubReceiveArray, 0, 32);
//    sprintf((char* )ubSendArray, "AT\r\n");
// HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 4, 100);
// HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 31, 100);
//    // set name
    memset(ubReceiveArray, 0, 32);
    sprintf((char* )ubSendArray, "AT+NAME=AD_SYSTEM_V1\r\n");
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 21, 100);
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 31, 200);
    osDelay(1);
}
}
else
{
    bResult = true;
}
return bResult;
}
//-----
void MD_HC05_vUartInit(uint32_t baudrate)
{
    sMD_HC05.huart1.Instance = MD_HC05_UART_INSTANCE;
    sMD_HC05.huart1.Init.BaudRate = baudrate;
    sMD_HC05.huart1.Init.WordLength = MD_HC05_UART_WORDLENGTH;
    sMD_HC05.huart1.Init.StopBits = MD_HC05_UART_STOPBITS;
    sMD_HC05.huart1.Init.Parity = MD_HC05_UART_UART_PARITY;
    sMD_HC05.huart1.Init.Mode = MD_HC05_UART_MODE;
    sMD_HC05.huart1.Init.HwFlowCtl = MD_HC05_UART_HWCONTROL;
    sMD_HC05.huart1.Init.OverSampling = MD_HC05_UART_OVERSAMPLING;
    if (HAL_UART_Init(&sMD_HC05.huart1) != HAL_OK)
    {

```

```

    _Error_Handler(__FILE__, __LINE__);
}
}
void MD_HC05_vSendData (uint8_t* ubData, uint8_t ubSize)
{
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubData, ubSize, 100);
}

void MD_HC05_vReadData (uint8_t* ubData, uint8_t ubSize)
{
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubData, ubSize, 100);
}
bool MD_HC05_bCommandAt(void)
{
    bool bResult = false;
    uint8_t ubSendArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    uint8_t ubReceiveArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    // Key pin up
    //...
    sprintf((char* )ubSendArray, "AT\r\n");
    HAL_UART_Transmit(&sMD_HC05.huart1, ubSendArray, 4, 100);
    HAL_UART_Receive(&sMD_HC05.huart1, ubReceiveArray, 4, 100);
    if
    (
        ubReceiveArray[0] == 'O' &&
        ubReceiveArray[1] == 'K'
    )
    {
        bResult = true;
    }
    // Key pin down
    // ...
    return bResult;
}
bool MD_HC05_bCommandSetName(uint8_t* pubNameBuffer, uint8_t ubNameSize)
{
    bool bResult = false;
    uint8_t ubSendArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    uint8_t ubReceiveArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    uint8_t ubRawCommandSize = 8;

    sprintf((char* )ubSendArray, "AT+NAME=");
    memcpy(&ubSendArray[ubRawCommandSize], pubNameBuffer, ubNameSize);
    sprintf((char*)&ubSendArray[ubNameSize+ubRawCommandSize], "\r\n");

```

```

ubNameSize += 2;

MD_HC05_vSendData(ubSendArray, ubNameSize+ubRawCommandSize);
MD_HC05_vReadData(ubReceiveArray, 4);
if
(
    ubReceiveArray[0] == 'O' &&
    ubReceiveArray[1] == 'K'
)
{
    bResult = true;
}

return bResult;
}
bool MD_HC05_bSetNewBaudrate(uint16_t uwBaudrate)
{
    bool bResult = false;
    uint8_t ubSendArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    uint8_t ubReceiveArray[MD_HC05_SEND_RECEIVE_ARRAY_SIZE];
    uint8_t ubRawCommandSize = 8;
    uint8_t ubIndex = 0;
    sprintf((char* )ubSendArray, "AT+BAUD=%d\r\n", uwBaudrate);
    //sprintf((char* )&ubSendArray[ubRawCommandSize], "%d\r\n", uwBaudrate);
    while(ubSendArray[ubIndex] != '\n')
    {
        ubIndex++;
    }
    MD_HC05_vSendData(ubSendArray, ubIndex);
    MD_HC05_vReadData(ubReceiveArray, 4);
    if
    (
        ubReceiveArray[0] == 'O' &&
        ubReceiveArray[1] == 'K'
    )
    {
        bResult = true;
        MD_HC05_vUartInit((uint32_t)uwBaudrate);
    }
    return bResult;
}
void HAL_UART_RxCpltCallback(UART_HandleTypeDef *huart)
{
}

```

Керівник роботи _____ Крупельницький Л.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)