

Вінницький національний технічний університет

(повне найменування вищого навчального закладу)

Факультет інформаційних електронних систем

(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем

(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням
сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача»

Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації
та радіотехніка

(цифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Тесля Р. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник: д.т.н., професор каф. ІРТС

Осадчук В. С.

(прізвище та ініціали)

«19» 12 2022 р.

Опонент: к.т.н., доц., доц. каф. ІКСТ

Семенова О.О.

(прізвище та ініціали)

«20» 12 2022 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

(прізвище та ініціали)

«21» 12 2022 р.

Вінниця ВНТУ - 2022 рік

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інформаційних радіоелектронних технологій і систем
 Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
 Галузь знань – 17 Електроніка та телекомунікації
 Спеціальність – 172 Телекомунікації та радіотехніка
 Освітньо-професійна програма – Радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІРТС

д.т.н., проф. Осадчук О.В.

«16» вересня 2022 року

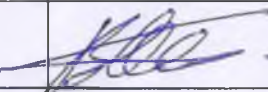
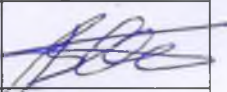

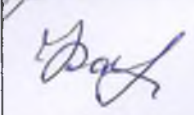
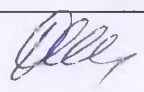

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Теслі Роману Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача
керівник роботи д.т.н., проф., професор кафедри ІРТС Осадчук В.С.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від «14» 09.2022 р. №203.
2. Строк подання студентом роботи 19.12.2022р.
3. Вихідні дані до роботи: 1. Пристрій повинен виконувати зняття, обробку і пересилання даних з сенсору вологості. 2. Діапазон виміру вологості 20% - 80%. 3. Діапазон виміру ємності: 300 – 370 пФ.
4. Зміст текстової частини: Літературний огляд АЦП. Аналізатор ємності на основі сигма-дельта АЦП. Розробка аналізатора вологості на основі сигма-дельта АЦП та моделювання його блоку. Економічна частина. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях. Висновки. Список використаних джерел. Додатки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Класифікація за методами перетворення АЦП. Принципи роботи АЦП різних типів. Принцип роботи сігма-дельта АЦП. Сігма-дельта перетворювач ємності в цифровий код. Цифро-аналогова гібридна система на кристалі для вимірювання та керування ємнісним датчиком. Опис конструкції С/V перетворювача та АЦП. Результати моделювання аналогової системи зчитування. Блок-схема методу демодуляції. Результати моделювання для цифрової демодуляції. Результати модельних досліджень. Розробка структурної схеми пристрою. Моделювання роботи блоку пристрою. Результати моделювання роботи блоку пристрою.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	виконання прийняв
Основна частина	д.т.н., професор Осадчук В. С.		
Економічна частина	доцент каф. ЕПВМ к.е.н., Кавецький В.В.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	професор кафедри БЖДПБ, доцент, д.п.н., Дембіцька С.В.		

7. Дата видачі завдання 17.09.2022 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

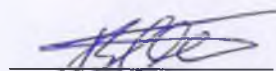
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Вибір, узгодження та затвердження тем МКР на випусковій кафедрі.	02.09.2022-07.09.2022	
2.	Огляд та аналіз літературних джерел.	08.09.2022-13.09.2022	
3.	Затвердження тем по ВНТУ. Розробка завдання на МКР.	14.09.2022-27.09.2022	
4.	Попередня розробка основних розділів. Аналіз вирішення поставленої задачі. Розробка структурної схеми та технічних рішень.	28.09.2022-10.10.2022	
5.	Математичне моделювання та електричні розрахунки. Експериментальне дослідження.	11.10.2022-04.11.2022	
6.	Розробка графічної частини МКР.	05.11.2022-13.11.2022	
7.	Економічна частина.	14.11.2022-20.11.2022	
8.	Охорона праці (ОП).	21.11.2022-25.11.2022	
9.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини.	26.11.2022-01.12.2022	
10	Нормоконтроль.	02.12.2022-09.12.2022	
11.	Попередній захист МКР, доопрацювання, рецензування МКР.	10.12.2022-20.12.2022	
12.	Захист МКР ЕК.	21.12.2022-23.12.2022	

Студент


 (підпис)

Тесля Р. В.

Керівник роботи


 (підпис)

Осадчук В. С.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.372.12

Тесля Р.В. Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма - радіотехніка. Вінниця: ВНТУ, 2022. 155 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 68 назв; рис.: 37; табл. 19.

Датчики, засновані на виявленні ємності, поширені в галузі інерційних вимірювань і мають потенціал для мініатюризації та низького енергоспоживання. У магістерській кваліфікаційній роботі виконано аналіз та дослідження перетворювача ємності у цифровий код на основі сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача. Проведено конструкторську розробку вимірювача вологості на основі сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача. Складено прошивку для мікроконтролера; промодельовано роботу блоку пристрою.

Щоб керувати та обробляти сигнал від перетворювача ємності, розроблено та реалізовано нову цифрово-аналогову гібридну систему на кристалі. Система включає схему перетворення конденсатора в напругу і смуговий сігма-дельта модулятор (BPSDM) як аналого-цифровий перетворювач. Цифровий сигнал обробляється спеціальним схемним модулем на основі алгоритму демодуляції найменшої середньоквадратичної помилки на мікросхемі.

Також у магістерській кваліфікаційній роботі проведено розрахунки економічної частини та розділу охорони праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

Ключові слова: сенсор вологості, ємнісний датчик, радіоелектронний перетворювач, сігма-дельта аналого-цифровий перетворювач.

ABSTRACT

Teslya R.V. Radio-electronic capacitive humidity transducer using a sigma-delta analog-to-digital converter. Master's qualification work in specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - radio engineering. Vinnytsia: VNTU, 2022. 155 p.

In Ukrainian language. Refs.: 68 titles; Figs.: 37; Tables: 19.

Sensors based on capacitive sensing are common in the field of inertial measurement and have the potential for miniaturization and low power consumption. In the master's qualification work, the analysis and research of the capacitance-to-digital code converter based on the sigma-delta analog-to-digital converter was performed. The design development of a moisture meter based on a sigma-delta analog-digital converter was carried out. Compiled firmware for the microcontroller; the operation of the device block is modeled.

To control and process the signal from the capacitance converter, a new digital-analog hybrid system on a crystal has been developed and implemented. The system includes a capacitor-to-voltage converter circuit and a bandpass sigma-delta modulator (BPSDM) as an analog-to-digital converter. The digital signal is processed by a special circuit module based on the least mean square error demodulation algorithm on the chip.

Also in the master's qualification work, calculations were made of the economic part and the section of labor protection and safety in emergency situations.

Keywords: humidity sensor, capacitive sensor, radio electronic converter, sigma-delta analog-to-digital converter.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД АЦП	10
1.1 Параметри АЦП.....	10
1.2 Способи побудови АЦП	17
1.3 Класифікація АЦП за швидкодією	21
1.4 Принципи роботи АЦП різних типів	28
1.5 Інтерфейси АЦП.....	35
1.6 Принцип роботи сігма-дельта АЦП	39
1.7 Послідовний інтерфейс Σ - Δ АЦП.....	47
1.8 Порівняння деяких сучасних Σ - Δ АЦП	49
2 АНАЛІЗАТОР ЄМНОСТІ НА ОСНОВІ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП	56
2.1 Підключення ємнісних датчиків.....	57
2.2 Сігма-дельта перетворювач ємності в цифровий код (CDC)	58
2.3 Ємнісний датчик довжини/переміщення	61
2.4 Застосування датчика довжини/переміщення.....	62
2.5 Цифро-аналогова гібридна система на кристалі для вимірювання та керування ємнісним датчиком	64
2.6 Загальний опис архітектури та функцій розробленого SoC	67
2.7 Опис конструкції C/V перетворювача та АЦП	70
2.8 Тестування продуктивності та функціональності мікросхеми	79
2.9 Висновки до розділу	83
3 РОЗРОБКА АНАЛІЗАТОРА ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ СИГМА- ДЕЛЬТА АЦП ТА МОДЕЛЮВАННЯ ЙОГО БЛОКУ	85
3.1 Розробка структурної схеми пристрою та її обґрунтування.....	85
3.2 Розробка прошивки пристрою.....	87
3.3 Моделювання роботи блоку пристрою.....	86
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	91

4.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки	91
4.2 Визначення рівня конкурентоспроможності розробки	95
4.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи.....	98
4.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій комерціалізації потенційним інвестором	111
4.5 Висновки до розділу	115
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	116
5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт	116
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	121
5.3 Промислові аварії, катастрофи та їх наслідки.....	127
ВИСНОВКИ	130
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	132
Додаток А (обов'язковий). Ілюстративна частина	139
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки навчальної (магістерської) кваліфікаційної роботи	153
Додаток В (довідниковий) Лістинг програми	155

ВСТУП

Актуальність теми.

У більшості сучасних автоматизованих систем використовуються цифрові обчислювальні машини, у яких вхідні, проміжні й вихідні величини представлені в цифровій дискретній формі, реалізованої у вигляді коду [1].

У зв'язку з необхідністю створення пристроїв, що зв'язують цифрові обчислювальні машини з об'єктами, що використовують інформацію в безперервній (аналогової) формі, треба було перетворення інформації з аналогової форми в цифрову й із цифрової в аналогову.

Першу групу пристроїв називають аналого-цифровими перетворювачами (АЦП). Другу – цифро-аналоговими перетворювачами (ЦАП).

Аналого-цифрові перетворювачі застосовуються у вимірювальних системах і вимірювально-обчислювальних комплексах для узгодження аналогових джерел вимірювальних сигналів із цифровими пристроями обробки й вистави результатів виміру [2].

Різним методам побудови АЦП відповідають пристрої, що різняться по точності, швидкодії, заводо захищеності, складності реалізації.

Аналіз останніх досліджень.

Ще одним важливим елементом в сучасній науці та техніці являється датчик, або сенсор. Датчик, сенсор це первинний вимірювальний перетворювач величини, що вимірюється і контролюється, у вихідний сигнал для дистанційної передачі та використання в системах керування. Наприклад, в гірничій справі широко застосовуються датчики зольності, вологості, сірчистості, рівня матеріалу (напр., у бункерах), кінцеві датчики (напр., на конвеєрах) тощо [3]. Датчики є елементом технічних систем, призначених для вимірювання, сигналізації, регулювання, управління приладами і процесами. Датчики перетворюють величину, яка контролюється (тиск, температура, витрати, концентрація, частота, швидкість, переміщення, напруга, електричний струм і т.д.) в сигнал (електричний, оптичний, пневматичний), зручний для вимірювання, передачі, перетворення, зберігання і реєстрації інформації про стан

об'єкта вимірювання. Історично і логічно датчики пов'язані з технікою вимірювання та вимірювальними приладами, наприклад, термометри, витратометри, барометри, прибор «авіагоризонт» і т.д. узагальнюючий термін датчик закріпився в зв'язку з розвитком автоматичних систем управління, як елемент узагальненої логічної концепції датчик – прилад управління – виконавчий прилад – об'єкт управління. Спеціальний випадок представляє використання датчиків в автоматичних системах реєстрації параметрів, наприклад, в системах наукових досліджень. Датчики поділяються на два типи: електронні та механічні. Електронні, зокрема ємнісні датчики, більш надійні, ніж механічні, в силу ряду причин. Тут відсутні рухливі частини, а датчик захищений покриттям, наприклад, пластиковою кришкою. Властиво до датчика користувач не доторкається, так що пристрій можна зробити герметичним. Ця властивість робить ємнісні датчики особливо зручними там, де потрібна регулярне очищення й датчики не повинні бути ушкоджені миючим розчином. Для портативних пристроїв, які часто зазнають випадковому забрудненню, це також важливо.

Поєднання цих двох елементів реалізовано у сьогоденних перетворювачах ємності у цифровий код на основі сігма-дельта АЦП, відкриває широкі можливості для інженерів різних напрямків проектування. Стає можливим вирішення проблем, про які раніше навіть не задумувались, як про здійснені.

Отже, питання якого ми торкаємося, є дуже актуальним та перспективним в сучасному житті. Тому в дипломній роботі ми розглянемо принцип дії перетворювача ємності у цифровий код на основі дельта-сігма АЦП.

Метою роботи є розробка та дослідження радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача.

Задачами досліджень магістерської кваліфікаційної роботи є:

- провести аналіз сучасного стану перетворювачів вологості;
- провести літературний огляд сігма-дельта аналого-цифрового перетворювачів;

- розробити радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача;
- здійснити дослідження радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача;
- дослідити метрологічні характеристики радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення відносної вологості в інформаційний цифровий сигнал у радіоелектронному ємнісному перетворювачі вологості з використанням сігма-дельта АЦП.

Предметом дослідження є параметри та характеристики радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта АЦП.

Наукова новизна одержаних результатів – отримав подальший розвиток метод побудови радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта АЦП.

Практична новизна одержаних результатів – полягає в отриманих нових результатах експериментальних і модельних досліджень радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта АЦП.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідалися та обговорювалися на XI міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 12-14 грудня 2022 року, м. Запоріжжя, Національний Університет «Запорізька Політехніка» [7].

Публікації результатів наукових досліджень. За темою досліджень автором опубліковано 1 статтю у збірнику тез доповідей XI міжнародній науково-практичній конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», 12-14 грудня 2022 року, м. Запоріжжя, Національний Університет «Запорізька Політехніка» [7].

1 ЛІТЕРАТУРНИЙ ОГЛЯД АЦП

1.1 Параметри АЦП

АЦП, Аналого-цифровий перетворювач - пристрій, що перетворює вхідний аналоговий сигнал в дискретний код (цифровий сигнал) [1]. Зворотне перетворення здійснюється за допомогою ЦАП (цифро-аналогового перетворювача). Як правило, АЦП - електронний пристрій, що перетворює напругу в двійковий цифровий код. Однак деякі неелектронні пристрої, такі як перетворювачі кута в код, також слід класифікувати як АЦП. Аналого-цифровий перетворювач (АЦП) - це пристрій, який приймає вхідний аналоговий сигнал і генерує відповідний цифровий сигнал, придатний для обробки мікропроцесорами та іншими цифровими пристроями. В принципі, не виключається можливість перетворення різних фізичних величин безпосередньо в цифрову форму, однак через складність таких перетворювачів це завдання вирішується рідко. Тому найбільш розумним в даний час вважається метод спочатку перетворення значень різних фізичних властивостей в функціонально релевантні електричні величини, а потім їх перетворення в цифрові величини за допомогою кодових перетворювачів напруги. Коли вони говорять про АЦП, вони мають на увазі ці перетворювачі. Процес аналого-цифрового перетворення безперервного сигналу за допомогою АЦП полягає в перетворенні неперервної в часі функції $U(t)$, що описує вхідний сигнал, у цифрову послідовність $\{U'(t_j)\}$, $j=0,1,2$, що віднесені до певних фіксованих моментів часу. Таку процедуру можна поділити на дві окремі операції. Перша з них має назву дискретизація і полягає в перетворенні неперервної функції часу $U(t)$ в неперервну послідовність $\{U(t_j)\}$. Друга процедура має назву квантування і полягає в перетворенні неперервної послідовності в дискретну $\{U'(t_j)\}$.

1.1.1 Розрядність

Розрядність АЦП характеризує кількість дискретних значень, що перетворювач може видати на його виході. Вимірюється в бітах. Наприклад,

АЦП, що здатний видати 256 дискретних значень (0..255), має розрядність 8 бітів, тому що

$$2^8 = 256.$$

Розрядність АЦП може бути також визначена в величинах вхідного сигналу і виражена, наприклад, в вольтях. Розрядність за напругою дорівнює напрузі, що відповідає максимальному вихідному коду, що ділиться на кількість вихідних дискретних значень.

Приклад 1

Діапазон вхідних значень напруги = від 0 до 10 вольт

Розрядність АЦП становить 12 бітів: $2^{12} = 4096$ рівнів квантування

Тоді розрядність по напрузі: $(10-0)/4096 = 0.00244$ вольт = 2.44 мВ.

Приклад 2

Діапазон вхідних значень напруги = від -10 до +10 вольт

Розрядність АЦП становить 14 бітів: $2^{14} = 16384$ рівнів квантування

Тоді розрядність по напрузі:

$$(10-(-10))/16384 = 20/16384 = 0.00122 \text{ вольт} = 1.22 \text{ мВ.}$$

На практиці розрядність АЦП обмежена відношенням сигнал/шум вхідного сигналу. Через високу інтенсивність шуму на вході АЦП неможливо розрізнити сусідні рівні вхідного сигналу, тобто падає розрядність. Тим часом фактично досяжна роздільна здатність описується ефективною кількістю бітів (ENOB), яка менша за фактичну швидкість передачі даних АЦП. При перетворенні шумового сигналу молодші біти вихідного коду практично марні, оскільки вони містять шум. Щоб досягти заявленої швидкості бітів, співвідношення S/W вхідного сигналу має становити приблизно 6 дБ для кожного біта швидкості бітів.

1.1.2 Точність

Є кілька джерел помилки АЦП. Помилка квантування та (за умови, що АЦП має бути лінійним) нелінійність властиві будь-якому аналого-цифровому перетворенню. Крім того, існують так звані апертурні помилки

що є наслідком джитера (англ. jitter) тактового генератора, вони виявляються при перетворенні сигналу в цілому (а не одного відліку).

Ці похибки вимірюються в одиницях, які називаються MZR (молодша значуща цифра). У приведеному вище прикладі 8-бітового АЦП помилка в 1 МЗР складає 1/256 від повного діапазону сигналу, тобто 0.4 %.

1.1.3 Шум квантування

Похибки квантування є наслідком обмеженої розрядності АЦП. Цей недолік не може бути усунений лише при жодному типі аналого-цифрового перетворення. Абсолютне значення похибки квантування для кожного показання коливалося від нуля до половини MZR.

Як правило, вхідний сигнал має набагато більшу амплітуду, ніж MZR. В цьому випадку помилка квантування не корельована з сигналом і має рівномірний розподіл. Її середньоквадратичне значення співпадає з середньоквадратичним відхиленням розподілу, який дорівнює

$$\frac{1}{\sqrt{12}}\text{LSB} \approx 0.289 \text{ LSB}$$

Для 8-бітового АЦП величина складе 0.113% від повного діапазону сигналу.

1.1.4 Нелінійність

Усі АЦП мають помилки, пов'язані з нелінійністю, які є результатом фізичних недоліків АЦП. Це призводить до передатної характеристики (у зазначеному вище значенні), яка відрізняється від лінійної характеристики (точніше від бажаної функції, оскільки вона не обов'язково є лінійною). Помилки можна зменшити за допомогою калібрування.

Важливим параметром, що описує нелінійність, є інтегральна нелінійність (INL) і диференціальна нелінійність (DNL).

1.1.5 Апертурна похибка

Припустимо ми оцифруємо синусоїдальний сигнал $x(t) = A\sin 2\pi f_0 t$. В ідеальному випадку відліки беремо через рівні проміжки часу. Однак, на практиці час моменту взяття відліку схильний до флуктуацій із-за тремтіння фронту синхросигналу. Вважаючи, що невизначеність моменту часу взяття відліку порядку Δt , визначаємо, що помилка, яка обумовлена цим явищем, може бути оцінена

$$E_{ap} \leq |x'(t)\Delta t| \leq 2A\pi f_0 \Delta t$$

Легко побачити, що похибка відносно мала на низьких частотах, але значно зростає на високих частотах. Якщо значення помилки діафрагми є відносно малим порівняно з помилкою квантування, вплив помилки діафрагми можна знехтувати. Таким чином, можна встановити наступні вимоги до тремтіння фронту сигналу синхронізації:

$$\Delta t < \frac{1}{2^q \pi f_0}$$

де q — розрядність АЦП.

З цієї таблиці ми можемо зробити висновки про доцільність використання АЦП з певним бітрейтом, беручи до уваги обмеження, накладені джиттером синхронного переднього кінця. Наприклад, безглуздо використовувати прецизійний 24-бітовий АЦП для запису звуку, якщо в система розподілу синхросигналу не в змозі забезпечити ультрамалої невизначеності.

1.1.6 Частота дискретизації

Аналоговий сигнал - це безперервна функція часу, яка перетворюється в ряд цифрових значень в АЦП. Тому необхідно визначити частоту дискретизації цифрових значень з аналогового сигналу. Частота сигналу, з якою проводяться цифрові операції, має назву частота дискретизації АЦП.

Безперервно змінний сигнал з обмеженою спектральною смугою піддається оцифровці (значення сигналу вимірюються через інтервал часу T – це

період дискретизації) і початковий сигнал може бути точно відновлений з дискретних в часі значень шляхом інтерполяції. Точність відновлення обмежена помилкою квантування. Проте, відповідно до теореми Котельникова-Шеннона точне відновлення можливе якщо частота дискретизації вища, ніж подвоєна частота максимальної спектральної складові сигналу.

Оскільки справжній АЦП не може виконати аналого-цифрове перетворення миттєво, вхідне аналогове значення має залишатися постійним принаймні від початку до кінця процесу перетворення (цей інтервал часу називається часом перетворення). Це завдання вирішується використанням на вході АЦП спеціальної схеми – накопичувача зразків (SSD). Як правило, PVZ зберігає вхідну напругу в конденсаторі, підключеному до входу через аналоговий перемикач: коли перемикач закритий, вхідний сигнал дискретизується (конденсатор заряджається до вхідної напруги), а коли він відкритий, він зберігається. Багато АЦП, виготовлені як інтегральні схеми, мають вбудований ПВЗ.

1.1.7 Накладення спектрів

Всі ЦАП працюють шляхом вибірки вхідних значень через фіксовані інтервали часу. Тому вихідне значення є неповною картиною того, що було введено. Неможливо визначити, як вхідний сигнал поведився між зразками, дивлячись на вихідні значення. Якщо відомо, що вхідний сигнал змінюється досить повільно відносно частоти вибірки, медіана між вибірками лежить десь між цими значеннями вибірки. А тому неможливо однозначно точно відновити форму початкового сигналу.

Якщо послідовність цифрових значень, видавана АЦП, де-небудь перетвориться назад в аналогову форму за допомогою цифро-аналогового перетворювача, тоді бажано, щоб отриманий аналоговий сигнал був максимальною копією початкового сигналу. Якщо вхідний сигнал міняється швидше, ніж робляться його відліки, то точне відновлення сигналу неможливе, і на

виході ЦАП буде наявний помилковий сигнал. Помилкові частотні компоненти сигналу (які відсутні у спектрі початкового сигналу) отримали назву *alias* (помилкова частота, побічна низькочастотна складова). Частота помилкових компонент залежить від різниці між частотою сигналу і частотою дискретизації. Наприклад, синусоїдальний сигнал з частотою 2 кГц, що дискретизований з частотою 1,5 кГц був відтворений як синусоїда з частотою 500 Гц. Така проблема отримала назву накладення частот.

Для запобігання явищу накладення спектрів сигнал, який подається на вхід АЦП, має бути пропущений через фільтр низьких частот для пригаснення спектральних компонентів, частота яких перевищує половину частоти дискретизації. Такий фільтр отримав назву антиаліасинговий фільтр, його застосування надзвичайно важливо при побудові реальних АЦП.

Хоча накладення спектрів в більшості практичних випадків є небажаним ефектом, цей ефект можна використовувати на користь. Завдяки цьому ефекту можна обійтися без перетворення частоти вниз при оцифровці вузькосмугового високочастотного сигналу.

1.1.8 Підмішування псевдовипадкового сигналу

Деякі характеристики АЦП можна покращити за допомогою методів псевдовипадкового змішування сигналів. Він складається з додавання випадкового шуму малої амплітуди (білого шуму) до вхідного аналогового сигналу. Як правило, амплітуда шуму вибирається рівною половині рівня MZR. Ефект цього додавання полягає в тому, що стан MZR випадковим чином перемикається між станами 0 і 1 з дуже слабким вхідним сигналом (без додавання шуму MZR може бути 0 або 1 протягом тривалих періодів часу). Для сигналів зі змішаним шумом замість того, щоб просто округлити сигнал до найближчого числа, він округляється вгору або вниз випадковим чином, і середній час, потрібний сигналу для округлення до будь-якого рівня, залежить від зв'язку сигналу з цим рівнем.

Таким чином, оцифрований сигнал містить інформацію про амплітуду сигналу з кращою роздільною здатністю, ніж MZP, тобто ефективна бітова швидкість АЦП збільшується. Негативною стороною цього методу є збільшення рівня шуму у вихідному сигналі. Фактично, помилки квантування розмиваються при кількох підрахунках у сусідніх відліках. Цей підхід є кращим, ніж просто округлення до найближчого дискретного рівня. Завдяки техніці псевдовипадкового змішування сигналу ми можемо відтворити сигнал більш точно в часі. Невеликі варіації сигналу можна відновити з псевдовипадкових сплесків MZP за допомогою фільтрації. Крім того, якщо шум є детермінованим (величина доданого шуму точно відома в будь-який момент), його можна відняти від оцифрованого сигналу, збільшивши його бітрейт наперед, тим самим майже повністю видаляючи доданий шум.

Звукові сигнали дуже малої амплітуди, оцифровані без псевдовипадкових сигналів, сприймаються на слух як дуже спотворені та неприємні. При підмішуваному псевдовипадковому сигналі дійсний рівень сигналу представлений середнім значенням декількох послідовних відліків.

1.1.9 Передискретизація

Зазвичай з економічних причин сигнал оцифровують на мінімально необхідній частоті дискретизації, а шум квантування білий, тобто його спектральна щільність потужності рівномірно розподілена по всій смузі частот. Відповідно до теореми Котельникова-Шеннона, якщо оцифрувати сигнал на більш високій частоті дискретизації, а потім піддати цифровій фільтрації для придушення спектру поза частотною смугою початкового сигналу, то відношення сигнал/шум, буде краще, ніж при використанні всієї смуги частот. Таким чином можна досягти більшої ефективної точності, ніж збільшення розрядності АЦП.

Передискретизація може бути використана для зменшення вимог до переходу від смуги пропускання до смуги придушення антиаліасингового фільтру. Для цього сигнал оцифровують, наприклад, на частоті, яка удвічі бі-

льша, потім проводять цифрову фільтрацію, придавлюючи частотні компоненти поза смугою початкового сигналу. Наприкінці, знижують частоту дискретизації шляхом децимації.

1.2 Способи побудови АЦП

Все різноманіття АЦП можна розділити на групи, об'єднані спільними технологією, схемотехнікою і методом перетворення, близькими точносних, динамічними або експлуатаційними параметрами, причому ці групи можуть перетинатися, тобто включати загальні елементи [6].

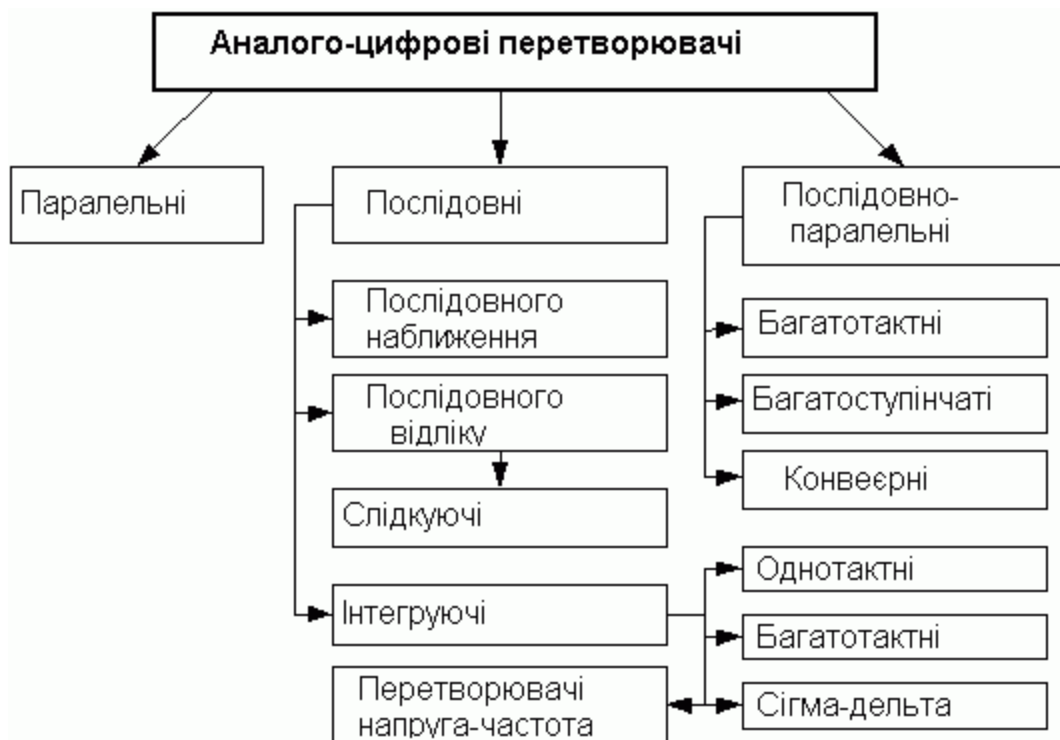


Рисунок 1.1 - Класифікація за методами перетворення АЦП

Основні методи побудови електронних АЦП перераховані нижче: АЦП прямого перетворення або паралельний АЦП містить компаратор для кожного дискретного рівня вхідного сигналу. Сигнали від усіх компараторів подаються на логічну схему, яка виводить цифровий код, який залежить від того, скільки компараторів показують перевищення. Сигнали зі всіх компараторів

поступають на логічну схему, яка видає цифровий код, залежний від того, скільки компараторів показали перевищення. Паралельні АЦП дуже швидкі, але зазвичай не мають роздільної здатності більше 8 біт (256 компараторів) через їхню громіздку та дорогу схему. Цей тип АЦП має дуже великий розмір кристала, високу вхідну ємність і створює короткочасні помилки на виході. Зазвичай використовується для відео або інших високочастотних сигналів.

АЦП послідовного наближення або бітно-збалансований АЦП складається з компаратора, допоміжного ЦАП і регістра послідовного наближення. АЦП перетворює аналоговий сигнал у цифровий за N кроків, де N — швидкість передачі даних АЦП. На кожному кроці визначається один біт потрібного цифрового значення, починаючи з SZR і закінчуючи MZR. Послідовність дій, визначена наступним бітом, така. Встановіть аналогове значення, утворене бітами, визначеними на попередніх кроках, на допоміжному ЦАП; біт, який потрібно визначити на цьому кроці, встановлюється на 1, а молодший біт — на 0. Порівнює значення, отримане допоміжним ЦАП, із вхідним аналоговим значенням. Визначений біт отримує значення 1, якщо значення вхідного сигналу більше, ніж значення на допоміжному ЦАП, і 0 в іншому випадку. Тому визначення кінцевого числового значення подібне до двійкового пошуку. Цей тип АЦП має високу швидкодію і хороший бітрейт.

АЦП з диференційним кодуванням містить лічильник інверсії, код з якого подається на допоміжний ЦАП. Вхідний сигнал і сигнал від допоміжного ЦАП порівнюються на компараторі. Завдяки негативному зворотному зв'язку компаратора з лічильником, код на лічильнику постійно змінюється, щоб сигнал з допоміжного ЦАП якомога менше відрізнявся від вхідного. Після певного часу різниця сигналів стає менше, аніж у MZR, при цьому код лічильника прочитується як вихідний цифровий сигнал АЦП. АЦП цього типу мають дуже великий діапазон вхідного сигналу і високу розрядність, але час перетворення залежить від вхідного сигналу, хоч і обмежено згори. У гіршому разі час перетворення рівний $T_{max}=(2^q)/f_c$, де q - розрядність АЦП, f_c -

частота тактового генератора лічильника. АЦП диференціального кодування зазвичай є хорошим вибором для оцифровки сигналів реального світу, оскільки більшість сигналів у фізичних системах не придатні до стрибкоподібних змін. У певних АЦП використовують комбінований підхід: диференційне кодування і послідовне наближення, що особливо дуже добре працює у випадках, коли відомо, що високочастотні компоненти в сигналі відносно невеликі.

АЦП порівняння з пилоподібним сигналом містять генератор пилоподібної напруги, компаратор і лічильник часу. Пилоподібний сигнал лінійно наростає до деякого рівня, потім швидко спадає до нуля. У момент початку збірки запускається таймер. Коли сигнал пилу досягає рівня вхідного сигналу, компаратор спрацьовує і припиняє підрахунок, значення зчитується з лічильника і подається на вихід АЦП. Цей тип АЦП найпростіший за структурою і містить найменшу кількість компонентів. Однак прості АЦП цього типу досить неточні і чутливі до температури та інших зовнішніх параметрів. Щоб підвищити точність, пилоподібний генератор сигналу може бути побудований на основі лічильника та допоміжного ЦАП, але ця структура не має переваг порівняно з АЦП послідовного наближення та АЦП диференціального кодування.

АЦП з балансом зарядів (у тому числі АЦП з двокаскадним інтегруванням, АЦП з багатокаскадним інтегруванням та ін.) містять генератор стабільного струму, компаратор, інтегратор струму, тактовий генератор і лічильник. Перетворення відбувалося в два етапи. На першому етапі значення вхідного сигналу буде перетворено в струм, який подається на інтегратор струму (заряд інтегратора спочатку рівний нулю). Цей процес триває протягом часу TN , де T - період тактового генератора, а N - константа (велике ціле число, що визначає час накопичення заряду). Коли накопичення заряду закінчене, вхід інтегратора відключається від входу АЦП і підключається до генератора стабільного струму. Полярність генератора така, що зменшує накопичений в інтеграторі заряд. Процес розряду триває до тих пір, поки заряд в інтеграторі не зменшиться до нуля. Час розряду вимірюється шляхом підраху-

нку тактових імпульсів від початку розряду до досягнення нульового заряду на інтеграторі. Розрахована кількість тактових імпульсів буде вихідним кодом АЦП. Видно, що кількість імпульсів n , розрахована за часом розряду, дорівнює: $n = U_{vx}N(RI_0) - 1$, де U_{vx} – вхідна напруга АЦП, N – кількість імпульсів каскаду накопичення (як визначено вище), а R — вхідна напруга, перетворена на опір струму, I_0 — струм генератора постійного потоку. Тому потенційно нестабільні параметри системи (в першу чергу ємність інтегруючого конденсатора) не включаються в кінцевий вираз. Це результат двоетапного процесу: помилки, внесені першим і другим етапами, віднімаються одна від одної. Навіть довготривала стабільність тактового генератора та напруга зміщення компараторів не є суворо необхідними. По суті, принцип двоступеневої інтеграції дозволяє перетворити відношення двох аналогових значень (вхідного і дискретизованого струму) в відношення цифрового коду (n і N в термінах, визначених вище), не вносячи додаткових похибок. Типова бітова швидкість для цього типу АЦП становить від 10 до 18 двійкових біт. Ще одна перевага полягає в тому, що можна побудувати перетворювачі, які нечутливі до періодичних збурень (наприклад, від джерела живлення), завдяки точному інтегруванню вхідного сигналу протягом фіксованих інтервалів часу. Недоліком цього АЦП є низька швидкість перетворення. АЦП балансу заряду використовуються у високоточному вимірювальному обладнанні.

Конвейерні АЦП застосовують два або більше кроки-піддіпазони. АЦП балансу заряду використовуються у високоточному вимірювальному обладнанні. На першому кроці виконується грубе перетворення (низький бітрейт). Далі визначте різницю між вхідним сигналом і аналоговим сигналом, що відповідає результату грубого перетворення (від допоміжного ЦАП, на який подається грубий код). На другому кроці знайдені відмінності перетворюються, а згенерований код поєднується з вихідним кодом для отримання повного корисного числового значення. Цей тип АЦП є швидким, має високу швидкість передачі даних і малий розмір [11].

Сигма-дельта АЦП виконують аналого-цифрове перетворення на частоті дискретизації, яка у багато разів перевищує бажану частоту, і фільтрують, залишаючи в сигналі лише потрібні спектральні смуги.

За таким же принципом часто будуються неелектронні АЦП.

1.3 Класифікація АЦП за швидкодією

За швидкодією АЦП в даний час можна розділити на наступні групи в залежності від максимальної частоти перетворення (вибірки) $f_{s.макс}$:

- АЦП постійного струму з $f_{s.макс} \ll 10$ кГц[14];
- АЦП середнього швидкодії з $f_{s.макс} = 10 \dots 5000$ кГц;
- Швидкісні АЦП з $f_{s.макс} = 5 \dots 200$ МГц;
- Надшвидкісні АЦП з $f_{s.макс} \gg 200$ МГц.

Точність сучасних моделей АЦП визначається переважно розрядністю. Можна визначити такі градації:

- АЦП низької точності - 8 розрядів і менше;
- АЦП середньої точності - 10-13 розрядів;
- АЦП високої точності - 14 розрядів і більше.

На рисунку 1.2 приведені області, займані сучасними АЦП різного типу на площині розрядність - швидкодія.

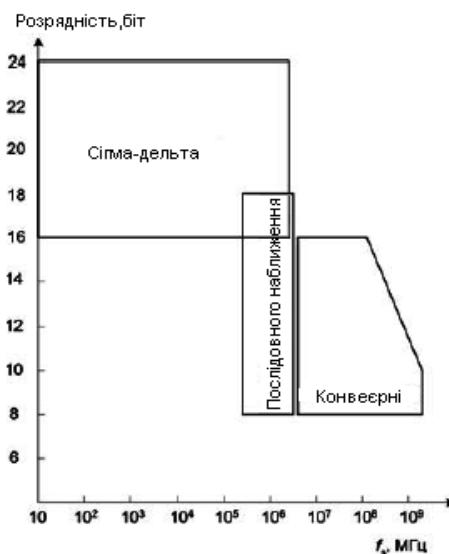


Рисунок 1.2 - Швидкодія і точність різних типів АЦП

1.3.1 АЦП постійного струму

В даний час для перетворення повільно мінливих сигналів датчиків мостового типу, термопар, температурних датчиків опору, вимірювання напруги постійного струму використовуються АЦП на основі методу сигма-дельта модуляції[3]. Деякі фірми продовжують випускати АЦП ,багатотактного інтегрування, але це вже досить старі моделі, що застосовуються переважно у дешевих цифрових мультиметр. Удосконалення низькочастотних сигма-дельта АЦП йде в напрямку зниження шуму перетворення, підвищення інтеграції за рахунок включення до складу ІМС додаткових блоків, таких як тактовий генератор, детектор рівня опорного напруги і т.д. Прикладами АЦП постійного струму, що з'явилися на ринку за останній рік, можуть служити AD7798 / 9 фірми Analog Devices, LTC2480 і LTC2442 Linear Technology, MSP3550 / 1 Microchip і ADS1232 Texas Instruments. Спільним для цих моделей є вбудований тактовий генератор, сигма-дельта модулятор третього порядку і цифрова фільтрація за алгоритмом (sinc) 4. Як і більш ранні моделі, ці АЦП дозволяють інтенсивно придушувати складові частот 50, 60 Гц і кратних їм. Найменшим шумом (і, відповідно, найбільшим ENOB) має ADS1232 (середньоквадратичне значення 17 НВ при частоті вибірок 10 Гц і коефіцієнті посилення вбудованого підсилювача KPGA = 128). Тривалий час застосовувався в тій же області AD7714 при тих же значеннях частоти вибірок та посилення має рівень шуму 250 НВ, тобто в 15 разів більше. До недоліків можна віднести ADS1232 значний вхідний струм (50 нА при KPGA 64 і 128 і 500 нА при KPGA = 1 і 2). Фірма Microchip, що спеціалізується в основному на цифровій техніці, почала випускати в 8-вивідному корпусі 22-розрядний MSP3550 / 1, що має ENOB = 21,9 біт. Це недорогий АЦП, що володіє одним диференціальним входом, має прекрасні точнісні показники: похибка повної шкали $2 \cdot 10^{-6}$, повна нелінійність становить $6 \cdot 10^{-6}$, а загальна критична самокалібрування похибка не перевищує 0,001%. АЦП не має вбудованого підсилювача і споживає всього 0,1 мА при напрузі живлення 2,7 В. Сигма-дельта

АЦП LTC2442 має максимальну частоту вибірок 8 кГц. Цей прилад, що має $ENOB = 24$ біт при частоті 31,25 Гц вибірок, оснащений двома вхідними операційними підсилювачами (ОП), які дозволяють підключати зовнішні ланцюга зворотного зв'язку, так що користувач може встановити необхідну йому коефіцієнт підсилення з допомогою резисторів. Для роботи з біполярними сигналами ОУ можуть харчуватися від додаткових джерел живлення аж до ± 15 В. Типове значення нелінійності цього АЦП складає 10^{-6} .

1.3.2 АЦП середньої швидкодії

Ця категорія АЦП призначена для побудови високоточних низькошвидкісних систем збору даних, систем управління двигунами постійного струму і т.д. На сьогоднішній день на ринку ця група представлена переважно сигма-дельта АЦП і АЦП послідовного наближення. 24-бітний сигма-дельта ADS1258 Texas Instruments містить модулятор 4-го порядку, вбудовані джерело опорного напруги (ІОН), датчик температури, монітор харчування й вхідний аналоговий мультиплексор, конфігурується або в 16 одиночних, або в 8 диференційних каналів. Тактовий генератор забезпечений схемою множення, перетворюючої частоту зовнішнього резонатора 32768 Гц в тактову частоту 15,729 МГц. Цифрова частина включає (sinc) 5-фільтр і програмований усереднитель. Така побудова разом з модулятором 4-го порядку дозволяє отримати $ENOB = 21,6$ біт при частоті вибірок 1953 Гц. При диференціальному включенні вхідного мультиплексора може бути організована стабілізація нуля перериванням. Це дозволяє знизити зміщення нуля АЦП приблизно в 20 разів. Максимальна частота вибірок при фіксованому вхідному каналі 125 кГц. Фірма Analog Devices почала випускати 16-бітний сигма-дельта модулятор другого порядку AD7400, що має цифровий інтерфейс з трансформаторної ізоляцією. Застосування цієї ІМС дозволяє забезпечити електричну розв'язку контрольованого ланцюга від приладу при напрузі до 891 В.. Модулятор містить вбудований тактовий генератор з частотою 10 МГц, ІОН і при-

стрій вибірки / зберігання (УВХ). При включенні модулятора спільно з зовнішнім (sinc) 3-фільтром утворюється сигма-дельта АЦП, який при 256-кратному проріджуванні (частота вибірок при цьому становить 39 кГц) має $SINAD = 79$ дБ, а рівень нелінійних спотворень при перетворенні синусоїдального сигналу частотою 35 Гц складе -93 дБ.

Ця ж фірма пропонує три майже ідентичних 24-розрядних сигма-дельта АЦП з мультібітним модулятором AD7760, AD7762 та AD7763. Перші дві моделі оснащені 16-бітним паралельним інтерфейсом, остання - послідовним. Передача даних при паралельному інтерфейсі здійснюється за 2 такти. Ці моделі мають вбудований буферний диференційний підсилювач. Цифрова частина включає трьохкаскадний фільтр, причому останній каскад може програмуватися користувачем як фільтр нижніх частот від 12-го до 96-го порядку. АЧХ фільтра 96-го порядку має спад за смугою пропускання 120 дБ за чверть октави. Ці АЦП при зовнішній тактовій частоті 40 МГц забезпечують при 256 - і 32-кратному проріджуванні (частоти вибірок відповідно 78 і 625 кГц) відношення сигнал / шум 112 і 107 дБ відповідно. Модель AD7760 допускає також 8-кратне проріджування (частота вибірок 2,5 МГц), при цьому відношення сигнал / шум складає 100 дБ. Потужність, споживана цими АЦП, близько 1 Вт. АЦП послідовного наближення продовжують залишатися основним типом АЦП середнього швидкодії з роздільною здатністю 8 ... 18 біт. Фірма National Semiconductor випускає сімейство недорогих одноканальних АЦП ADCxx1Sxx1, що розрізняються розрядністю і швидкодією. Кожна з моделей сімейства включає УВХ, компаратор, ЦАП на конденсаторах з перерозподілом заряду і керуючу логіку (див. рис. 3). Як видно зі схеми, вхідний опір АЦП не може бути визначено. Можна говорити лише про вхідний ємності в режимі вибірки і струмі витоку в режимі зберігання. Інтерфейс простий послідовний з суміщенням за часом перетворення і передачі даних, а цикл перетворення - передачі однаковий для всіх моделей і займає 16 тактів. Тактовий сигнал частотою 1 ... 4 МГц (для самих повільних моделей) надходить на вхід SCLK. Якщо використовувати більш низьку частоту, то можлива поя-

ва похибки, обумовленої розрядом конденсатора УВХ. АЦП може бути переведений в режим зниженого енергоспоживання Shutdown. Ці ІМС виготовляються в мініатюрних 6-вивідних корпусах SOT-32 і LPP і коштують в оптових партіях від 0,78 до 1,85 дол. Фірма Analog Devices випускає сімейство AD7276/7/8 12/10/8-розрядних АЦП. Ці АЦП мають частоту перетворення до 3 МГц при тактовій частоті 1948 МГц. Texas Instruments також виробляє в 6-вивідних корпусах подібне сімейство АЦП ADS7866/7/8 з розрядністю 12, 10 і 8 при частоті вибірок до 300 кГц і ADS7886/7/8 з частотою вибірок до 1,25 МГц. Крім того, Texas Instruments виробляє цікаве сімейство швидкодіючих АЦП високої якості [4]. Один з представників цього сімейства ADS8413 - 16-розрядний АЦП послідовного наближення з послідовним LVDS-інтерфейсом. Максимальна частота перетворень - 2 МГц, швидкість передачі даних - 200 Мбод. Інтегральна нелінійність - не більше 0,003%. Тактовий генератор і ІОН - внутрішні. При перетворенні сигналу частотою 10 кГц SINAD = 92 дБ, ENOB = 15 біт. Потужність споживання при цьому становить 0,29 Вт. Близькими характеристиками володіє 18-розрядний AD7641 Analog Devices. Незважаючи на те, що його диференційна нелінійність може досягати 2 МЗБ, виробник стверджує, що АЦП не має пропуску кодів. Прилад має паралельний і послідовний інтерфейси, причому програмно можуть бути встановлені 18-, 16- або 8-бітові режими передачі даних. Характеристики перетворення дещо краще, ніж у ADS8413: SINAD = 94 дБ, ENOB = 15,3 біт при перетворенні сигналу частотою 10 кГц. AD7641 досить економічний, він споживає менше 0,1 Вт. Прикладами АЦП послідовного наближення з зниженим енергоспоживанням можуть служити MAX1393 / 6 фірми Maxim і LTC1863 / 7 фірми Linear Technology. MAX1393 - 12-розрядний одноканальний АЦП з диференціальним входом і послідовним інтерфейсом. Максимальна частота перетворення - 312,5 кГц. Напруга живлення приладу 1,5 ... 3,6 В. Струм споживання при 1,6 В і номінальній частоті перетворення становить не більше 0,6 мА. За рахунок автоматичного переходу в режим зниженого енергоспоживання після видачі останнього біта струм споживання зни-

жується практично пропорційно частоті перетворення і при частоті 1 кГц дорівнює 1,9 мкА при 1,8 В. LTC1867 - восьмиканальний 16-розрядний АЦП із внутрішнім ІОН і послідовним інтерфейсом. Номінальна частота перетворення - 175 кГц. Напруга живлення 2,7 с3, 6 В. При номінальній частоті і напрузі 2,7 В струм споживання становить типово 0,75 мА, при частоті перетворення 20 кГц - 0,2 мА. АЦП не має пропуску кодів, при цьому нелінійність може досягати 3 МЗБ. Його SINAD при перетворенні синусоїдального сигналу частотою 1 кГц складає 83,1 дБ.

1.3.3 Швидкісні АЦП

АЦП цієї категорії застосовуються в приладах ультразвукової діагностики, дротових і бездротових системах комунікацій, випробувальному обладнанні систем зв'язку, а також в недорогих цифрових осцилографах. Сучасні швидкісні АЦП - це майже виключно прилади конвеєрної архітектури [1] з диференціальним аналоговим входом, що мають режим зниженого енергоспоживання. Основні типи інтерфейсу - паралельні з КМОП-і ТТЛ-рівнями й послідовні низьковольтні диференціальні інтерфейси (LVDS).

Типовий 12-розрядний швидкісний АЦП - AD9237. Він має 11 ступенів перетворення з корекцією кодів. Максимальна продуктивність, залежно від версії, 20, 40 або 65 Мвиб./С, аналогова смуга повної потужності - 400 МГц, що дає можливість за рахунок низького апертурної джитер перетворювати періодичні сигнали високих частот, використовуючи стробоскопічний метод. При перетворенні синусоїдального сигналу частотою 34,2 МГц найшвидкіснішій версією SINAD = 65,8 дБ. Напруга живлення приладу 3 В, споживає потужність всього 190 мВт (при швидкості 65 Мвиб./С).

Счетверенний варіант цього АЦП - AD9229 - оснащений послідовним LVDS-інтерфейсом зі швидкістю передачі даних по кожному каналу 780 МБод. Прилад має стабілізатор шпаруватості вхідного тактового сигналу і помножувач частоти з ФАПЧ. Мінімальна частота перетворення, що визначається умовами стійкості ФАПЧ, становить 10 Мвиб./С. Конвеєрна архітек-

тура дозволяє нарощувати розрядність АЦП з мінімальним ускладненням схеми без зниження продуктивності. 14-розрядний MAX12557 має продуктивність 65 Мвиб./С. За рахунок низького апертурної джитер (середньоквадратичне значення - 0,5 пс) і високої швидкодії УВХ він може в стробоскопічному режимі перетворювати сигнали частотою до 750 МГц. При частоті вхідного сигналу 70 МГц його SINAD = 73,4 дБ. 14-розрядні AD9246 і LTC2255 мають ще більшу продуктивність - 125 Мвиб./С, причому діапазон напруги живлення AD2946 становить 1,8-3 В. 16-розрядні LTC2208 (130 Мвиб./С) і MAX19586 (80 Мвиб./С) мають найвищими значеннями SINAD (77,4 дБ і 77,6 дБ відповідно) при частоті вхідного сигналу 70 МГц. У LTC2208 до того ж рекордно низький апертурний джитер (0,07 пс СКЗ). Цифрові виходи даних паралельного інтерфейсу цього АЦП можуть бути сконфігуровані для сполучення з LVDS-або з КМОП - приймачами.

1.3.4 Надшвидкісні АЦП

Області застосування надшвидкісних АЦП - радіолокаційні системи, цифрові осцилографи, широкосмугові цифрові приймачі, в тому числі багатоканальні приймачі базових станцій стільникового телефонії.

Якщо ще недавно серед АЦП з продуктивністю більше 200 Мвиб. / С переважали паралельні АЦП, то найновіші моделі цього класу мають також конвеєрну архітектуру. Істотною відмінністю нових моделей надшвидкісних АЦП є паралельний LVDS-інтерфейс. Один з таких АЦП - 12-розрядний здвоєний MAX1219 має максимальну продуктивність 210 Мвиб. / С (мінімальна - 40 Мвиб. / С). Напруга живлення 1,8 В, споживає потужність 1,6 Вт. Кращими характеристиками володіє 13-розрядний ADS5444 фірми Texas Instruments - максимальна продуктивність 250 Мвиб./с, мінімальна - 10 Мвиб./С. Фірма National Semiconductor випускає здвоєний 8-розрядний АЦП ADC08D1500, здатний виробляти 1,5 Гвиб./С. Багатоступінчастий конвеєр цього приладу створює затримку вихідних даних щодо вибірки вхідного сигналу на 13 тактів. АЦП живиться від одного джерела 1,9 В і споживає 1,8 Вт

Кожен канал приладу має на виході демультіплексор 1x2, що полегшує створення пари з більш повільними приймачами. Вхідний аналоговий мультіплексор поряд з почерговим тактірованієм каналів дозволяє реалізувати одноканальний режим продуктивністю 3 Гвиб./С. Диференціальне вхідний опір АЦП 100 Ом узгоджується з хвильовим опором крученийпари. 10-розрядний AT84AS008 фірми Atmel має максимальну продуктивність 2,2 Гвиб./С (мінімальну 200 Мвиб./С). Прилад має вихідний демультіплексор 1x2 або 1x4. Конвеєрна затримка - 4 такти.

1.4 Принципи роботи АЦП різних типів

1.4.1 Паралельні АЦП

Більшість високошвидкісних осцилографів і деякі високочастотні вимірювальні прилади використовують паралельні АЦП з-за їх високої швидкості перетворення, яка може досягати 5Г (5 * 10⁹) відліків/сек для стандартних пристроїв і 20Г відліків/сек для оригінальних розробок. Зазвичай паралельні АЦП мають розширення до 8 розрядів, але зустрічаються також 10-ти розрядні версії [5].

Рис. 1.3 показує спрощену схему 3-х розрядного паралельного АЦП (для перетворювачів з великою роздільною здатністю принцип роботи зберігається).

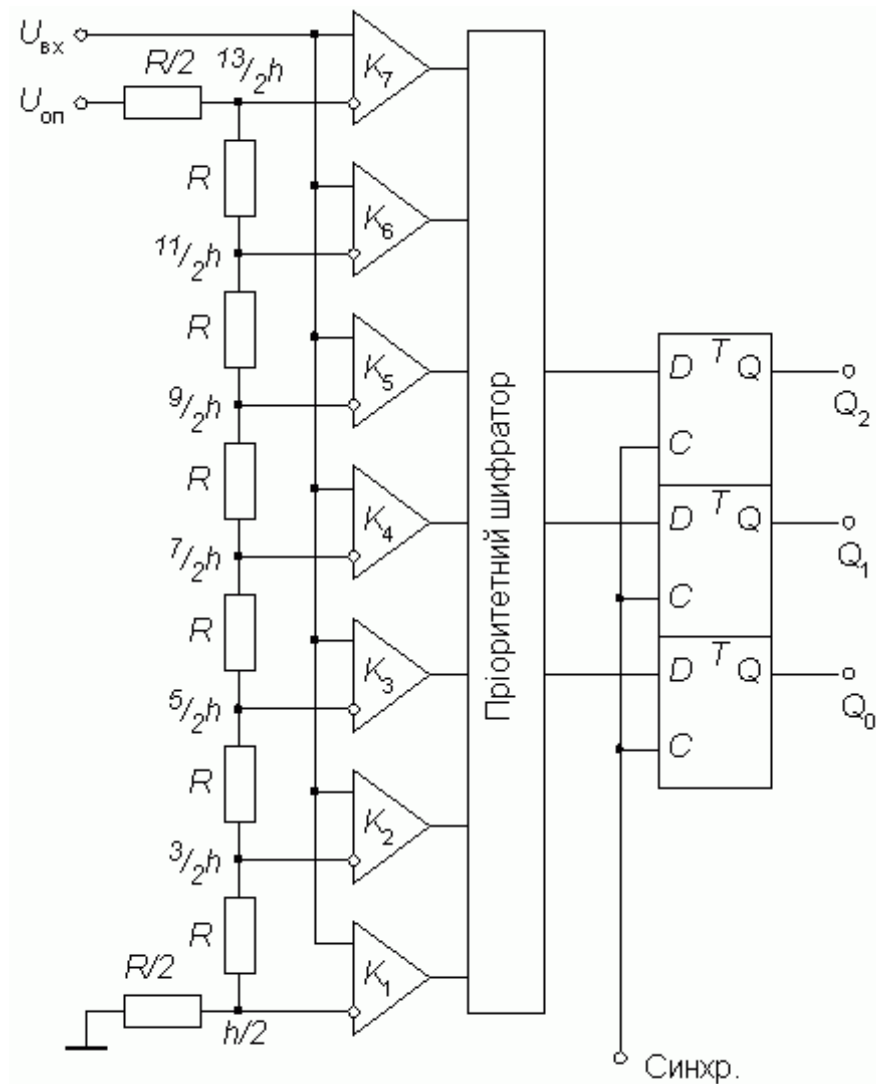


Рисунок 1.3 - Схема паралельного АЦП

Тут використовується масив компараторів, кожен з яких порівнює вхідну напругу з індивідуальною опорною напругою. Така опорна напруга для кожного компаратора формується на вбудованому прецизійному резистивному дільнику. Значення опорних напруг починаються зі значення, який дорівнює половині молодшого значущого розряду (LSB), і збільшуються при переході до кожного наступного компаратора з кроком, рівним $V_{REF} / 23$. У результаті для 3-х розрядного АЦП потрібно 23-1 чи сім компараторів. А, наприклад, для 8-розрядного паралельного АЦП знадобиться вже 255 (або (28-1)) компараторів. Зі збільшенням вхідної напруги компаратори послідовно встановлюють свої виходи в логічну одиницю замість логічного нуля, починаючи з компаратора, що відповідає за молодший значущий розряд. Можна

увияти перетворювач як ртутний термометр: зі зростанням температури стовпчик ртуті піднімається. На рис. 2 вхідна напруга попадає в інтервал між V_3 і V_4 , таким чином 4 нижніх компаратора мають на виході "1", а верхні три компаратора - "0". Дешифратор перетворює (23-1) - розрядне цифрове слово з виходів компараторів в двійковий 3-х розрядний код. Паралельні АЦП - досить швидкі пристрої, але вони мають свої недоліки. Через необхідність використовувати велику кількість компараторів паралельні АЦП споживають значну потужність, і їх недоцільно використовувати в додатках з батарейним харчуванням. АЦП послідовного наближення. Коли необхідний дозвіл 12, 14 або 16 розрядів і не потрібна висока швидкість перетворення, а визначальними факторами є невисока ціна і низьке енергоспоживання, то зазвичай застосовують АЦП послідовного наближення. Цей тип АЦП найчастіше використовується в різноманітних вимірювальних приладах і в системах збору даних. На даний момент АЦП послідовного наближення дозволяють вимірювати напругу з точністю до 16 розрядів з частотою дискретизації від 100К (1x10³) до 1М (1x10⁶).

1.4.2 АЦП послідовного наближення

Рис. 1.4 показує спрощену блок-схему АЦП послідовного наближення. В основі АЦП даного типу лежить спеціальний регістр послідовного наближення. На початку циклу перетворення всі виходи цього регістра встановлюються в логічний 0, за винятком першого (старшого) розряду. Це формує на виході внутрішнього цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) сигнал, значення якого дорівнює половині вхідного діапазону АЦП. А вихід компаратора перемикається в стан, що визначає різницю між сигналом на виході ЦАП і вимірюваним вхідною напругою.

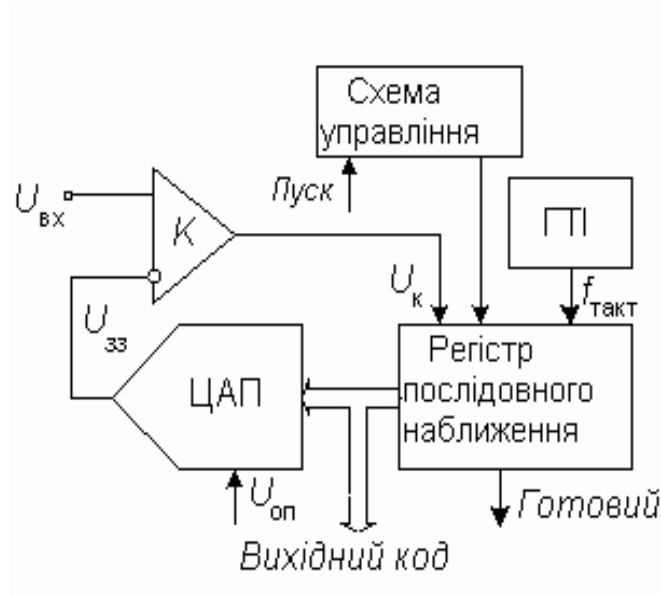


Рисунок 1.4 - Схема АЦП послідовного наближення

Наприклад, для 8-розрядного АЦП послідовного наближення (рис. 3) виходи регістра при цьому встановлюються у "10000000". Якщо вхідна напруга менше половини вхідного діапазону АЦП, тоді вихід компаратора набуде значення логічного 0. Це дає регістру послідовного наближення команду переключити свої виходи в стан "01000000", що відповідно призведе до зміни вихідної напруги з ЦАП, що подається на компаратор. Якщо при цьому вихід компаратора як і раніше залишався б у "0", то виходи регістра переключилися б в стан "00100000". Але на цьому такті перетворення вхідна напруга ЦАП менше, ніж вхідна напруга (рис. 3), і компаратор перемикається в стан логічної 1. Це наказує регістру послідовного наближення зберегти "1" у другому розряді і подати "1" на третій розряд. Описаний алгоритм роботи потім знову повторюється до останнього розряду. Таким чином, АЦП послідовного наближення потрібен один внутрішній такт перетворення для кожного розряду, або N тактів для N -розрядного перетворення.

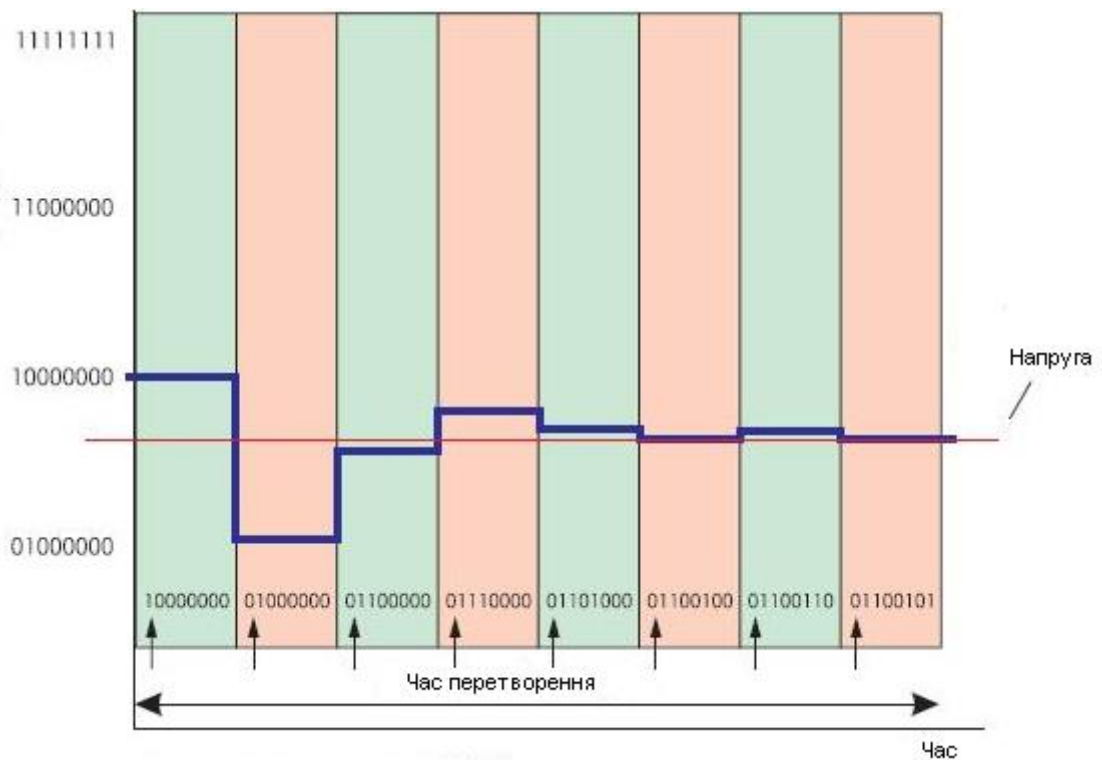


Рисунок 1.5 - Перетворення в АЦП послідовних наближень

Тим не менше, робота АЦП із послідовним наближенням має характеристики, пов'язані з перехідними процесами у внутрішньому ЦАП. Теоретично, напруга на виході ЦАП повинна бути встановлена на однакову кількість часу для кожного з N перетворених внутрішніх годинників. Але насправді в першому такті інтервал набагато більший, ніж в останньому. Тому, для 16-розрядного АЦП послідовного наближення час перетворення більше ніж у два рази перевищує час перетворення 8-розрядного АЦП даного типу.

1.4.3 Σ - Δ АЦП

Для більшості вимірювань зазвичай не потрібен АЦП зі швидкістю перетворення послідовного наближення АЦП, але потрібна висока роздільна здатність. Сигма-дельта АЦП можуть забезпечити роздільну здатність до 24 біт, але в той же час вони мають низьку швидкість перетворення. Отже, у сигма-дельта АЦП із 16 бітами ви можете отримати частоту дискретизації до 100 тис. відліків/с, а з 24 бітами ця частота знижується до 1 тис. відліків/с або менше, в залежності від пристрою.[12] Зазвичай сигма-дельта АЦП застосо-

вуються в різноманітних системах збору даних і у вимірювальному обладнанні (вимірювання тиску, температури, ваги і т.п.), Коли висока частота дискретизації не потрібна і потрібна роздільна здатність більше 16 біт, принцип роботи сигма-дельта АЦП важче зрозуміти. Ця архітектура відноситься до класу інтегрованих АЦП. Однак основною характеристикою сигма-дельта АЦП є те, що частота дискретизації, на якій фактично аналізується рівень напруги вимірюваного сигналу для аналізу, значно перевищує частоту, на якій знімаються показання на виході АЦП (частота дискретизації). Ця частота дискретизації називається частотою передискретизації. Таким чином, сигма-дельта АЦП зі швидкістю перетворення 100 тис. відліків/секунду використовує частоту передискретизації понад 128 разів і генеруватиме вибірки значення вхідного аналогового сигналу з частотою 12,8 млн лічильників/секунду. Сигма-дельта АЦП першого порядку показано на малюнку 1. 1.6 Аналоговий сигнал подається на інтегратор, вихід якого підключений до компаратора, який, у свою чергу, підключений до 1-розрядного ЦАП у контурі зворотного зв'язку. За допомогою серії послідовних ітерацій інтегратор, компаратор, ЦАП і суматор створюють серію послідовних бітів, що містять інформацію про значення вхідної напруги. Отримана цифрова послідовність потім подається на фільтр низьких частот для відхилення компонентів з частотами вище частоти Котельникова (яка є половиною частоти дискретизації АЦП). Після видалення високочастотних компонентів наступний вузол дециматора зріджує дані. У АЦП, який ми розглядаємо, дециматор залишить 1 біт з кожних 128, отриманих у вихідній цифровій послідовності.

Оскільки внутрішній цифровий фільтр у сигма-дельта АЦП є невід'ємною частиною процесу перетворення, час для налаштування фільтра стає фактором, який необхідно враховувати у разі раптових змін у вхідному сигналі [16]. Наприклад, під час перемикання вхідного мультиплектора або перемикання меж вимірювання пристрою необхідно зачекати, поки пройде кілька показань АЦП, перш ніж зчитувати правильні вихідні дані.

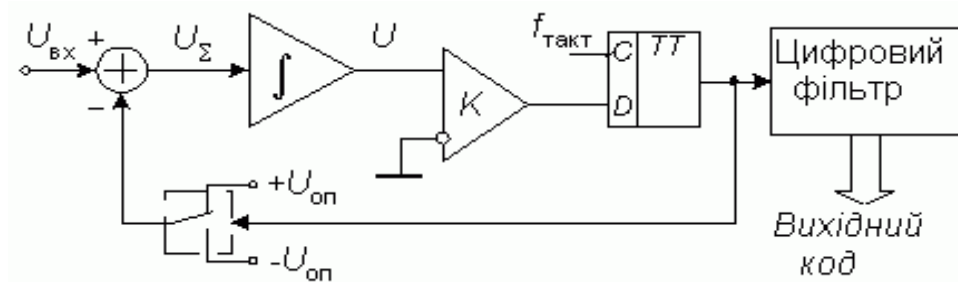


Рисунок 1.6 - Схема сигма-дельта АЦП

Ще одна дуже важлива перевага сигма-дельта АЦП полягає в тому, що всі його внутрішні вузли можуть бути інтегровані в область кристала кремнію. Це значно знижує вартість кінцевого обладнання та підвищує стабільність характеристик АЦП, що дуже важливо.

1.4.4 Інтегруючі АЦП

І останній клас АЦП, який тут буде обговорюватися, — двотактні інтегруючі АЦП [11]. У цифрових мультиметр, як правило, використовуються саме такі АЦП, тому що в цих вимірювальних приладах необхідне поєднання високої роздільної здатності та високої помехоподавлення. Ідея перетворення в такому інтегруючому АЦП є набагато менш складною, ніж у сигма-дельта АЦП. На рис.1.7 показаний принцип роботи АЦП двотактного інтегрування. Вхідний сигнал заряджає конденсатор протягом фіксованого періоду часу, який зазвичай складає один період частоти живильної мережі (50 або 60Гц) або кратний йому. При інтегруванні вхідного сигналу протягом проміжку часу такої тривалості високочастотні перешкоди придушуються. Одночасно виключається вплив нестабільності напруги мережевого джерела живлення на точність перетворення. Це відбувається, оскільки значення інтеграла від синусоїдального сигналу дорівнює нулю, якщо інтегрування здійснюється в часовому інтервалі, кратному періоду зміни синусоїди. По закінченні часу заряду АЦП розряджає конденсатор з фіксованою швидкістю, в той же час як внутрішній лічильник підраховує кількість тактових імпульсів за час розряду конденсатора. Більша час розряду, таким чином, відповідає більшому зна-

ченню показань лічильника і більшому вимірюваному напрузі. АЦП двотактного інтегрування мають високу точність і високу роздільну здатність, та також мають порівняно просту структуру. Це дає можливість реалізувати їх у вигляді інтегральних схем. Основним недоліком цього типу АЦП є великий час перетворення, оскільки період інтегрування пов'язаний з довжиною циклу мережі живлення. Так, для 50 Гц - обладнання частота дискретизації АЦП двотактного інтегрування не перевищує 25 відліків/сек. Зазвичай, такі АЦП можуть працювати і з більшою частотою дискретизації, проте при збільшенні останньої завадозахищеність падає.

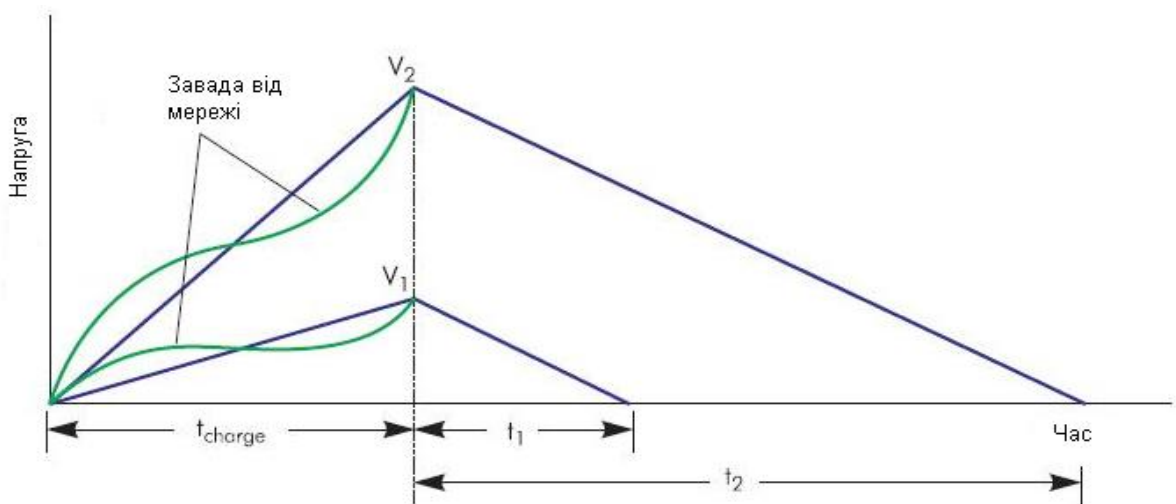


Рисунок 1.7 - Принцип роботи АЦП двотактного інтегрування

1.5 Інтерфейси АЦП

Важливою частиною аналого-цифрового перетворювача є цифровий інтерфейс, схема, яка забезпечує зв'язок між АЦП і приймачем цифрового сигналу. Структура цифрового інтерфейсу визначає, як АЦП взаємодіє з приймачем вихідного коду, таким як мікропроцесор, мікроконтролер або процесор цифрових сигналів. Характеристики цифрового інтерфейсу безпосередньо впливають на верхню межу частоти перетворення АЦП. У більшості випадків використовується метод зв'язку АЦП із процесором, де АЦП використовується для процесора, який, можна сказати, є одним із блоків пам'яті. При цьому АЦП має необхідну кількість адресних входів, дешифраторів адрес і

безпосередньо підключений до шини адреси процесора та шини даних [12]. Для цього він повинен мати вихідний каскад із трьома станами. Ще одна вимога до АЦП для роботи з мікропроцесором називається програмним зв'язком, який є спільним для будь-якої системи, яка включає комп'ютер і АЦП. Існує кілька способів програмування АЦП з процесором.

Розглянемо основні з них: Перевірка сигналу перетворення Цей спосіб полягає в періодичній передачі з таймера на АЦП команди «Пуск» для початку перетворення. Процесор знаходиться в циклі, коли АЦП чекає сигналу «готовність» в кінці перетворення, після чого він виходить з циклу, зчитує дані з АЦП і на їх основі переходить до наступного перетворення або виконує основну програму, потім знову входить у цикл очікування. Тут АЦП діє як головний, а процесор - як підлеглий. Цей підхід вимагає невеликого додаткового обладнання, але підходить лише для систем, де навантаження на процесор не надто велике, тобто тривалість обробки даних з АЦП менше, ніж час перетворення АЦП. Такий підхід дозволяє максимально збільшити продуктивність АЦП. Якщо обробка даних від АЦП триває значно довше, ніж час перетворення АЦП, ви можете використовувати варіант цього методу, за винятком того, що сигнал «старт» надходить від процесора.

Процесор виконує основну програму обробки даних, потім зчитує дані з АЦП і запускається знову. У цьому випадку процесор діє як головний, а АЦП є простим веденим перериванням. Після видачі команди «старт» процесор продовжує працювати за основною програмою. Наприкінці перетворення генерується сигнал переривання, який перериває обчислення в процесорі та включає процес пошуку периферійного пристрою, який надіслав сигнал переривання. Цей процес складається з повторення всіх периферійних пристроїв, доки не буде знайдено потрібний периферійний пристрій. Перевага цього методу перед попереднім полягає в тому, що одночасно можна виконати більшу кількість перетворень, якщо АЦП використовується повільно. Якщо АЦП швидкий, цей метод роботи може бути повільнішим, ніж попередній, через час, необхідний для обробки переривань. Векторне переривання. Від-

мінність цього способу від попереднього полягає в тому, що при передачі сигналу переривання також передається адреса програми доступу до даного АЦП. Таким чином, доступ до пам'яті здійснюється безпосередньо без проходження всіх периферійних пристроїв. Тут також використовуються переривання, але на відміну від двох попередніх підходів, управління системою переривань передається спеціальному інтерфейсу, який обходить реєстри процесора і перезаписує перетворені дані в пам'ять. Це дозволяє скоротити тривалість відключення до одного циклу. Номер розташування зберігається в адресному реєстрі інтерфейсу. Для цього виробляються мікросхеми контролера прямого доступу до пам'яті. Залежно від способу передачі вихідного слова від АЦП до цифрового приймача розрізняють перетворювачі з послідовним і паралельним інтерфейсами для вихідних даних. Послідовний інтерфейс повільніше паралельного, але він дозволяє зв'язуватися з цифровим приймачем за допомогою меншої кількості проводів і в кілька разів зменшує кількість виходів ІМС. Тому для паралельних і послідовних АЦП зазвичай використовується паралельний інтерфейс, а для інтегрованих АЦП - послідовний. В АЦП послідовного наближення застосовуються як паралельний інтерфейс (наприклад, 1108ПВ2), так і послідовний інтерфейс (наприклад, AD7893). Деякі АЦП послідовного наближення (наприклад, AD7892) мають інтерфейси обидвох типів.

1.5.1 АЦП із послідовним інтерфейсом вихідних даних

АЦП з послідовним інтерфейсом вихідних даних. У АЦП з послідовним наближенням, оснащених найпростішою цифровою секцією, наприклад 12-розрядним МАХ176 або 14-розрядним МАХ121, вихідне значення можна зчитувати в послідовному коді безпосередньо з компаратора або з реєстра послідовного наближення (SAR) [7]. На рис. 1.9 наведено функціональну схему (а) такого інтерфейсу та часову діаграму (б) його роботи.

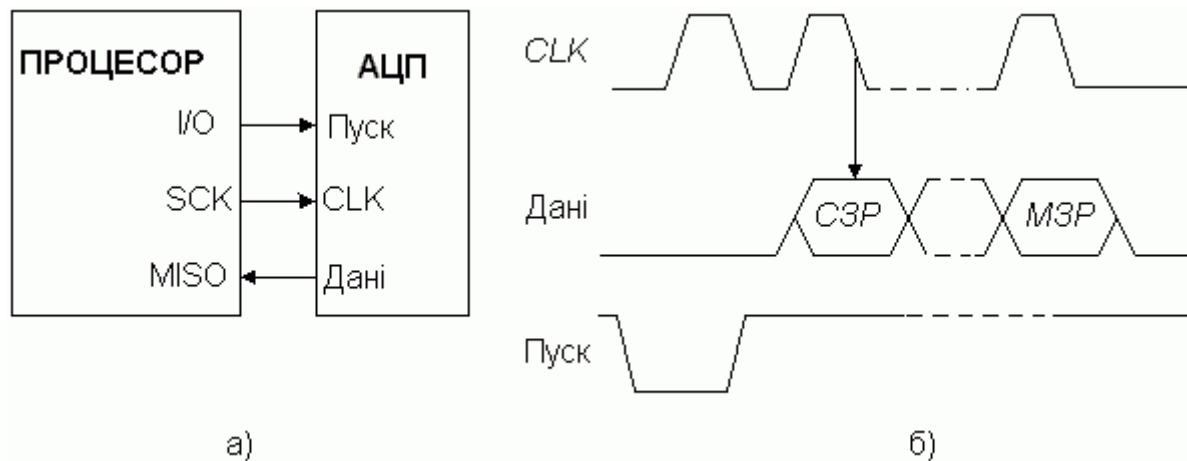


Рисунок 1.9 - Найпростіший послідовний інтерфейс

Ось схема для реалізації інтерфейсу SPI на основі процесора. Він ініціює початок процесу перетворення, подаючи зріз на вхід «старт» АЦП. Серія тактових імпульсів надходить із тактового виходу процесора на вхід АЦП. З другого циклу після запуску послідовний код вихідного слова формується на виході даних АЦП, старший біт першим. Цей сигнал надходить на вхід MISO (Master In, Slave Out) процесора. Найпростіший інтерфейс забезпечує найкоротший час циклу «перетворення на передачу даних». Однак він має два очевидних недоліки. По-перше, перемикання вихідного каскаду АЦП під час перетворення вносить збої в аналогову частину перетворювача, що призводить до погіршення співвідношення сигнал/шум (наприклад, для АЦП AD7893 шум передачі даних під час перетворення середньоквадратичного значення майже втричі вище, ніж коли дані зчитуються після перетворення). По-друге, якщо АЦП має тривалий час перетворення, процесор буде зайнятий отриманням інформації від нього протягом значної частини циклу обчислення. З цих причин сучасні моделі АЦП з послідовною передачею вихідних даних оснащені вихідним регістром зсуву, в який завантажується результат перетворення пристрою РПН. Часова діаграма для цього інтерфейсу показана на рисунку 1.10. Після заднього фронту сигналу «старт» PVC переходить у режим збереження та починається перетворення.

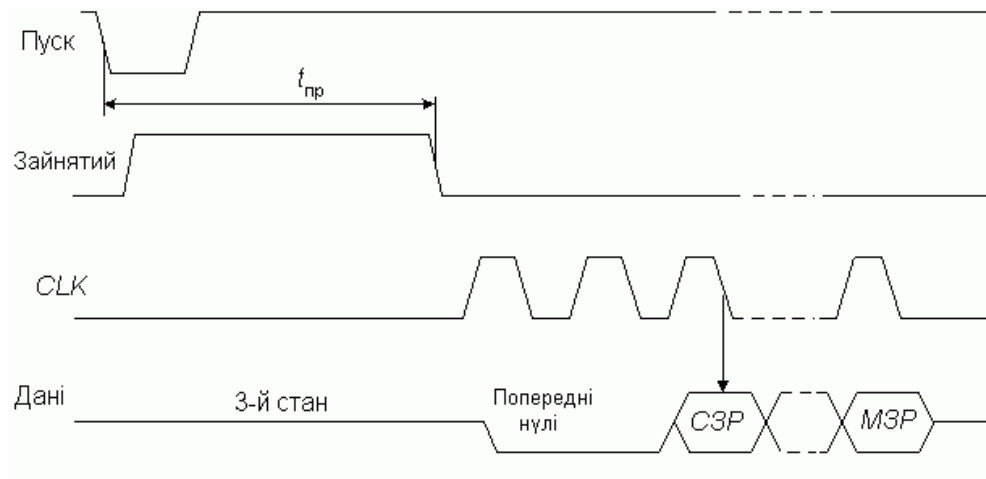


Рисунок 1.10 – Послідовний інтерфейс із передачею даних після закінчення перетворення

При цьому на відповідний вихід АЦП виводиться сигнал «Зайнято». Після перетворення починається передача даних. Процесор подає серію імпульсів синхронізації CLK на вхід АЦП. Якщо $8 < N \leq 16$, то кількість синхронізуючих імпульсів зазвичай становить 16. Коли $N < 16$, спочатку надішліть нулі, щоб замінити втрачені старші біти, потім надішліть вихідне слово, старші біти вперед. До і після передачі даних вихідна лінія АЦП знаходиться у стані високого опору.

Збільшення тривалості циклу «перетворення-передача даних» зазвичай не є тривіальним порівняно з найпростішими інтерфейсами, оскільки імпульси синхронізації можуть мати високу частоту. Наприклад, для AD7896 12-розрядного послідовного наближення АЦП мінімальний діапазон між відліками становить 10 мкс. Серед них послідовне зчитування даних займає лише 1,6 мкс. Частота сигналу синхронізації 10 МГц.

1.6 Принцип роботи сігма-дельта АЦП

Сігма-дельта АЦП займають нижню частину частотного діапазону. Коли потрібна висока розрядність (до 20...24 біт), невелика вартість і робота у нижній частині частотного діапазону або для точних вимірів сигналів, що повільно змінюються ці АЦП – оптимальні [6].

Основна ідея сігма-дельта АЦП полягає в тому, щоб під час чергової вибірки сигналу вирішити, чи є збільшення сигналу (+ або -) на один крок квантування в порівнянні зі значенням попередньої вибірки. Однак, оскільки в АЦП високої розрядності кроки квантування дуже малі, то виявляється, що при частоті вибірки трохи більшої частоти Найквіста[8], за час між вибірками, сигнал може змінитися на величину 10 і більш кроків квантування. Тому, частоти вибірок зазначених АЦП роблять порядку 1 МГц і більше, щоб "встигнути" за сигналом, а потім після обробки в цифровому вигляді, вибірки "проріджують" (піддають так званій децимації). Рисунок 1.11 пояснює роботу сігма-дельта АЦП. АЦП складається із двох частин.

У першій частині розташований аналоговий суматор, аналоговий інтегратор, компаратор К і перемикач опорної напруги П. Друга частина - чисто цифрова схема обробки цифрової інформації БЦО. Обидві частини схеми практично працюють самі по собі, не впливаючи одна на одну, за винятком того, що друга частина схеми - БЦО одержує дані для обробки від першої. Перша частина схеми зайнята лише тим, що у відповідь на вхідний сигнал Вх. намагається створити на іншому своєму вході ("-" суматора) такий же сигнал. Якби не необхідність передавати БЦО дані про свою роботу, то перша частина схеми могла б бути зроблена із чисто аналогових частин і працювала б навіть краще. У цьому випадку можна було б просто з'єднати вихід інтегратора із входом "-" суматора. У нашому ж випадку сигнал з виходу інтегратора спочатку перетворюють у цифрову форму за допомогою компаратора (однорозрядного АЦП), пропускають усередину БЦО, щоб той міг їх "зрозуміти" і знову перетворюють в аналогову форму за допомогою перемикача П (однорозрядний ЦАП), щоб сигнал став "зрозумілий" аналоговому суматору. Розглянемо кожний функціональний блок першої частини.

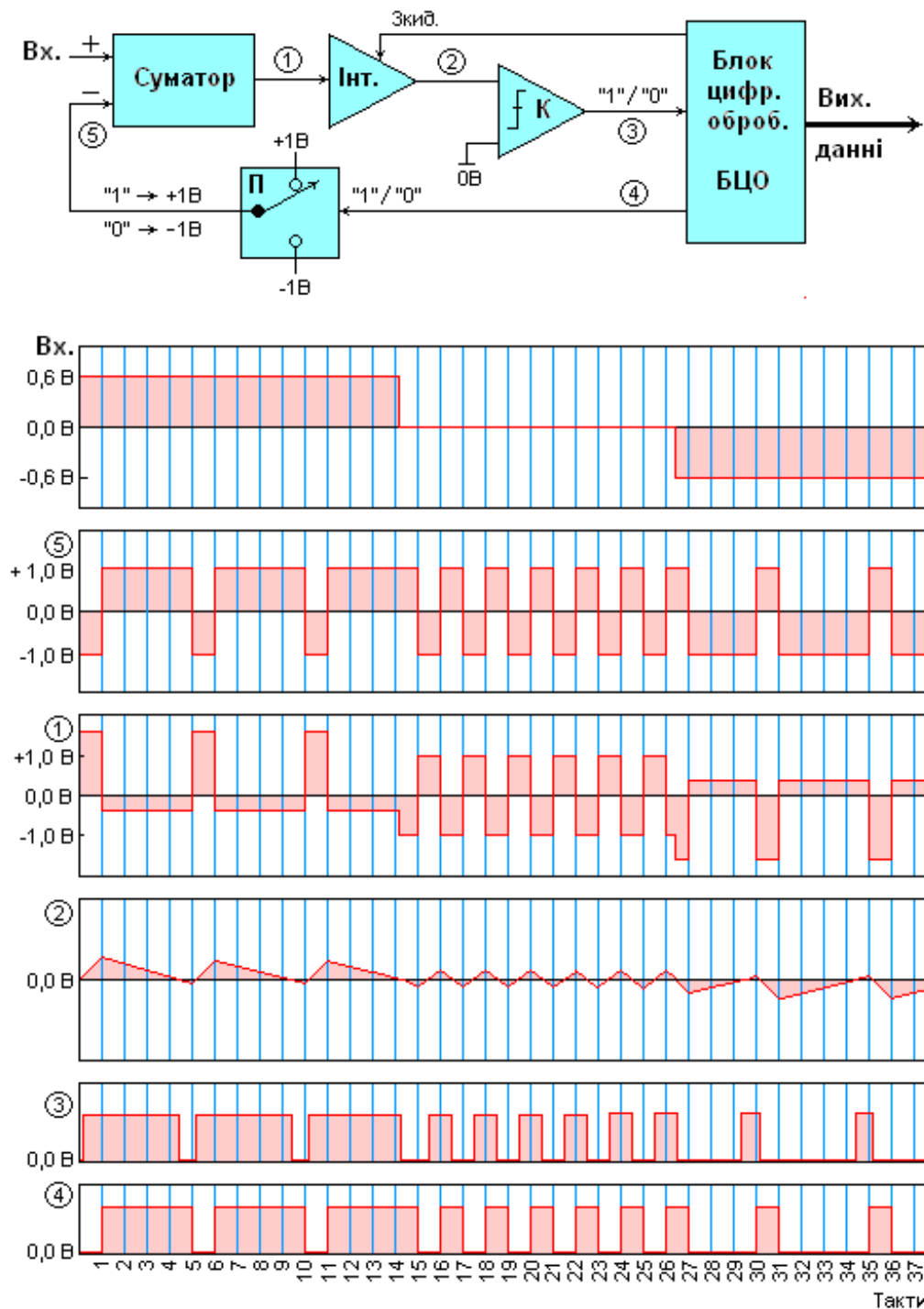


Рисунок 1.11 – Принцип роботи Сігма-дельта АЦП

Суматор. На виході суматора виводиться результат вирахування величини напруги на вході «-» з величини напруги на вході Вх. Наприклад, нехай на Вх. $+0,5\text{В}$, а на вхід «-» надходить мінус 1В ; тоді на виході суматора (у точці 1 на рисунку 1.1): $0,5 - (-1) = +1,5\text{В}$.

Інтегратор. На виході інтегратора Інт. (у точці 2 на рисунку 1.11) величина напруги, пропорційна величині його вхідної напруги й часу, протягом якого вхідна напруга прикладена до входу інтегратора з яким-небудь коефіцієнтом пропорційності. Наприклад, на вході інтегратора з'явилася постійна напруга $+0,1\text{В}$, тоді на виході почнеться лінійне наростання напруги, починаючи з тієї величини вихідної напруги, яка була до подачі $+0,1\text{В}$ на вхід інтегратора. Якщо замість $+0,1\text{В}$ подати $+1\text{В}$, наростання вихідної напруги буде відбуватися в 10 раз швидше. При подачі негативної напруги на вхід – вихідна напруга буде спадати

Компаратор. Компаратори застосовують для порівняння поточних значень двох напруг. Можна сказати, що компаратор є 1-розрядним АЦП. Якщо вхідний сигнал менше порога компаратора, то на виході компаратора, цифра 0, а якщо ні, то - 1. Компаратори також широко випускають у вигляді окремих мікросхем і в складі більш складних мікросхем, особливо в АЦП. Багато компараторів роблять із гістерезисом. Розглянемо роботу компаратора, коли на його вхід надходить сигнал, що повільно змінюється. Це аналоговий сигнал, обов'язково змішаний із шумом. Коли напруга суміші сигнал - шум перебуває на порозі перемикавання (спрацьовування) компаратора, шумові коливання напруги підсилюються підсилювачем компаратора, так, що в моменти повільних переходів вхідного сигналу через точку спрацьовування, на виході відбувається багаторазове (в "такт" вхідному шуму) перемикавання 0 на 1 і назад, замість одного перемикавання. Відбувається, так зване тремтіння. Для усунення тремтіння в деяких компараторах вводять невеликий позитивний зворотний зв'язок. Його суть полягає в тому, що невелика частина вихідного сигналу компаратора подана на його вхід. Ця додаткова частина підсумується із вхідним сигналом. У результаті цього, при зростаючому вхідному сигналі, але меншому вихідного граничного рівня, цей сигнал ще не викликає перемикавання компаратора по досягненню цього порога, тому що сигнал зворотного зв'язку (0В) "відтягає" злегка вниз вхідний сигнал. Тому компаратор перемкнеться в "1" при трохи більшій напрузі порога, ніж без зворотного зв'яз-

ку. Як тільки компаратор почне перемикатися, зростаюча напруга зворотного зв'язку прискорить процес перемикання, так, що ріст вхідного сигналу буде вже навіть не потрібний. Відбудеться перехід компаратора в "1". При зменшенні сигналу відбувається аналогічний лавиноподібний процес переходу компаратора в "0" при рівні вхідного сигналу більш низькому, ніж вихідний поріг без зворотного зв'язку. У такий спосіб у перемиканні компаратора завдяки позитивному зворотному зв'язку з'явився гістерезис.

Тут умовний знак усередині компаратора означає, що компаратор з гістерезисом.

Перемикач. Перемикач підключає свій вихід до еталонного джерела напруги +1В, якщо команда на його вході «1» і до еталонного джерела мінус 1В, якщо ця команда (точка 4 на рисунку 1.1) - «0».

На рисунку 1.1 також показана часова діаграма роботи першої частини АЦП. Вихід компаратора К надходить на регістр усередині БЦО. У цей регістр у моменти часу, обумовлені тактовою частотою (нижня частина рисунку 1.1) відбувається запис біта даних з виходу компаратора К. Вихід цього регістру підключений до керуючого входу перемикача П. Перед початком роботи БЦО скидає в нульовому такті у вихідний нульовий стан інтегратор і регістр - у результаті, на виході інтегратора перед першим тактом встановлюється нульова напруга, а на вході перемикача П - біт, рівний 0. На вході АЦП перед початком роботи в нашому прикладі була встановлена постійна напруга +0,6В. Після скидання перед 1-м тактом на виході суматора встановлюється напруга $+0,6 - (-1) = 1,6\text{В}$ (див. часову діаграму). Під дією цієї напруги на виході інтегратора починає лінійно наростати напруга. Компаратор виявляє на своєму вході ця напруга, яка перевищує його гранична напруга 0В и виставляє на своєму виході "1", яка, однак, уже не може потрапити в регістр, тому що час запису в нульовому такті вже вийшов. Перший такт записує в регістр "1" з виходу компаратора й, перемикач П подає на вхід "-" суматора +1В. Тоді на виході суматора з'явиться напруга $+0,6 - (+1) = -0,4\text{В}$. Тепер напруга на виході інтегратора почне падати, але швидкість цього падіння буде

в 4 рази менше, чим швидкість наростання перед першим тактом, тому що до входу компаратора тепер прикладена напруга в 4 рази менше по абсолютній величині ($1,6/0,4=4$). Так як швидкість спадання напруги на виході інтегратора впала, то компаратор перемкнеться в "0" тільки після 4-го такту й, тільки в 5-ому такті в регістр запишеться "0". Після 14-го такту вхідна напруга стає рівною нулю в нашому прикладі, а після 26-го такту - постійною від'ємною - мінус 0,6В. Розглядаючи потік одиниць і нулів, які з'являються на виході регістру, можна помітити, що при нульовій напрузі на вході АЦП, у кожному новому такті біт даних у регістрі міняє своє значення на протилежне, так, що середня кількість одиниць і нулів рівно один одному. При додатній напрузі на вході АЦП (0,6В) на один "0" припадає чотири "1", а при мінус 0,6В - на одну "1" припадає чотири "0". Якщо подивитися на вхід "-" суматора, то там дійсно в середньому таж напруга, що й на вході АЦП. При нульовій напрузі на вході АЦП, на вході "-" суматора $+1В -1В +1В -1В$ и т. буд. При $+0,6В$ на вході АЦП, на вході суматора $(+1В +1В +1В +1В -1В)/5 = +0,6В$. При мінус 0,6В на вході АЦП, на вході "-" суматора $(+1В -1В -1В -1В -1В)/5 = -0,6В$. Таким чином, існує однозначний зв'язок між величиною вхідної напруги сігма-дельта АЦП і процентним вмістом нулів або одиниць у потоці даних на виході згаданого раніше регістру. Оскільки на виході АЦП бажано мати дані у вигляді двійкових чисел, а не потік з одиниць і нулів, то БЦО формує із цього потоку двійкові числа, величина яких відповідає вибіркам вхідного сигналу зі стандартною частотою вибірок (наприклад, 48 або 96 кГц).

Замість компаратора (однорозрядного ЦАП) і перемикача (однорозрядного АЦП) у сігма-дельта АЦП іноді застосовують малорозрядні (порядку 4-х) ЦАП і АЦП [9].

При використанні двійкового лічильника як перетворювача бітового потоку з виходу компаратора необхідно призначати фіксований період перетворення, тривалість якого дорівнює добутку числа періодів лічильника на його тактову частоту. Після його закінчення повинне відбуватися зчитування результату, наприклад, за допомогою регістра та обнулення лічильника. У

цьому випадку сигма-дельта АЦП наближаються до багатотактних інтегруючих АЦП з точки зору завадостійкості. З цієї точки зору ефективніше використовувати цифровий фільтр з обмеженою тривалістю перехідного процесу в сигма-дельта АЦП.

Сигма-дельта АЦП зазвичай використовують цифрові фільтри з частотною характеристикою у вигляді $(\sin x/x)^3$. Передавальна функція такого фільтра в z -області визначається виразом

$$W(z) = \left[\frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \right]^3 \quad (1.3)$$

де M — ціле число, встановлене програмним забезпеченням, що дорівнює відношенню тактової частоти модулятора до частоти підрахунку фільтра. (Частота дискретизації - це частота оновлення даних) Наприклад, для АЦП AD7714 це число може приймати значення від 19 до 4000 [10]. У частотній області модуль передаточної функції фільтра

$$H(f) = \left[\frac{\sin(M\pi f / f_{\text{ТАКТ}})}{M \sin(\pi f / f_{\text{ТАКТ}})} \right]^3, \quad (1.4)$$

де $f_{\text{ТАКТ}}$ — тактова частота імпульсів.

На рисунку 1.12 На рисунку наведена амплітудно-частотна характеристика цифрового фільтра, яка побудована за виразом (4) при $f_{\text{ТАКТ}}=38,4$ кГц і $M=192$, що дає значення частоти дискретизації, що є така ж, як у фільтра АЦП. Перша частота придушення $f_{\text{ом}}=50$ Гц є постійною [6].

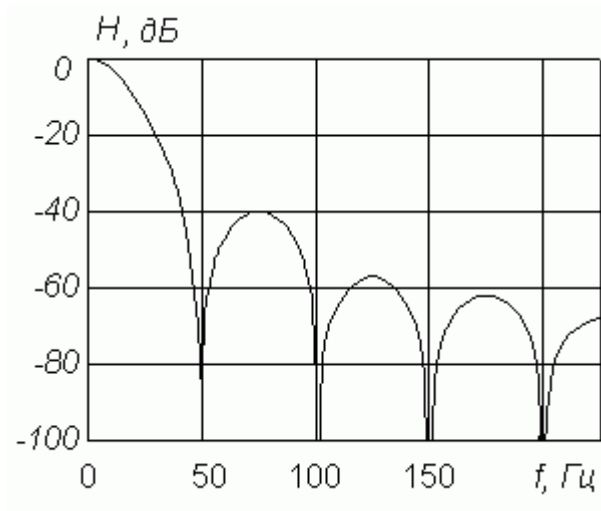


Рисунок 1.12 – АЧХ цифрового фільтра сігма-дельта АЦП

Крім того, використання цифрового фільтра низьких частот як частини сигма-дельта АЦП замість лічильника викликає перехідні процеси, коли змінюється вхідна напруга. Як випливає з назви, цифрові фільтри з обмеженою тривалістю перехідних процесів мають кінцевий час встановлення, який для фільтрів типу $(\sin x/x)^3$ становить чотири періоди частоти рахунку, а для фільтрів початкового обнулення - три періоди. Це може погіршити продуктивність системи збору даних на основі сигма-дельта АЦП. Тому були виготовлені мікросхеми AD7730 і AD7731, які оснащені складними цифровими фільтрами і забезпечують перемикання каналів з часом встановлення 1 мс при збереженні ефективної розрядності не менше 13 біт (так званий режим Fast-Step). Як правило, цифрові фільтри виготовляються на тому ж кристалі, що і модулятор, але іноді вони виготовляються у вигляді двох окремих мікросхем (наприклад, AD1555 - модулятор четвертого порядку і AD1556 - цифровий фільтр) [5].

Порівняння сігма-дельта АЦП із АЦП багатотактного інтегрування показує значні переваги перших. Насамперед, лінійність характеристики перетворення Сигма-дельта АЦП вищій, ніж аналогічний багатотактний інтегрований АЦП. Це пояснюється тим, що інтегратори сигма-дельта АЦП працюють у більш вузькому динамічному діапазоні, і нелінійності в перехідних характеристиках підсилювачів, з яких побудовані інтегратори, зазнають значно

меншого впливу. Ємність інтегруючого конденсатора в сигма-дельта АЦП значно менша (десятки пікофарад), тому цей конденсатор можна виготовити прямо на кристалі ІМС. Як наслідок, сигма-дельта АЦП має мало зовнішніх компонентів, що значно зменшує його площу на платі та знижує рівень шуму. Так, наприклад, AD7714 24-розрядний сигма-дельта АЦП виготовляється як монолітна мікросхема в 24-контактному корпусі, розсіює 3 мВт і коштує близько 14 доларів США, тоді як HI-7159 18-розрядний, 8-тактний інтегруючий АЦП розсіює 75 мВт за ціною приблизно 30 дол. Крім того, сигма-дельта АЦП починає видавати правильні результати після 3-4 відліків після стрибка вхідного сигналу, зі значеннями, рівними 50 Гц і 20 розрядах для першої частоти відхилення. складає 60-80 мс, а мінімальний час перетворення АЦП типу HI-7159 для 18 ти розрядів і тієї же частоти режекції складає 140 мс. На теперішній час низка провідних по аналого-цифровим ІМС виробників, такі як Analog Devices та Burr-Brown, зупинили виробництво АЦП багатотактного інтегрування, перейшовши в область аналого- цифрового перетворення високої розрядності на сигма-дельта АЦП [11].

Сигма-дельта АЦП високої розрядності мають розвинуту цифрову частину, яка включає мікроконтролер. Це дозволило реалізувати режими автоматичної установки нуля та самокалібрування повної шкали, а також зберігти калібровані коефіцієнти і передавати їх за запитом зовнішнього процесора [9].

1.7 Послідовний інтерфейс Σ - Δ АЦП

Послідовний інтерфейс Σ - Δ АЦП із процесорами апаратно реалізується досить просто. Наприклад, для зв'язку 24-розрядного трьохканального АЦП AD7714 з мікроконтролером 80C51 у найпростішому випадку потрібно всього дві лінії (рис. 1.13).

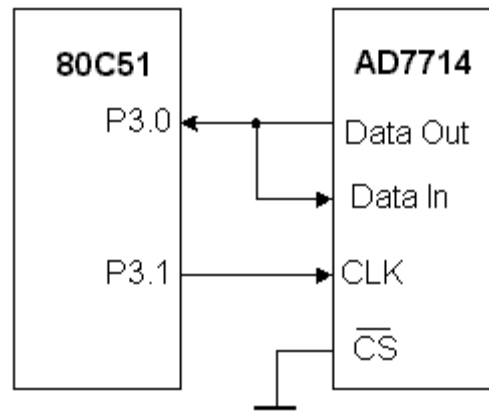


Рисунок 1.13 – Підключення Σ - Δ АЦП до мікроконтролера сімейства MCS51

АЦП керується за допомогою декількох внутрішніх регістрів. Це: регістр обміну, регістр режиму, два регістри фільтра, три регістри калібрування нуля шкали, три регістри калібрування повної шкали та регістр даних. Дані в ці регістри записуються через послідовний інтерфейс; цей ж інтерфейс дозволяє також зчитувати дані з зазначених регістрів. Будь-яке звертання до будь-якого регістра повинне починатися з операції запису в регістр обміну. Після вмикання живлення чи ініціалізації АЦП очікує запису в регістр обміну. Дані, які записуються в цей регістр, визначають тип наступної операції (читання чи запис), а також до якого регістра буде відбуватися звертання. Програма взаємодії мікроконтролера з АЦП включає наступну послідовність операцій:

1. Запис у регістр обміну: задається вхідний канал.
2. Запис у верхній регістр фільтра: встановлюються 4 старших біти слова фільтра, а також встановлюється біполярний/уніполярний режим та довжина вихідного слова.
3. Запис у нижній регістр фільтра: встановлюються 8 молодших бітів слова фільтра.
4. Запис у регістр режиму: встановлюється коефіцієнт підсилення, ініціюється автокалібрування.

5. Опитується сигнал, що вказує на наявність у регістрі даних нового результату перетворення.
6. Читання результату з регістра даних.
7. Циклічний повтор дій 5 та 6, поки не буде зчитана задана кількість відліків.

1.8 Порівняння деяких сучасних Σ - Δ АЦП

Робота сучасних електронних пристроїв неможлива без використання в них елементів, що забезпечують перетворення інформації. Такими елементами є аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі.. Приведена порівняльна характеристика по параметрах окремих типів АЦП фірми Linear Technology і фірм Analog Devices, Texas Instruments показує найсучасніші розробки в даній галузі [19].

Сучасне устаткування телекомунікаційних систем, систем управління і інше устаткування різного функціонального призначення вимагає наявності в своєму складі пристроїв, які здійснювали б перетворення аналогового сигналу в цифровий і назад. Це необхідно для його обробки з метою виділення з нього корисної інформації і ухвалення рішення. Ці функції виконують аналого-цифрові і цифро-аналогові перетворювачі.

Продукцію такого функціонального призначення випускають багато виробників електронних компонентів, серед яких і фірма Linear Technology.

Фірма Linear Technology випускає АЦП з послідовними і паралельним інтерфейсом, одноканальні і багатоканальні (з мультиплексором), з розрядністю 8 , 10 ,12, 14 , 16 , 20 і 24 біт.

Серед великої різноманітності АЦП , що випускаються цією фірмою, останнім часом на ринку з'явилися нові розробки в цій області. Це, перш за все:

Швидкодіючі АЦП;

Одноканальні і багатоканальні дельта-сігма АЦП з симетричними і несиметричними входами;

Швидкодіючі АЦП мають:

частоту дискретизації до 80 МГц;

- смугу пропускання до 240 МГц;
- високий динамічний діапазон і відношення сигнал/шум на виході;
- цифрові виходи сумісні з 5 В, 3 В, 1,8 В і LVDC логічними рівнями;
- сумісні між собою по виводах корпусу.

Типи і основні параметри швидкодіючих АЦП представлені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Типи і основні параметри швидкодіючих АЦП

Тип	Смуга пропускання, МГц	Розряд, біт	Частота дискрет., МГц	Сигнал/шум, дБ	Динаміч. діапазон, дБ
LTC1748	240	14	80	76	90
LTC1742	240	14	65	76	90
LTC174	240	14	25	77.5	96
LTC1747	240	12	80	72	87
LTC1741	240	12	65	72	87
LTC1743	150	12	50	72.2	85
LTC1745	240	12	25	72.5	96

Порівняємо основні параметри АЦП цього типу з параметрами аналогічних АЦП фірми Analog Devices. Порівняльна характеристика для 14-розрядного АЦП типу LTC1748 представлена в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2 – Порівняльна характеристика для 14 розрядних АЦП типу LTC1748

Параметри	LTC1748	AD6645-80
Частота дискретизації, МГц	80	80
Споживана потужність, мВт	1550	1750
Напруга живлення, В	5	5
Інтегральна нелінійність, ЕМР max	3	5
Сигнал/шум, дБ	76,3	74,5
Динамічний діапазон, дБ	90	89

Порівняння параметрів АЦП цього типу показує, що при рівності частот дискретизації, розрядності і напрузі живлення по останніх параметрах LTC1748 перевершує AD6645-80.

Порівняльна характеристика для 14 розрядного АЦП типу LTC1742 представлена в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 – Порівняльна характеристика для 14 розрядних АЦП типу LTC1742

Параметри	LTC1742	AD6644-65	ADS5422	AD9244-65
Частота дискретизації, МГц	65	65	62	65
Споживана потужність, мВт	1370	1500	1400	640
Напруга живлення, В	5	5	5	3
Інтегральна нелінійність, ЕМР	3 max	0.5 номин.	4 номин.	1.4 номин.

Продовження таблиці 1.3

Сигнал/шум, дБ	76.5	73.5	71	73
Динамічний діапазон, дБ	90	85	81	86.4
Корпус	48 TSSOP	52 LQFP	64 LQFP	48 LQFP
Площа корпусу, мм ²	104	144	63	63

З таблиці видно, що LTC1742 має кращі параметри по співвідношенню сигнал/шум і динамічному діапазону, а також гарантовану інтегральну нелінійність рівну трьом інтервалам дискретизації по рівню. На рис. 1.4 приведені залежності відношення сигнал/шум від частоти дискретизації для 12 і 14 розрядних АЦП фірми Linear Technology і АЦП інших фірм. За інших рівних умов АЦП, забезпечуюче вище співвідношення сигнал/шум на виході, може перетворювати слабкіші сигнали.

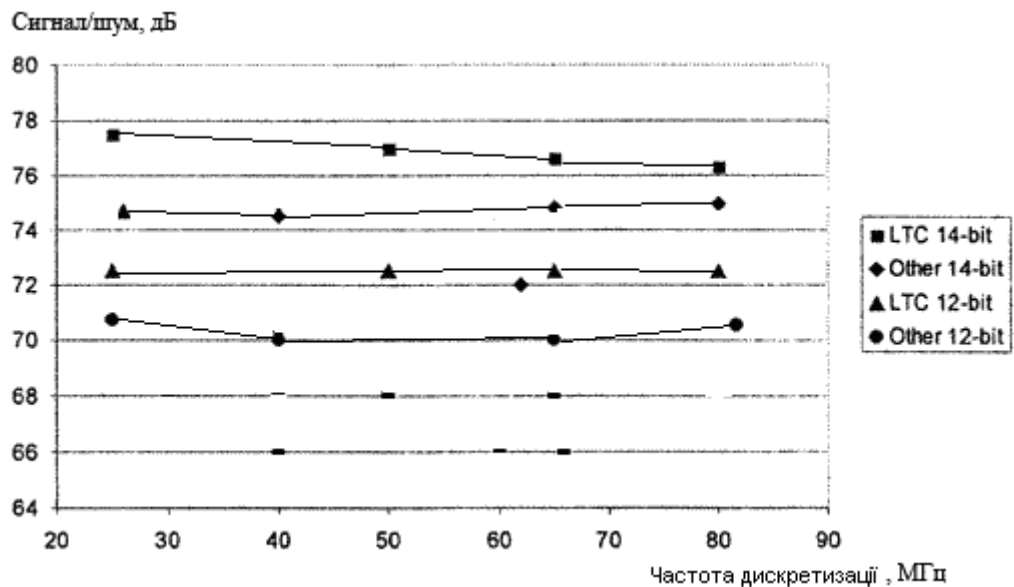


Рисунок 1.14 – Залежність відношення сигнал/шум від частоти дискретизації

Високе значення цього параметра у АЦП фірми Linear Technology дозволяє обробляти сигнали з гіршим відношенням сигнал/шум, що діє на його

вході, при одній і тій же розрядності. Таким чином, швидкодіючі АЦП фірми Linear Technology мають краще співвідношення сигнал/шум, дуже хороший динамічний діапазон і малу споживану потужність [20].

Одноканальні і багатоканальні дельта-сігма АЦП мають:

- високу роздільну здатність до 24 біт;
- немає затримки у видачі результату перетворення;
- низький рівень шуму 200 нА при частоті дискретизації 7,5 Гц;
- програмно встановлювану частоту дискретизації від 7,5 Гц до 3,5 кГц;
- підсилювачі на кристали, що дозволяє перетворювати сигнали безпосередньо, що поступають з датчиків фізичних величин без використання додаткових підсилювачів;
- низьку споживану потужність.

Типи і основні параметри Σ - Δ АЦП представлені таблиці 1.4.

Таблиця 1.4 - Типи і основні параметри Σ - Δ АЦП

Тип	Роз- рядн., біт	Число каналів	Частота дис- кретизації, Гц	Шуми, мкВ	Споживана поту- жність, мВт
LTC2440	24		3500	0.2	55
LTC2410	24		7.5	0.8	1
LTC2413	24		7.5	0.8	1
LTC2412	24	2	7.5	0.8	1
LTC2418	24	16/8	7.5	1	1
LTC2414	24	8/4	7.5	1	1
LTC2415	24		15	1.1	1
LTC2411	24		7.5	1.45	1

Продовження таблиці 1.4

LTC2408	24	8	7.5	1.5	1
LTC2404	24	4	7.5	1.5	1
LTC2402	24	2	7.5	3	1
LTC2401	24		7.5	3	1
LTC2435	20		15	4	1
LTC2431	20		7.5	2.8	1
LTC2430	20		7.5	2.8	1

Джерела сигналу до входів дельта-сигма АЦП тип LTC2418 і LTC2414 можуть підключатися як симетрично, так і несиметрично. Отже, число каналів може бути 8/16 або 4/8 відповідно. З таблиці видно, що при заданій розрядності, збільшення частоти дискретизації приводить до збільшення споживаної потужності. Проте, змінюючи частоту дискретизації можна підібрати таку розрядність, при якій забезпечується необхідна роздільна здатність, а споживання енергії від джерела живлення мінімально.

Порівняємо основні параметри АЦП цього типу з параметрами аналогічного АЦП фірми Texas Instruments.

Таблиця 1.5 – Порівняльна характеристика для 16 розрядного дельта-сигма АЦП типу LTC2433

Параметри	LTC2433	ADS1100
Шуми, мкВ	1,45	4
Розрядність при частоті дискр. 100Гц, біт	17	12
Інтегральна нелін., ЕМР	3	8

Продовження таблиці 1.5

Помилка зміщення,ЕМР	1	2,5 до 20
Помилка підсилення,ЕМР	3	65
Температурний коеф,мкВ/С	0,2	8
Корпус	MSOP-10	SOT-23

Результати порівняння показують, що Σ - Δ АЦП фірми Linear Technology мають значно кращі параметри.

2 АНАЛІЗАТОР ЄМНОСТІ НА ОСНОВІ СІГМА-ДЕЛЬТА АЦП

Ємнісні датчики мають високу точність і досить низку вартістю. Однак розробники, що вирішили застосувати ємнісні датчики у своїй конструкції, змушені передбачити спочатку перетворення ємності в напругу, а потім перетворення цієї напруги в цифровий сигнал за допомогою прецизійного АЦП. Складність конструкції, витрати часу на розробку прототипу й тестування системи найчастіше змушують розроблювача використовувати інші типи датчиків. У підсумку система може виявитися більш дорогою, менш точною, або й те й інше відразу.

Хоча ємнісні датчики часто застосовуються в різних пристроях, існує багато варіантів їх підключення, зв'язаних з певними проблемами з точки зору схем формування сигналу. Однак існує новий підхід – перетворення ємності в код за допомогою сігма-дельта модулятора, який звичайно є частиною прецизійного АЦП; сігма-дельта модулятор може працювати в якості засобу прямого перетворення ємності в цифровий код. Але перш ніж більш докладно розглядати пристрій перетворювача ємності в цифровий код, необхідно зазначити, де застосовуються ємнісні датчики.

Ємнісні датчики змінюють свою ємність у відповідь на зміну якої-небудь фізичної величини. Вони застосовуються в різних системах і їх область застосування неухильно розширюється – від найбільш дорогих і прецизійних промислових і медичних систем до простих і дешевих побутових пристроїв. Ємнісні датчики застосовуються в пристроях виміру вологості, тиску й положення. Також на принципі виміру ємності засновані безконтактні перемикачі, датчики наближення, датчики відбитків пальців, вимірювачі рівня рідини, вимірювачі властивостей матеріалів, якості нафтопродуктів, різноманітні датчики положення та багато інших [7].

2.1 Підключення ємнісних датчиків

Звичайно від розробника, що намагається застосувати ємнісний датчик, вимагається реалізувати недорогий, точний пристрій, до входу якого підключається вимірювана ємність. У загальному виді, вимірювання ємності проводиться за рахунок подачі на електроди ємнісного датчика сигналу збудження. Зміна ємності датчика перетвориться в зміну напруги, струму, частоти або ширини імпульсів. Існує кілька типових методів виміру ємності.

"Прямий" метод пояснюється зарядженням конденсатора від джерела струму протягом певного часу й потім вимірювання напруги на конденсаторі. Цей метод вимагає наявності прецизійного джерела дуже маленького струму й високоімпедансного входу вимірювання напруги.

Другий метод пояснюється використанням вимірюваної ємності в якості часозадаючої в RC-генераторі з наступним виміром постійної часу, частоти або періоду. Цей метод простий, але звичайно не забезпечує високої точності.

Ще один підхід полягає у вимірі імпедансу конденсатора на змінному струмі. Джерело синусоїдального сигналу підключається до конденсатора, і при цьому виміряється напруга й струм через конденсатор. При використанні чотирипровідного логотричного підключення (при якому вимірюється співвідношення імпедансів) і синхронного демодулятора можна одержати найбільш точний результат. Однак така схема дуже складна й складається з багатьох компонентів.

Найпоширеніший метод виміру ємності прецизійного датчика з малою величиною ємності полягає в застосуванні зарядового підсилювача, який перетворить співвідношення вимірюваної й опорної ємностей у сигнал напруги. Така схема поставляється у вигляді спеціалізованих мікросхем і підходить для деяких систем при більших обсягах виробництва [12].

У всіх описаних методиках ємність спочатку перетвориться в напругу, яка потім перетвориться в цифровий код за допомогою прецизійного анало-

го-цифрового перетворювача (АЦП). У більшості систем необхідне перетворення сигналу в цифрову форму. Є одна істотна перевага представлення сигналу в цифровій формі, навіть якщо зрештою нам потрібен аналоговий сигнал у вигляді напруги або струму в діапазоні 4–20 мА. Ця перевага полягає в тому, що лінеаризацію сигналу датчика, температурну компенсацію, калібрування – усе це набагато легше виконати в цифровому вигляді, ніж в аналоговому. Дуже важливий аспект при проектуванні схем із прецизійними ємнісними датчиками – це спосіб підключення датчика до схеми. Часто буває, що розроблювальний пристрій повинний мати досить обмежені розміри, і схема обробки сигналу повинна бути досить компактною для задоволення цим вимогам.

Іноді необхідно, щоб датчик був підключений до пристрою досить довгим кабелем. Перешкоди, що діють на цей кабель, можуть суттєво спотворити сигнал з датчика, ємність якого найчастіше становить одиниці пікофарад. Більше того, якщо відстань від датчика до пристрою обробки сигналу занадто велика, то методи вимірів, чутливі до ємності сполучного кабелю або до струмів витоку, можуть виявитися зовсім неприйнятними.

2.2 Сіigma-дельта перетворювач ємності в цифровий код (CDC)

Добре розроблена технологія сіigma-дельта перетворення вже багато років застосовується в АЦП із високою розрядністю. На рисунку 3 спрощено показана архітектура стандартного промислового сіigma-дельта АЦП. Конденсатори S_{vh} і S_{op} періодично перемикаються між входом сигналу й джерелом опорної напруги U_{vh} і U_{op} , і вони "накачують" заряд інтегратора Сінт.

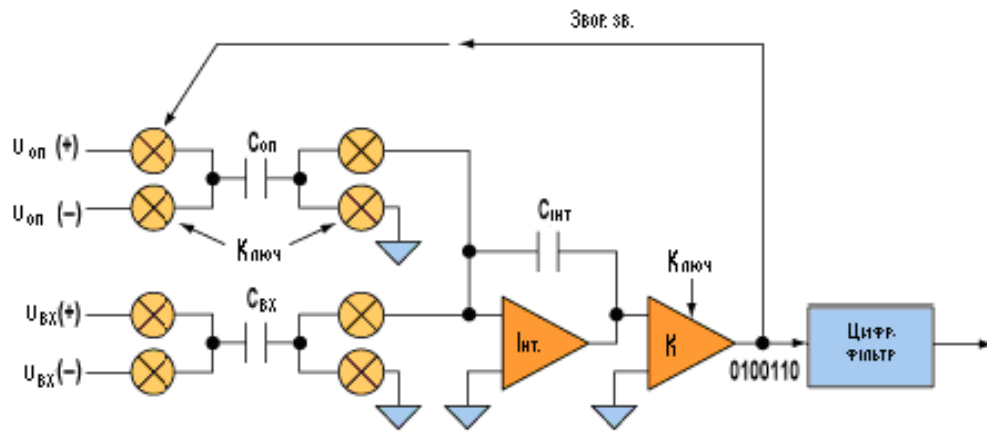


Рисунок 2.1 – Спрощена структурна схема сігма-дельта АЦП

Компаратор контролює рівень сигналу на виході інтегратора й управляє фазою перемикання вхідного ключа, замикаючи петлю зворотного зв'язку і в такий спосіб компенсуючи заряди, що протікають через сигнальний ($U_{вх}$) і опорний ($U_{оп}$) ланцюги.

Однобітний потік нулів і одиниць, показаний на рисунку 2.1 на виході компаратора, міняється відповідно до величини заряду, необхідного для балансування ланцюга. Цей заряд пропорційний напрузі і ємності. Тому що ємність конденсатора в АЦП має фіксовану величину, щільність одиниць в однобітовому потоці відповідає співвідношенню напруг на сигнальному вході ($U_{вх}$) і на вході опорної напруги ($U_{оп}$). Потім цифровий фільтр обробляє цей однобітний потік даних і формує результат перетворення в цифровому виді.

Така архітектура по своїй суті є надзвичайно ефективною з погляду лінійності й точності, однак особливістю даної архітектури є балансування між роздільною здатністю й швидкодією (частотою відновлення даних на виході). Якщо цифровий фільтр накопичує більше однобітних даних, це вимагає більше часу для обробки, але забезпечує в результаті більше розрядів "без тремтіння". Роздільна здатність обмежена тільки шумом системи. Частота відновлення даних на виході обмежена максимальною тактовою частотою, яка відповідає швидкості спрацьовування електронних ключів, смузі частот інтегратора й швидкодії компаратора.

У звичайному сігма-дельта АЦП відбувається перемикання конденсаторів фіксованої величини й за рахунок цього досягається зрівноваження заряду між змінним сигналом на аналоговому вході й постійним сигналом джерела опорної напруги. Але якщо заряд пропорційний напрузі і ємності, чому б не зафіксувати вхідну напругу й замість цього міняти ємність? Така схема сігма-дельта модулятора показана на рисунку 2.2.

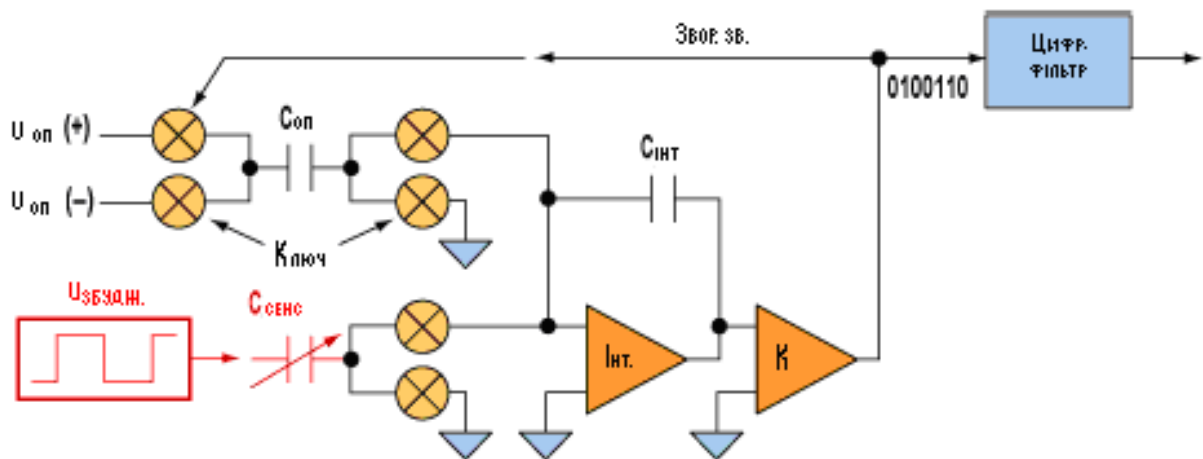


Рисунок 2.2 – Сігма-дельта АЦП у якості прямого вимірювача ємності

Фіксовану вхідну напругу можна розглядати як напругу порушення. Конденсатор, ємність якого змінюється, будемо розглядати як ємнісний датчик. У результаті вихідний код буде відповідати співвідношенню ємності датчика й опорної ємності $C_{оп}$.

Цей новий підхід дозволяє здійснити пряме підключення ємнісного датчика до сігма-дельта перетворювача, що саме по собі забезпечує такі переваги, як висока роздільна здатність, точність і лінійність. Крім того, є й інші особливості використання описаної схеми в реальній системі.

Такий інтерфейс не чутливий до величини ємності між виводами датчика й "землю" або до струму витoku на "землю", якщо ці величини перебувають у межах, характерних для реальних конструкцій.

Перетворювач ємності у цифровий код може бути втілений повністю у вигляді однокристального пристрою, що в результаті забезпечує високий ступінь інтеграції, простоту реалізації схеми, високу повторюваність, високу

надійність, і – останнє в переліку, але не по значущості – значне зниження собівартості проекту.

2.3 Ємнісний датчик довжини/переміщення

Як приклад простого й дешевого ємнісного датчика ми обрали ємнісний датчик довжини/переміщення. Принцип його роботи простий: смужка, виконана з діелектричного матеріалу з відомою діелектричною проникністю, переміщається між двома нерухливими пластинами. Ємність між пластинами при цьому змінюється залежно від положення пластини (рисунки 2.3).

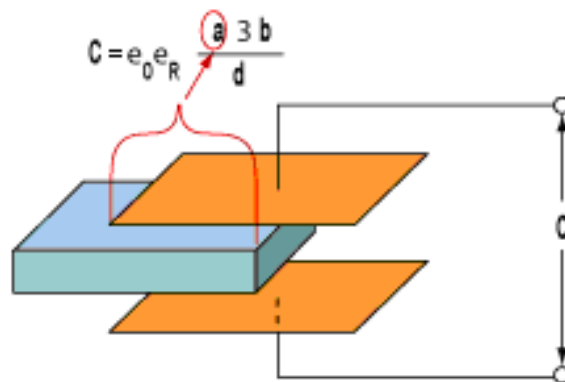


Рисунок 2.3 – Принцип дії датчика переміщення

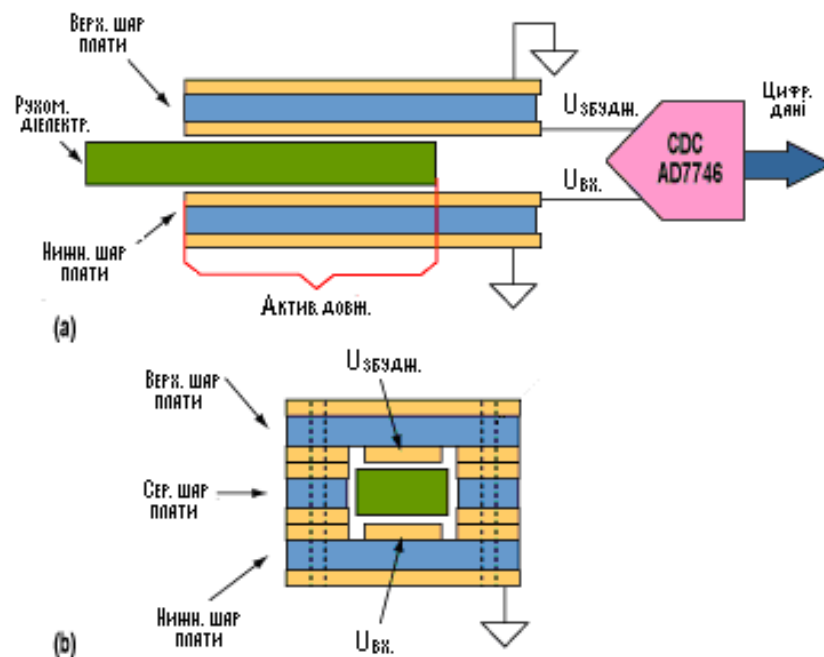


Рисунок 2.4 – Конструкція датчика довжини/переміщення

Зовнішні шари мідної фольги, невикористовувані області, а також наскрізні переходи з'єднані з "землею" і формують екран, що захищає датчик від зовнішніх впливів. Рухлива смужка діелектрика виготовлена з того ж матеріалу (склотекстоліту), що й друкована плата, але не має шару міді (рисунок 2.4).

2.4 Застосування датчика довжини/переміщення

Описаний вище ємнісний датчик переміщення виконаний на оціночній платі набору EVAL-AD7745/46EB [13]; вона виготовлена зі звичайного склотекстоліту товщиною 1.5 мм, із двостороннім фольгуванням (рисунок 2.5). Рухлива смужка має ширину 10 мм. Початкова ємність (коли смужка не всунута в зазор) становить 4.5 пФ [5].

Ємність змінюється приблизно на 0.126 пФ на міліметр при русі смужки в зазорі між пластинами конденсатора.

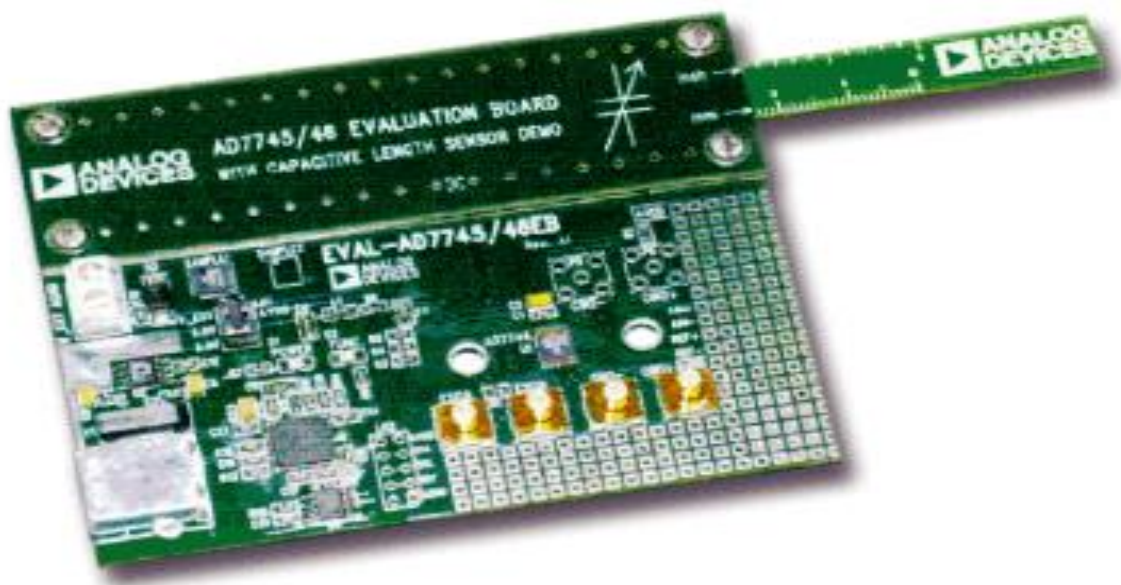


Рисунок 2.5 – Зовнішній вигляд оціночного набору EVAL-AD7745/46EB з датчиком переміщення

Датчик підключений безпосередньо до перетворювача CDC, і в такий спосіб уся схема перетворювача складається з однієї ІС (рисунок 2.6).

Перетворювач розташований близько до датчика. Уся схема розташована на тій же друкованій платі, що й датчик.

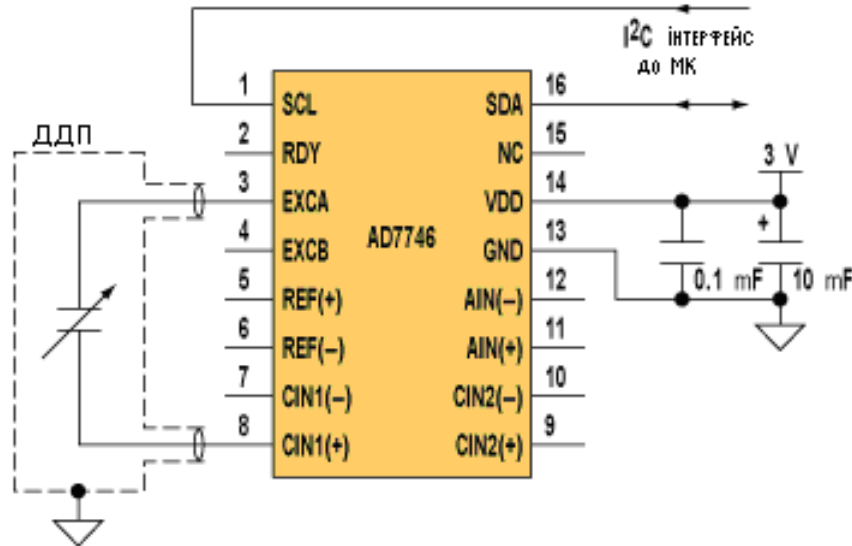


Рисунок 2.6 – Схема підключення ємнісного датчика до ІС AD7746

Перетворювач нечутливий до паразитної ємності між електродами датчика й "землю", і це сильно спрощує завдання екранування датчика. Навіть доріжки від датчика до перетворювача можна оточити "земляною" поверхнею, одержавши в підсумку структуру, подібну коаксіальному кабелю.

Перетворювач AD7746, який використовується в цьому прикладі, має діапазон вимірюваної ємності ± 4 пФ. Цей діапазон за рахунок конфігурування перетворювача можна "змістити" на 17 пФ. Типова величина роздності в діапазоні ± 4 пФ становить 18 розрядів (без тремтіння). Інтегральна нелінійність CDC не менше 0.01%, за рахунок заводського калібрування похибка посилення не перевищує 4 фф.

Зіставлення параметрів датчика й перетворювача дає нам наступні цифри: повний діапазон переміщення становить близько 65 мм, інтегральна лінійність ± 7 мм. Однак ці цифри – теоретичні, у реальній конструкції вони можуть відрізнятись. Механічна точність датчика й стабільність його характеристик – ось основні джерела похибок, що знижують точність усієї систе-

ми. Крім того, деформації електричного поля на кінцях датчика можуть привести до нелінійності його характеристики перетворення. Ще одним параметром, що характеризують точність, є температурний дрейф характеристик. Діелектрична проникність рухливої частини датчика змінюється з температурою, і розміри датчика також змінюються з температурою. Власне перетворювач CDC має величину дрейфу близько $-25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Однак ці похибки можуть бути компенсовані. Якщо температурний дрейф датчика відомий, а значення температури обмірюване, то в алгоритмі керуючого контролера можна передбачити компенсацію температурної похибки.

Альтернативний метод компенсації такий: можна вимірювати ємність конденсатора, зробленого у вигляді точно такого ж "сендвіча", що й основний датчик, а потім обчислювати результат порівняння ємності датчика й цього "опорного" конденсатора.

Майже всі комерційні мікросхеми представлені на ринку мають вбудований температурний датчик, а також другий канал виміру ємності, так що на базі ІС можна реалізувати кожний з описаних підходів. ІС в основному призначені для роботи в температурному діапазоні $-40^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$, що дозволяє розміщати їх поблизу датчика. У такому випадку температура кристала і температура датчика будуть досить близькі. Але в ІС такого виду є також стандартний диференціальний вхід напруги й вхід опорного джерела, тому до них з легкістю можна підключити зовнішній датчик температури (термістор або резистивний температурний датчик).

2.5 Цифро-аналогова гібридна система на кристалі для вимірювання та керування ємнісним датчиком

Вимірювання фізичних величин на основі визначення ємності має низьку вартість, мініатюрність і високу точність. Ця схема виявлення зазвичай використовується в області інерційних вимірювань, таких як гіроскопи, акселерометри [1, 2] і датчики кутового переміщення [3]. Використання даного типу датчика необхідно забезпечити аналоговим сигналом управління. Після

визначення значення ємності воно перетворюється в цифрову величину через схему C/V і схему АЦП і демодулюється відповідно до методу модуляції сигналу [4]. Обговорювана схема обробки спочатку була побудована з використанням дискретних пристроїв. Щоб досягти вищої системної інтеграції, низького енергоспоживання та мати можливість застосовувати складні алгоритми обробки, оцифровка схем обробки стає все вищою, і специфічні інтегральні схеми (ASIC) стали тенденцією розвитку для заміни дискретних пристроїв [5].

Реалізація ASIC аналогової частини схеми обробки наразі відносно зріла. Хоу та ін. у 2019 році повідомили про аналоговий інтерфейс ASIC для ємнісного датчика кута, який складається з C/V перетворювача та АЦП [6]. У 2019 році Lv та ін. також представив аналоговий інтерфейс ASIC, який складається з перетворювача C/V і АЦП BPSDM [7], і схема використовується для вібраційних гіроскопів мікроелектромеханічних систем (MEMS). У 2020 році Джу та ін. повідомили про безперервний BPSDM з автоматичним налаштуванням для виявлення сигналу ємності MEMS-гіроскопів [8]. Подібні схеми інтерфейсу [2, 9, 10] відрізняються в основному C/V перетворювачем і АЦП. У сфері інерційних вимірювань ASIC інтерфейсу, заснована на виявленні ємності, продовжує покращувати продуктивність з точки зору рівня шуму, динамічного діапазону та співвідношення сигнал/шум.

Цифрова обробка сигналу, задіяна в схемі вимірювання та керування, спочатку була реалізована в дискретних пристроях. Схема цифрової фазової демодуляції сигналу гіроскопа, реалізована на друкованій платі (PCB), згадана в [11], є типовим прикладом. Використання цифрового сигнального процесора (DSP) для програмної реалізації алгоритму управління, метод демодуляції має більш високу гнучкість і надійність. Інерційний вимірювальний пристрій MEMS (IMU), представлений Гейгером та ін. [12] базується на згаданій вище схемі обробки сигналів. Обробка сигналу на DSP має проблеми з невідповідністю фази та продуктивністю сигналу в реальному часі. Реалізація алгоритмів обробки сигналів на програмованій венти́льній матриці (FPGA)

на рівні схеми може вирішити вищезазначені проблеми та стати основним рішенням. У відповідних роботах [7, 10, 13, 14, 15, 16] дослідники повідомили про свої випадки вимірювання та керування сигналами на основі ПЛІС у сфері інерціальних вимірювань. Коли схеми цифрової обробки сигналів розроблені та виготовлені з використанням технології інтегральних схем, вони можуть досягти продуктивності, що перевищує продуктивність рішень FPGA, про що також повідомляється в деяких продуктах [12, 17].

Щоб впоратися з різними сценаріями використання та поєднати алгоритми керування та компенсації, тенденцією розвитку рішень цифрової інтеграції є використання рішень SoC для реалізації програмно визначених параметрів і структур схеми. Крім того, цифрово-аналогова гібридна система на чіпі може забезпечити кращу інтеграцію та зниження вартості [5]. У практичних застосуваннях злиття інформації датчиків є дуже широким, і конструкція єдиного чіпа вимірювання та керування, сумісного з кількома датчиками, також є тенденцією розвитку, яка відіграє важливу роль у розвитку мініатюризації та низького енергоспоживання термінального обладнання. Базуючись на основному рішенні, яке складається з аналогової схеми інтерфейсу ASIC і FPGA для реалізації цифрових алгоритмів, запропоноване рішення в цьому документі полягає в об'єднанні двох частин в одному чіпі, що ще більше покращує інтеграцію системи. З точки зору сумісності, у цьому документі запропоновано загальну модель сигналу та описано дизайн архітектури на рівні схеми, який реалізує одну мікросхему для роботи з різними сигналами датчиків.

Система включає аналоговий C/V перетворювач, BPSDM, цифрову систему на базі Cortex-M3 [18] процесор, виділена схема демодуляції на основі алгоритму LMSD, цифровий BPSDM і цифровий аналоговий перетворювач (ЦАП) управління струмом. Система містить два канали демодуляції сигналу та два канали виведення сигналу керування змінним струмом. Спеціальна схема демодуляції може демодулювати цифрові величини у формі тригонометричних функцій для отримання інформації датчика. Чіп був виготовлений

на плівку за технологією SMIC 180 нм і перевірених на продуктивність, а його сумісність із датчиком перевірено в експерименті з розгорткою частоти гіроскопа MEMS і тесті на демодуляцію датчика кутового зміщення. У наступному розділі буде розглянуто опис архітектури SoC.

2.6 Загальний опис архітектури та функцій розробленого SoC

Спрощена архітектура розробленої SoC показана на рисунку 2.7. Сигнал ємності від датчика перетворюється в цифровий сигнал аналоговою схемою зчитування, а інформація вимірювання обчислюється в системі цифрової обробки. Програма, що виконується в процесорі, може конфігурувати параметри схеми цифрової демодуляції та керуючої схеми, а потім виводити керуючий сигнал у формі тригонометричної функції через ЦАП.

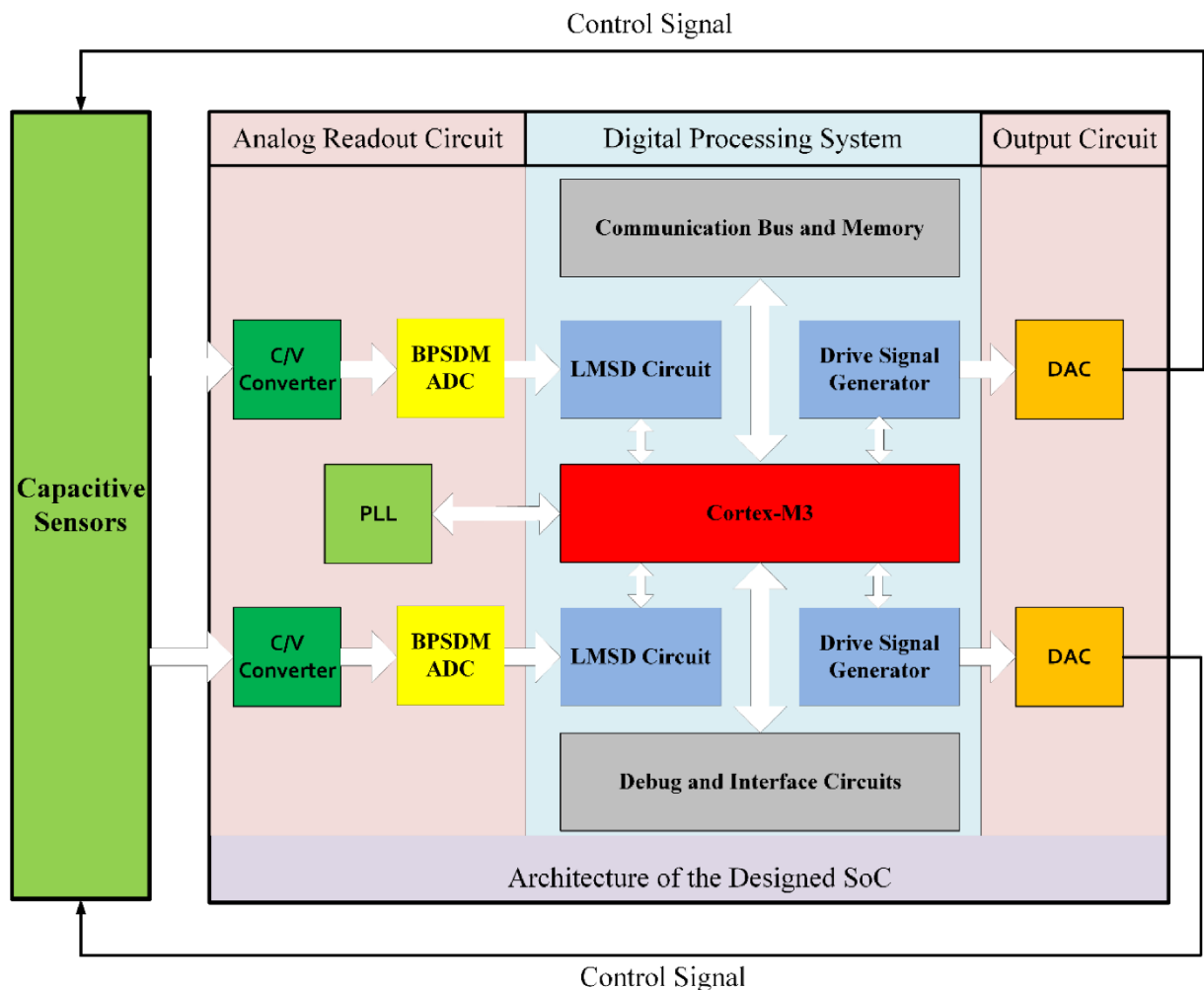


Рисунок 2.7 – Схема архітектури SoC

Система забезпечує два канали для приводу датчика та виявлення сигналу. Параметри схеми та сигнали приводу можна регулювати за допомогою програмного забезпечення для реалізації замкнутого циклу керування. Для контролю та вимірювання MEMS-гіроскопів, акселерометрів і датчиків кутового переміщення достатньо конфігурації системи. Більше каналів обробки сигналу дозволить одному чіпу контролювати більше датчиків.

Розглянуті датчики перетворюють фізичну величину, яку потрібно виявити, у зміну ємності, і зміна ємності має наступний вигляд [3, 8, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16]

$$\Delta C = A \cdot \text{carr}(\omega_c, \varphi_c) \cdot \sin(\omega_B t + \varphi_B). \quad (2.1)$$

У наведеній вище формулі ΔC являє значення зміни ємності, $\text{carr}(\cdot)$ є вираженням несучої у формі прямокутної хвилі та ω_B – частота несучої, а ω_c це частота, пов'язана з характеристиками датчика та методом модуляції сигналу. Наприклад, в гіроскопі модульований сигнал має форму синусоїди і ω_c являє собою резонансну частоту осі приводу або осі виявлення, а сигнал ємності має форму рівняння (2.1). У той час як в датчику кутового переміщення модульований сигнал має постійне значення, а носій є синусоїдальною функцією. У цьому випадку сигнал ємності має такий вигляд

$$\Delta C = A \cdot \sin(\omega_B t + \varphi_B), \quad (2.2)$$

ω_c являє собою частоту несучої. У наведених вище двох формулах φ_B і φ_c являють відповідну інформацію про фазу. На додачу, A являє собою величину ємності. Зміна значення A має лінійну залежність від фізичної величини, яка має бути виявлена, і інформацію, яку виявляє датчик, можна отримати з нього.

Двома ключовими модулями схеми аналогового зчитування є C/V перетворювач і АЦП. Перший перетворює значення ємності в значення напруги, а другий перетворює аналогове значення напруги в цифрове значення.

Ключовою схемою системи цифрової обробки є модуль LMSD, який витягує амплітудно-фазову інформацію з цифрового сигналу у вигляді формули (1). Відповідно до режиму модуляції сигналу та форми носія різних датчиків, налаштування параметрів каналу обчислення LMSD може виконуватися програмою, що працює в процесорі. Апаратні параметри, визначені програмним забезпеченням, дозволяють одній схемі обробляти кілька типів сигналів датчиків. Коли сигнал датчика має форму формули (2), загальна технологія стробування тактового сигналу [19] у розробці цифрових схем може вимкнути тактовий сигнал приводу резервного модуля.

Генератор сигналу керування видає сигнал керування у формі тригонометричної функції, яка модулюється цифровим BPSDM [20] і виводиться 20-бітним ЦАП керування струмом [21]. Чотирьох ступенева структура прямого зв'язку каскаду інтеграторів була реалізована в дизайні цифрового BPSDM, а центральна частота смуги пропускання може бути налаштована за допомогою програмного забезпечення. Немає більше нового вмісту у пов'язаному дизайні та немає більш конкретного вступу в статті.

Петля фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) — це цифро-аналоговий гібридний модуль, який може перетворювати вихідний тактовий сигнал кристалічного генератора на стабільний тактовий сигнал. Стабільний тактовий сигнал використовується для керування SoC, а тактову частоту можна динамічно налаштовувати програмним забезпеченням. Спеціальний завантажувач був інтегрований у SoC, який підтримує завантаження програм через одноразову програмовану (OTP) пам'ять на чіпі, зовнішню флеш-пам'ять або онлайн-налагоджувач Joint Test Action Group (JTAG). Детальну інформацію про унікальні конструкції для різних сценаріїв застосування було наведено в попередній роботі [22].

З точки зору комунікаційної шини та пам'яті, Advanced Microcontroller Bus Architecture (AMBA) [23] використовується як комунікаційний протокол для передачі керуючих сигналів і даних між процесором і схемними модулями. Розмір вбудованої OTP-пам'яті становить 128 КБ, що достатньо для інерційних вимірювань. Крім того, 16 інтерфейсів вводу-виведення загального призначення (GPIO), 2 послідовних модуля універсального асинхронного приймача/передавача (UART), один послідовний периферійний інтерфейс (SPI) та інтерфейс JTAG складають усю схему інтерфейсу налагодження системи.

2.7 Опис конструкції C/V перетворювача та АЦП

У C/V перетворювачі реалізовано підсилювач заряду. Основний принцип підсилювача заряду, заснованого на детектуванні диференціальної ємності, показано на рисунку 2.8,а . Використовуючи конденсатор як елемент зворотного зв'язку, можна зменшити смугу шумів підсилювача та підвищити точність виявлення [24].

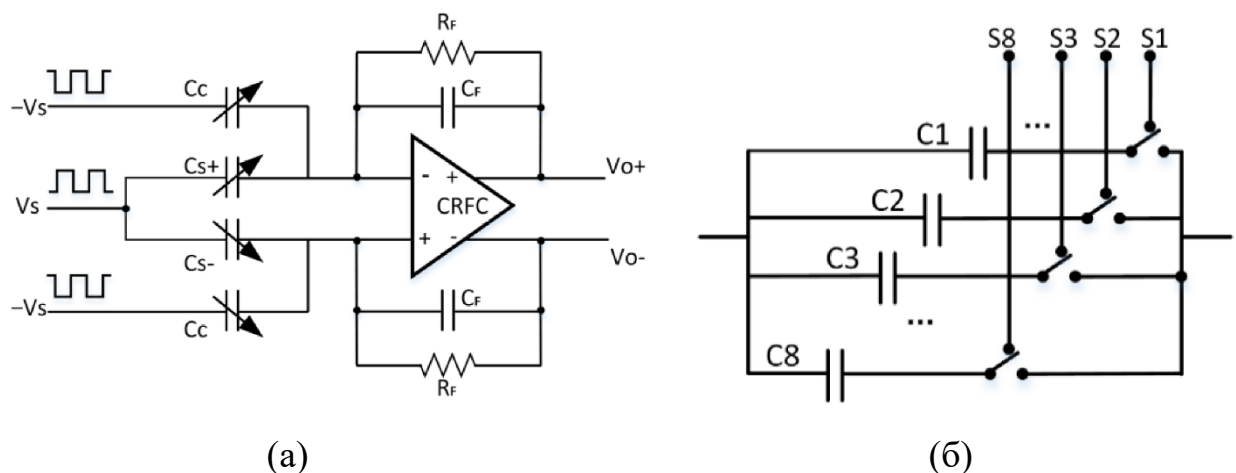


Рисунок 2.8 – Розроблений перетворювач C/V на основі компенсації ємності постійного струму: (а) принципова схема підсилювача заряду для виявлення диференціальної ємності; (б) схема компенсації ємності постійного струму

Як показано на рисунку 2.8,а , припустимо, що значення ємності, яке потрібно визначити, дорівнює $C_c = C_0 \pm \Delta C$, де C_0 - базове значення ємності, ΔC – зміна значення ємності, а C_c є вбудованою ємністю компенсації в ланцюзі. Змінна напруга додається на вхідному кінці диференціального конденсатора як джерело напруги, а джерело зворотної напруги додається на вхідному кінці конденсатора компенсації. Відповідно до величини перенесення заряду на конденсаторі виявлення та конденсаторі компенсації величина зміни заряду на одному вході підсилювача заряду розраховується наступним чином

$$\begin{aligned} Q &= \Delta(C_B \times V_S) + \Delta(C_C \times (-V_S)) = \\ &= \Delta C_B \times V_B + C_S \times \Delta V_S - \Delta C_C \times V_B - C_C \times \Delta V_S = \\ &= \pm \Delta C_C \times V_B + (C_0 \pm \Delta C) \times \Delta V_B - C_C \times \Delta V_S. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Коли малі величини другого порядку ігноруються і $C_c = \pm C_0$, рівняння (2.3) перетворюється на таке рівняння

$$Q = \pm \Delta C \times V_B. \quad (2.4)$$

Принцип роботи конденсатора компенсації постійного струму C_v показано на рисунку 2.8,б. Джерело напруги – це носій із фазою, протилежною до високочастотного, а внутрішня структура – це масив конденсаторів постійного струму, що включає вісім конденсаторів компенсації та перемикачі. Вісім перемикачів CMOS S1, S2, S3, ..., S8 керуються цифровою системою для визначення значення $C_v \in 2n \cdot C$ ($n = 1, 2, \dots, 8$). Після завершення обробки ємнісного інерційного датчика C_0 було визначено, і цей метод може виправити частину помилки постійного струму датчика. У цій конструкції значення базової ємності C становить 49 фФ.

В якості підсилювача в схемі перетворення C/V була прийнята архітектура комплементарного згорнутого каскоду (CRFC) [6]. У поєднанні з рів-

нянням (2.3) вихідна передаточна функція підсилювача заряду виглядає наступним чином

$$V_{0+} = \frac{-j\omega}{\frac{1}{R_F} + j\omega C_F} \times (\Delta C_C \times V_B),$$

$$V_{0-} = \frac{-j\omega}{\frac{1}{R_F} + j\omega C_F} \times (-\Delta C_C \times V_B).$$
(2.5)

Відповідно до рівняння (5), схема C/V перетворює значення зміни ємності в значення напруги з лінійним співвідношенням зміни. Існування конденсатора компенсації може придушити помилку постійного струму та покращити коефіцієнт посилення схеми перетворення.

Відповідно до рівняння (2.1), сигнал датчика модулюється до високої частоти, і використовується смуговий АЦП, який може ефективно зменшити вплив низькочастотного шуму операційного підсилювача на схему. Принципова схема схеми BPSDM показана на рисунку 2.9. Прийнятим рішенням є безперервний смуговий модулятор третього порядку, який містить резонатор, квантователь і ЦАП. Резонатор в основному складається з RC фільтруючої структури [8], який забезпечує можливість формування шуму для АЦП. Квантователь зі структурою послідовного наближення видає 3-бітовий потік цифрового коду, який використовується для надання квантованого цифрового сигналу та сигналів зворотного зв'язку. Ємнісний масив зворотного зв'язку реалізований в мережі зворотного зв'язку ЦАП. Квантовані сигнали повертаються на вхід модуля C/V, а заряд негативного зворотного зв'язку вводиться в точку зворотного зв'язку, щоб компенсувати зміну заряду, спричинену зміною ємності датчика, формуючи аналоговий сигнал негативного зворотного зв'язку та реалізуючи ЦАП з перемиканим конденсатором.

Схема аналогової системи зчитування була реалізована в Cadence, яка є програмним забезпеченням для розробки і моделювання інтегральних схем. Несуча частота була встановлена на 100 кГц, а частота сигналу була встанов-

лена на 10 кГц для моделювання. Відповідно до рівняння (2.1) був отриманий змодельований вхідний сигнал і зібраний змодельований вихідний сигнал. Як показано на рисунку 2.10, із модуляцією сигналу та формуванням шуму форма вихідного сигналу нечітка у часовій області вихідного 3-бітного цифрового сигналу. У частотній області рівень шуму поблизу точки частоти сигналу низький, і можна чітко розрізнити три спектральні лінії несучої та сигналу.

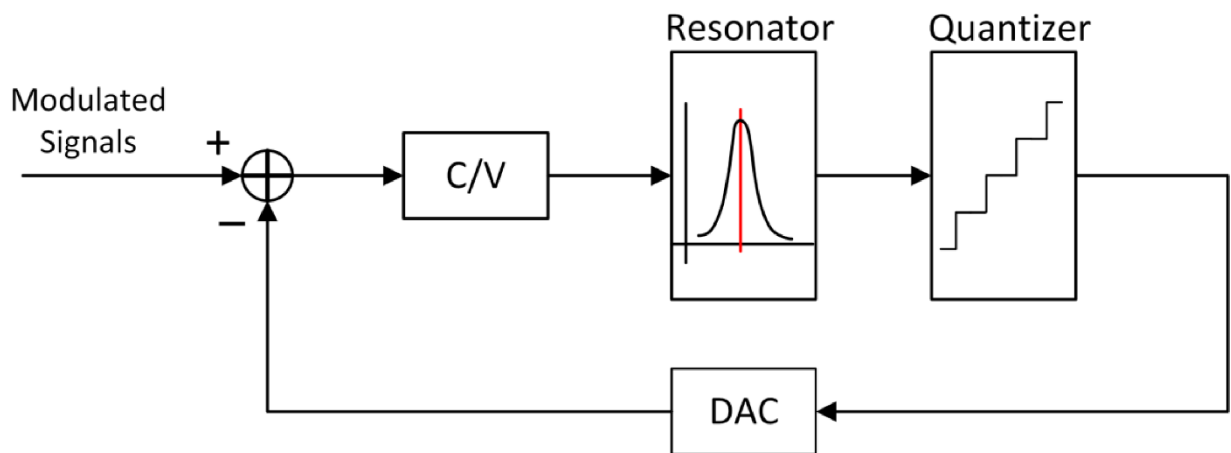
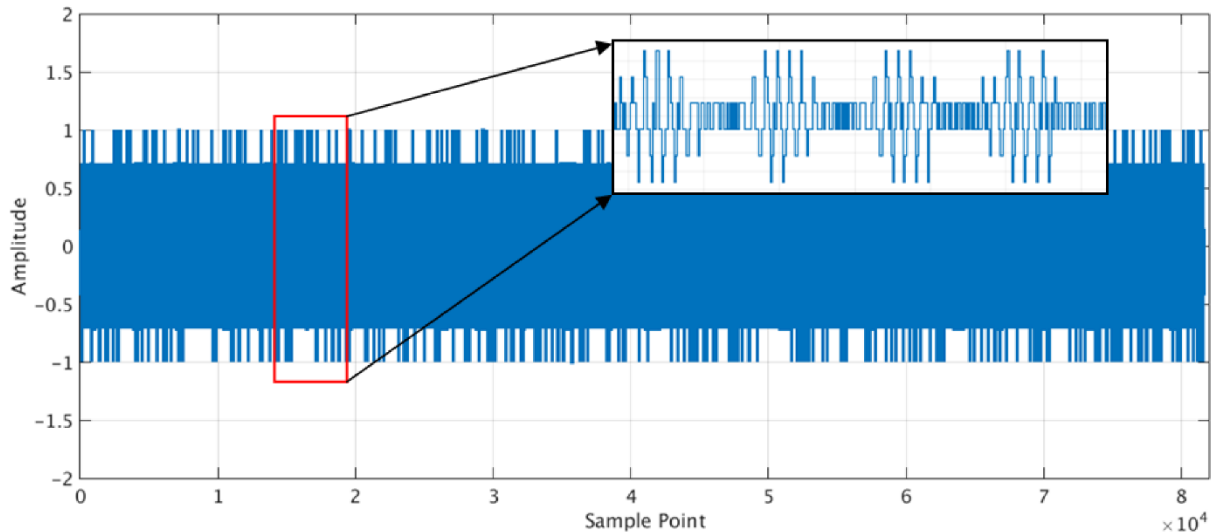
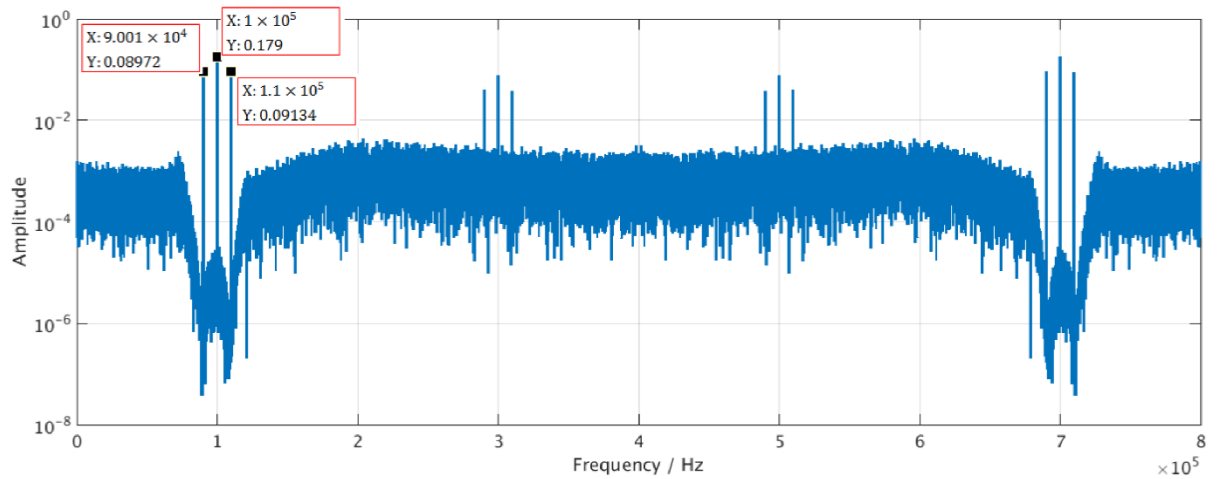


Рисунок 2.9 – Структурна схема схеми BPSDM



(a)



(b)

Рисунок 2.10 – Результати моделювання аналогової системи зчитування: (а) форма хвилі вихідного сигналу аналогової схеми в часовій області; (б) амплітудний спектр сигналу

Цифровий вихідний сигнал аналогової схеми зчитування демодулюється в системі цифрової обробки. Амплітуда кожного компонента в модульованому сигналі та амплітуда сигналу, яка підлягає вимірюванню, обчислюються в цифровій схемі та виводяться або додатково обробляються в процесорі Cortex-M3.

Схема цифрової обробки сигналу демодулює сигнал для отримання сигналу датчика. Методи, що використовуються для демодуляції сигналу, в основному включають демодуляцію множення [25], LMSD та інші оптимізовані

алгоритми демодуляції [26, 27]. Серед цих методів швидкість обчислення LMSD є швидкою та легкою для реалізації в схемі, а оптимізоване рішення демодуляції на основі LMSD прийнято в схемі.

Принцип схеми демодуляції показаний на рисунку 2.11. Як показано на рисунку 2.10, та у рівнянні (2.6), сигнал, оброблений у схемі, модулюється щонайбільше двічі. У часовій області за допомогою операції множення двох частотних сигналів у схемі генеруються опорні сигнали такої форми

$$\begin{aligned} r_1(k) &= \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_{c0}) \times \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{s0}), \\ r_2(k) &= \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_{c0}) \times \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{s0}), \\ r_3(k) &= \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_{c0}) \times \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{s0}), \\ r_4(k) &= \cos(\omega_c \cdot t + \varphi_{c0}) \times \sin(\omega_s \cdot t + \varphi_{s0}), \end{aligned} \quad (2.6)$$

де ω_s і ω_c вказують частоту, пов'язану з модульованим сигналом, φ_{c0} і φ_{s0} являють собою початкову фазу опорного сигналу.

Алгоритм демодуляції розкладає модульований сигнал на чотири опорні сигнали в рівнянні (2.7) шляхом ітераційного обчислення та обчислює амплітуди опорних сигналів. Результат ітерації виражається такими чотирма змінними

$$w(k) = (w_1(k), w_2(k), w_3(k), w_4(k)). \quad (2.7)$$

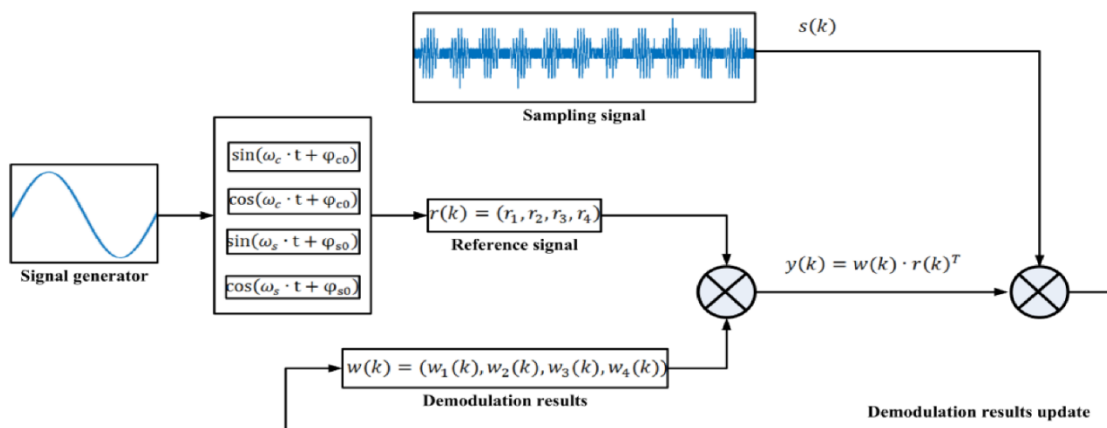


Рисунок 2.11 – Блок-схема методу демодуляції

А процес ітерації виконується за такими формулами

$$\begin{aligned}
 r_1(k) &= (r_1, r_2, r_3, r_4), \\
 y(k) &= w(k) \cdot r(k)^T, \\
 err(k) &= s(k) - y(k), \\
 w(k+1) &= w(k) + 2\mu \cdot err(k) \cdot r(k),
 \end{aligned}
 \tag{2.8}$$

де μ коефіцієнт кроку, який використовується для оновлення параметрів, k – кількість точок відбору проб, $s(k)$ вказує на вибіркового сигнал, $p(k)$ є розрахованим опорним сигналом і $err(k)$ являє собою похибку між сигналом вибірки та опорним сигналом.

Відповідно до результату ітераційного розрахунку $w(k)$, амплітуда сигналу A у рівнянні (29) можна отримати за допомогою наступного рівняння

$$A^2(k) = w_1^2(k) + w_2^2(k) + w_3^2(k) + w_4^2(k). \tag{2.9}$$

Шлях даних, описаний вище, базується на подвійно модульованому сигналі дискретизації, і опорний сигнал також модульований. Коли сигнал дискретизації модулюється лише один раз і має форму рівняння (2.9), параметри схеми можна налаштувати за допомогою програмного забезпечення. При значеннях ω_c і φ_{s0} встановлені на 0, опорний сигнал містить лише немодульовані синусний і косинусний сигнали. Шлях також було спрощено, і моделювання спрощеного шляху даних було проведено в попередній роботі [16]. Таким чином, демодуляція модульованих сигналів будь-якого порядку може бути досягнута на рівні схеми.

Математичні обчислення, задіяні у наведеній вище схемі, реалізуються за допомогою комбінаторної логіки для реалізації ітераційного обчислення за один такт. На основі алгоритму Cordic [28] генератор сигналів реалізований у комбінатійній логіці. Після 28 ітерацій він може завершити обчислення та вивести сигнал синуса та косинуса за один такт. Вихідний результат показаний на рисунку 2.12, а помилка менше ніж $1,5 \times 10^{-7}$.

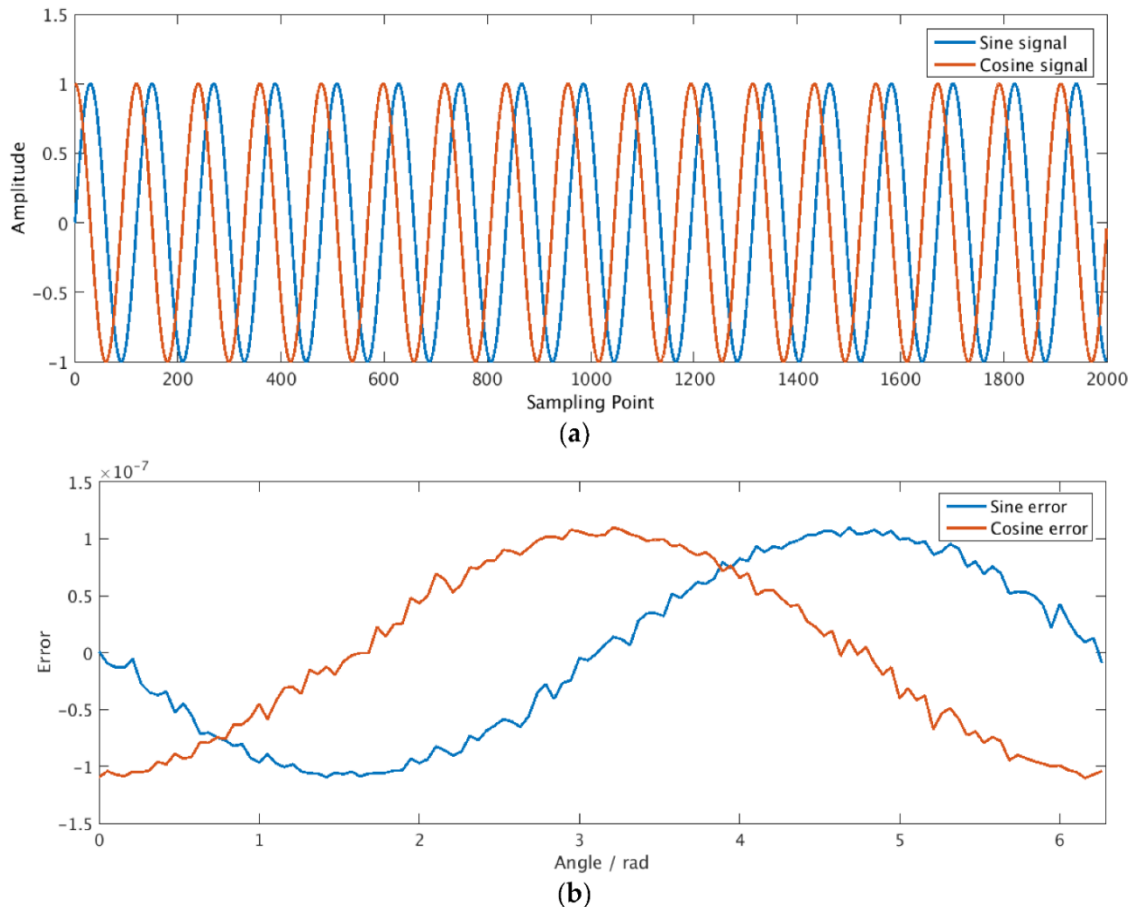


Рисунок 2.12 – Цифрові опорні сигнали: (а) Осцилограми синусоїдних і косинусоїдних сигналів; (б) похибка цифрового опорного сигналу

Цифрове моделювання було виконано на даних з аналогової схеми зчитування. Інструментом моделювання є VCS від Synopsys, а змодельовані вхідні дані показані на рисунку 2.10. У симуляції, $\omega_s = 10000$, $\omega_c = 100\,000$, $\varphi_{c0} = -0,2171$, $\varphi_{s0} = 0,08$, $\mu = 0,03$, і відповідні параметри були кількісно визначені в числа з фіксованою комою та налаштовані в схемі за допомогою програмного забезпечення. Результати демодуляції показані на рисунку 2.13. На рисунку 2.13,а показаний процес збіжності амплітудних компонентів для чотирьох опорних сигналів, а на рисунку 2.14,б показано результат розрахунку сигналу вимірювання датчика.

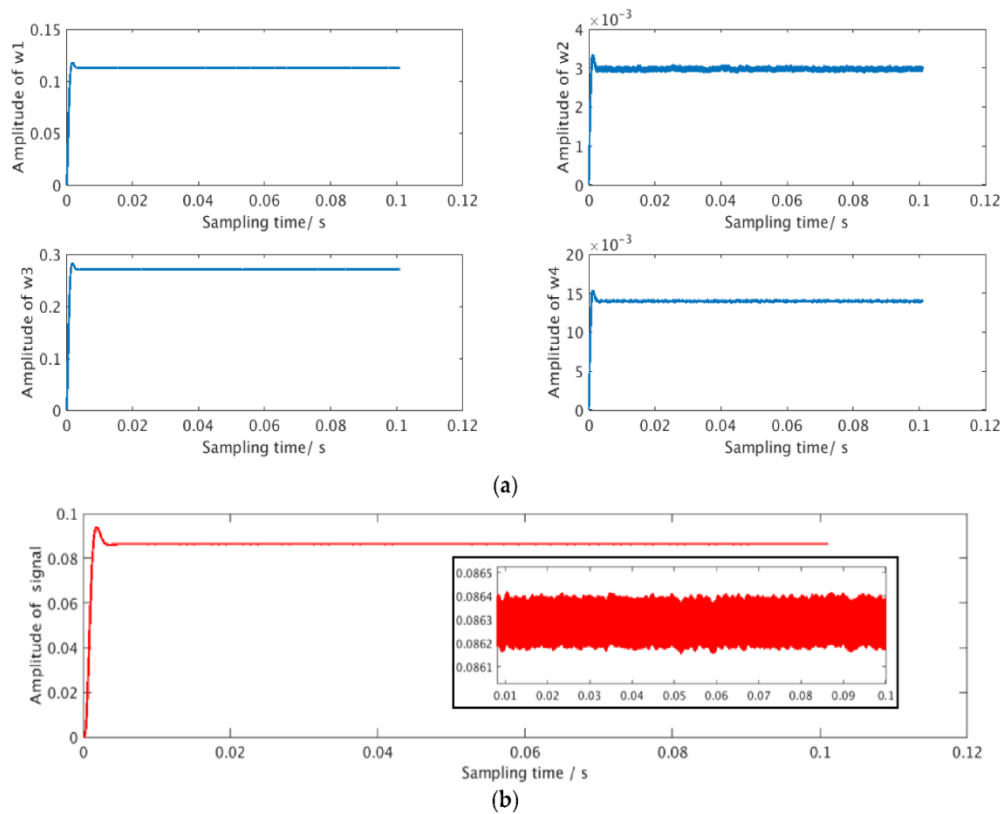


Рисунок 2.13 – Результати моделювання для цифрової демодуляції: (а) процес конвергенції компонентів амплітуди опорного сигналу; (б) змодельований сигнал датчика

Параметри схеми модуля демодуляції, такі як конфігурація частоти, фази, крокового коефіцієнта тощо, завершуються програмою, що виконується в процесорі, і результат демодуляції також може бути надісланий з мікросхеми через процесор і комунікаційний інтерфейс. Цифрова частина також включає генерацію сигналів приводу, яка реалізується генератором сигналів для генерування синусоїдного та косинусного сигналів, а конфігурація частоти, фази та амплітуди сигналу приводу реалізується за допомогою програмного забезпечення.

Коли вимірний сигнал датчика модулюється лише один раз, як показано в рівнянні (2), генератор сигналу в схемі може бути встановлений програмним забезпеченням для генерування опорного сигналу з частотою 0 Гц, що може досягти сумісності алгоритму демодуляції. Відповідні експерименти з моделювання були описані в попередніх роботах [15, 16].

2.8 Тестування продуктивності та функціональності мікросхеми

Розроблений SoC був записаний за технологією SMIC 180 нм CMOS. Компонування та малюнок кристала чіпа показано на рисунку 8, де виділено основні частини. Загальна площа чіпа становить $8,9 \times 8,7 = 77,43 \text{ мм}^2$. Максимальна робоча частота чіпа становить 105 МГц. Аналогове джерело живлення та цифрове джерело живлення мікросхеми розділені. Для аналогової схеми передбачено джерело напруги 5 В, а для цифрової схеми потрібне джерело напруги 1,8 В. Коли тактова частота становить 51,2 МГц, у процесорі запускається алгоритм обробки для оцінки енергоспоживання. Струми аналогової та цифрової схем становлять 80 мА та 30 мА, а споживана потужність 400 мВт та 54 мВт відповідно. Коли мікросхема знаходиться в стані очікування, статичний струм цифрової схеми становить 10 мА, а споживана статична потужність становить 18 мВт.

Згідно з результатами споживання електроенергії, цифрова система має характеристики низького енергоспоживання, тоді як споживання електроенергії аналоговою ланцюгом є великим порівняно з сучасними роботами. Існує певна різниця між споживаною потужністю в аналоговій схемі, перевіреній в експерименті, та результатами моделювання та попередніми роботами в лабораторії. Після аналізу та перевірки схеми такі результати випробувань пов'язані зі схемами генерації еталонної напруги на мікросхемі, які використовуються для АЦП і ЦАП, і надмірними операційними підсилювачами. Параметри схеми без належної оптимізації також впливають на споживання електроенергії в аналоговій схемі.

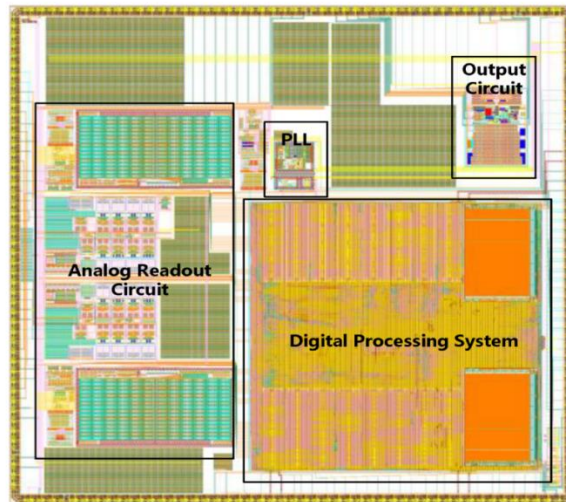


Рисунок 2.14 – Компонування та зображення кристала розробленого SoC

Щоб перевірити здатність чіпа обробляти сигнали у формі рівнянь (2.1) і (2.2), було проведено випробування частотної розгортки гіроскопа та ступінчасте випробування датчика кутового переміщення. Експериментальна площадка та задіяні друковані плати показані на рисунку 2.15. Демодуляція датчика кутового переміщення потребує отримання синусного сигналу та косинусного сигналу з модульованих сигналів датчика та обчислення значення кута. Експеримент із розгорткою частоти гіроскопа вимагає, щоб мікросхема забезпечувала сигнали збудження різних частот для осі приводу та осі виявлення гіроскопа та демодулювала амплітуди сигналу, щоб знайти резонансну частоту, що відповідає максимальній амплітуді відповідно до кривої розгортки частоти.

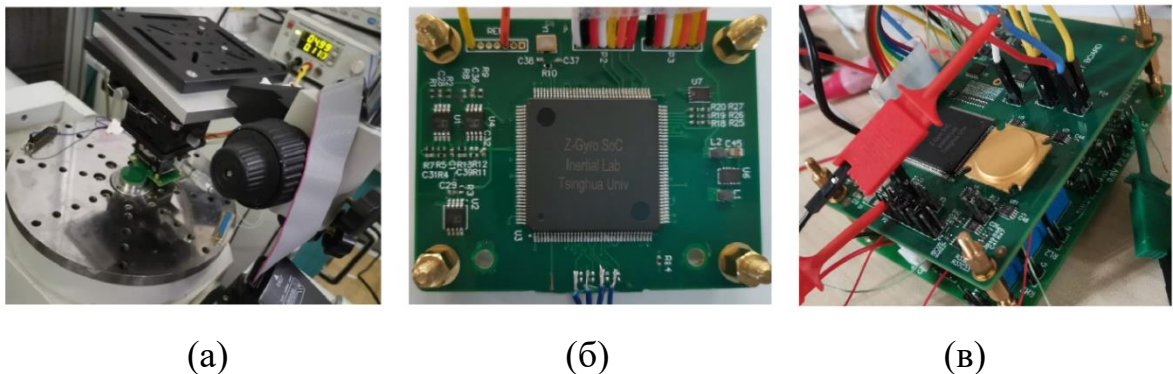


Рисунок 2.15 – Експериментальне обладнання та експериментальні зразки: (а) обладнання для перевірки функціонування; (б) покроковий тест датчика кутового переміщення; (в) експеримент з розгорткою частоти гіроскопа MEMS

Вихідний сигнал датчика кутових переміщень [3], що використовується в тесті, має періодичність з періодом 10° . Під час досліду поворотний столик обертається зі швидкістю $0,5^\circ$ за секунду, час вимірювання 100 с. Результати демодуляції та обчислення кута з мікросхеми показані на рисунку 10. Оскільки кут, який потрібно виміряти, змінюється з часом, двома демодульованими сигналами є синусний сигнал і косинусний сигнал, як показано на рисунку 2.16,а. Кутовий вихід і результати похибки нанесені на рисунку 2.16,б з використанням подвійних осей координат.

Чіп також був електрично підключений до MEMS-гіроскопа [29] на друкованій платі, як показано на рисунку 2.16,б. Резонансна частота приводної осі гіроскопа та осі виявлення вимірюється в розімкненому контурі без налаштування. Цифрова схема налаштована за допомогою алгоритму, що працює в процесорі, для генерації сигналів приводу та опорних сигналів різних частот, а результати демодуляції надсилаються через UART. Різні результати демодуляції були зібрані шляхом регулювання значення частоти. Максимальне значення результату демодуляції відповідає резонансній частоті гіроскопа.

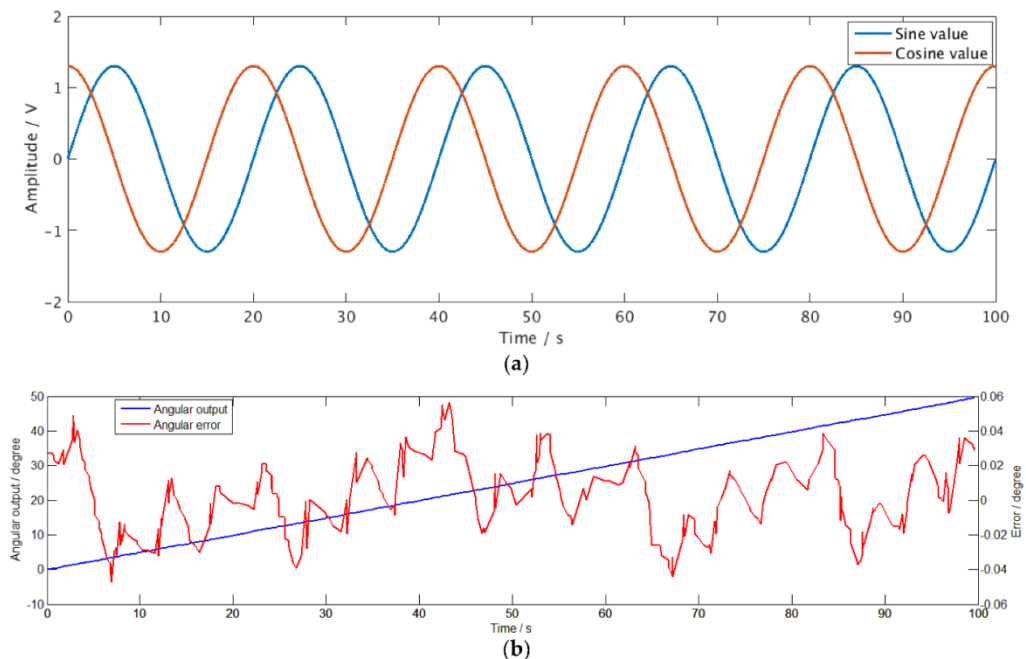


Рисунок 2.16 – Результати модельних досліджень: (а) Осцилограми синусоїдального та косинусоїдального сигналів; (б) сигнали кутового датчика (синій) та похибка сигналу кутового датчика (червоний)

Експеримент з розгорткою частоти проводився як на осі приводу, так і на осі виявлення, і крива розгортки частоти показана на рисунку 2.17. Ордината представляє числове значення результату демодуляції, яке множиться на коефіцієнт масштабування, щоб отримати справжній вихідний сигнал гіроскопа. Коефіцієнт масштабу пов'язаний із датчиком і його потрібно отримати шляхом подальших експериментів із датчиком. На рисунку 2.17 результати експерименту показують, що резонансна частота осі приводу вимірюваного гіроскопа та осі виявлення відрізняються приблизно на 5 Гц, що в основному відповідає результатам вимірювань тієї ж партії гіроскопів.

Наведені вище два тести підтвердили правильність основних вимірювальних і контрольних функцій чіпа. Інші функції чіпа також були перевірені. Внутрішня схема інтерфейсу, яка використовується для управління іншими чіпами AD/DA, схема інтерфейсу UART, схема інтерфейсу SPI, тест завантаження програм із флеш-пам'яті поза мікросхемою або вбудованої OTP-пам'яті, схема інтерфейсу налагодження JTAG, одноциклова тригонометрична функція на кристалі схему обчислення та інші функції також було перевірено.

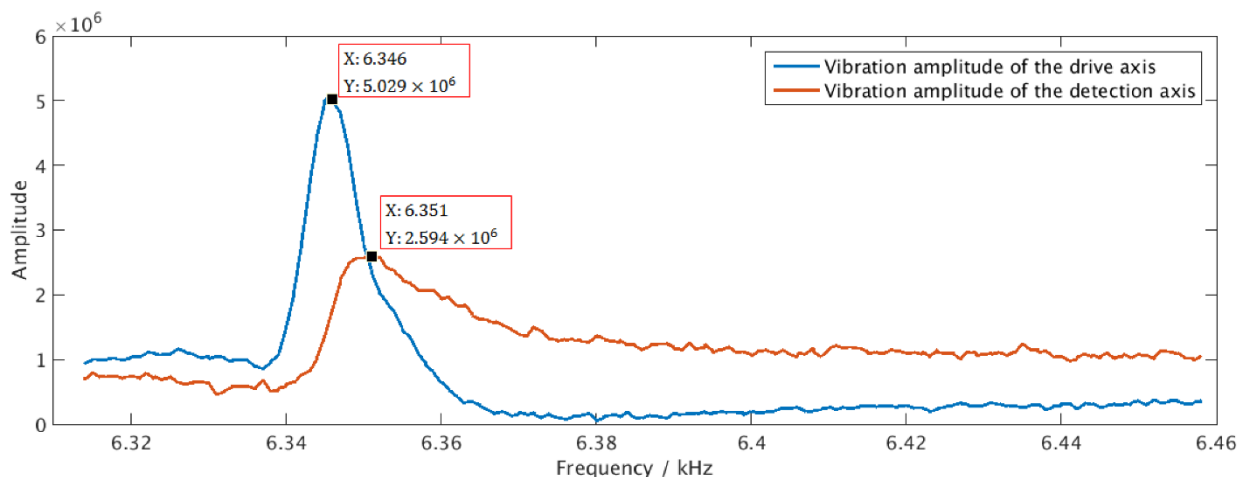


Рисунок 2.17— Криві частоти розгортки осі приводу та осі виявлення гіроскопа

2.9 Висновки до розділу

Реалізація інтегральних схем для схем обробки є засобом і тенденцією розвитку для подальшої реалізації високої інтеграції та низького енергоспоживання в області інерційних вимірювань. Мікросхема вимірювання та керування, про яку йдеться в цій статті, є першою монолітною інтегрованою системою вимірювання та керування, сумісною з датчиками, яка з'явилася за останні роки. Результати тестування показують, що розроблений і реалізований цифрово-аналоговий гібридний SoC може нормально працювати. Експерименти з різними датчиками додатково підтвердили сумісність мікросхеми в управлінні та обробці, коли сигнал ємнісного датчика відповідає певній формі. З точки зору енергоспоживання, споживання електроенергії цифровими системами є відносно низьким, тоді як конструкція аналогових схем потребує подальшої оптимізації, щоб відповідати сценаріям використання низької потужності.

Опорні сигнали, необхідні АЦП і ЦАП в аналоговій схемі, генеруються внутрішньою опорною схемою живлення. Ця частина споживання електроенергії є відносно великою, і ця частина буде видалена в майбутньому проекті. Крім того, у схемі є багато операційних підсилювачів, і статичне споживання енергії є відносно великим. Також буде оптимізовано використання операційних підсилювачів. У цій конструкції схема інтерфейсу потребує багатьох джерел напруги. У майбутньому проекті схеми реалізації пасивних схем будуть комбіновані для мінімізації використання джерел напруги. Згідно з раніше повідомленим енергоспоживанням однієї мікросхеми аналогового інтерфейсу [6, 8], наступною очікуваною метою є енергоспоживання десятків мВт аналогових схем і загальне споживання потужності не більше 100 мВт. Під час експерименту аналогова схема потребує зовнішніх опорних конденсаторів і резисторів. Коли значення електронних пристроїв не збігаються з внутрішніми значеннями, це спричинить невідповідність параметрів схеми, так що вхідний сигнал від АЦП до цифрової системи містить сигнали переш-

код і більше не відповідає рівнянню (2.1). Коли датчик має велику помилку обробки, попередньо встановлене значення ємності компенсації не відповідає фактичному значенню, і також виникне зазначена вище проблема. Ця ситуація поширена в практичних застосуваннях і буде вирішена за допомогою алгоритмів цифрової обробки сигналів у майбутніх конструкціях оптимізації.

3 РОЗРОБКА АНАЛІЗАТОРА ВОЛОГОСТІ НА ОСНОВІ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП ТА МОДЕЛЮВАННЯ ЙОГО БЛОКУ

3.1 Розробка структурної схеми пристрою та її обґрунтування

Загальна структурна схема вимірювачів вологості впливає з самого визначення цих пристроїв, з дій, які вони повинні виконувати. Оскільки такі пристрої повинні кількісно оцінювати зміну діелектричного шару ємнісного датчика та відповідно до цих змін подавати сигнал на пристрій обробки, а потім на пристрій відображення, виникає наступний порядок дій: сигнал, який надходить з датчика, необхідно проаналізувати, а вже потім подавати на пристрій відображення. Загальна структурна схема яка відповідає такій послідовності роботи зображена на рисунку 3.1.

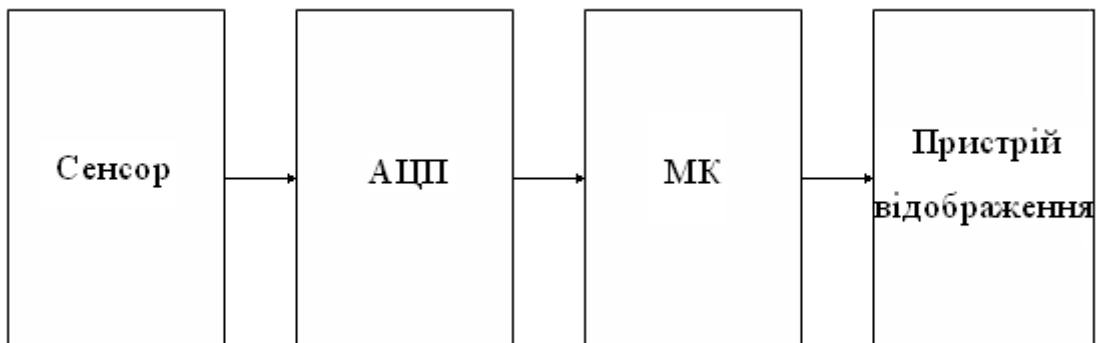


Рисунок 3.1 – Загальна структурна схема

Це лише загальна структурна схема пристроїв даного типу. Конкретизувати її можна, наклавши певні умови на види перерахованих складових та сигналів.

Оскільки нам необхідно розробити аналізатор вологості на сігма-дельта АЦП, перш за все необхідно обрати мікросхему самого АЦП. Мікросхема AD7746, представлена у попередньому розділі як датчик довжини/переміщення буде ідеальним варіантом, який задовольняє умови технічного завдання. В якості пристрою керування обираем мікроконтроллер АТ

mega8-16PU [14]. Даний мікроконтролер також повністю відповідає умовам ТЗ, тому використовувати більш потужний МК не має сенсу. Як пристрій відображення підійде будь-який здвоєний семи-сигментний індикатор. І нарешті в якості сенсора вологості обираєм датчик компанії Honeywell серії HCH-1000[15], який має діапазон вимірювання вологості 0-100%, що навіть перевищує наведений у технічному завданні, до того ж цей датчик має ряд переваг над іншими аналогами. Ємність датчика змінюється в межах 310-350 пФ лінійною залежністю від вологості, при температурі 25 градуси по Цельсію. Більш детальні характеристики МК, АЦП та сенсора наведені в додатку А. Після конкретизації структурна схема нашого пристрою набуває такого вигляду (рисунок 3.2).

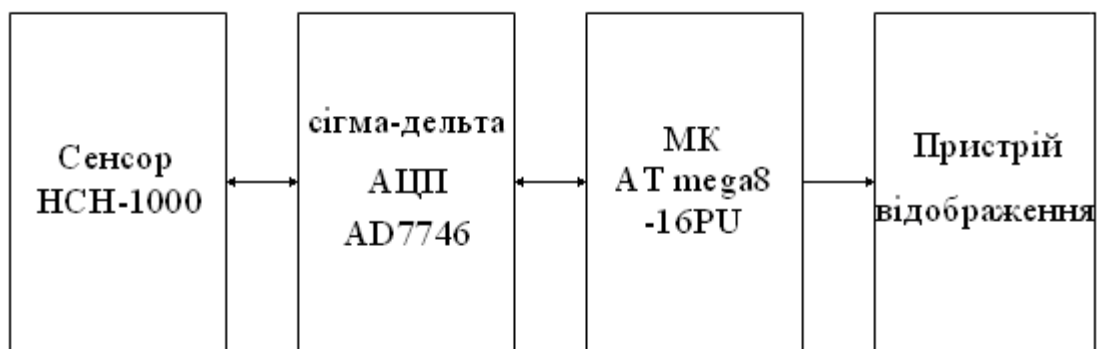


Рисунок 3.2 – Конкретизована структурна схема пристрою

Отже робота пристрою полягає в наступному, сенсор HCH-1000 змінює свою ємність в залежності від зміни вологості навколишнього середовища, аналогові дані обробляються ємнісним АЦП та вже у вигляді коду передаються на пристрій керування, в якості якого виступає обрана нами мікросхема мікроконтролера AT mega8-16PU, який здійснює їх обробку та аналіз, і в решті передає відповідний код на індикатор.

Схема електрична принципова складена по даній структурі представлена в додатку А.

3.2 Розробка прошивки пристрою

Спочатку необхідно визначити, як буде працювати наш мікроконтролер, тобто які функції він буде виконувати. В нашому випадку МК спочатку посилає сигнали запиту на АЦП, з певною частотою, у відповідь АЦП надсилає код, який відповідає значенню ємності в даний момент часу. Далі цей код аналізується та обробляється мікроконтролером. І вже оброблений, “зрозумілий” (для індикатора) код передається на семисигментний індикатор. Процес оновлення даних на індикаторі можна запрограмувати на необхідну нам частоту

Лістинг програми для мікроконтролера ATmega8-16PU наведено в додатку В.

3.3 Моделювання роботи блоку пристрою

На сьогоднішній день існує багато програмних пакетів для моделювання, які наочно демонструють роботу пристрою, пропоную використати програму Proteus 7 Professional від розробника Labcenter Electronics.

До складу програмного пакету Proteus 7 Professional входять дві програми: ISIS та ARES. Перша призначена для дослідження віртуальних схем, друга може автоматично розводити доріжки та автоматично розміщувати елементи на друкованій платі.

Програма ISIS призначена для виконання схем будь-якої складності та подальшої їх перевірки за допомогою емулятора, який входить до складу програми. Емулятор роботи схем має власну бібліотеку елементів, які використовуються для складання схем, до складу якої входить велика кількість елементів, включаючи обрані нами для нашого пристрою. Програмний емулятор дозволяє працювати з будь-якими мікропроцесорними системами.

Отже, в програмному пакеті Proteus 7 Professional складаємо схему блоку пристрою, яку необхідно промоделювати(рисунок 3.3).

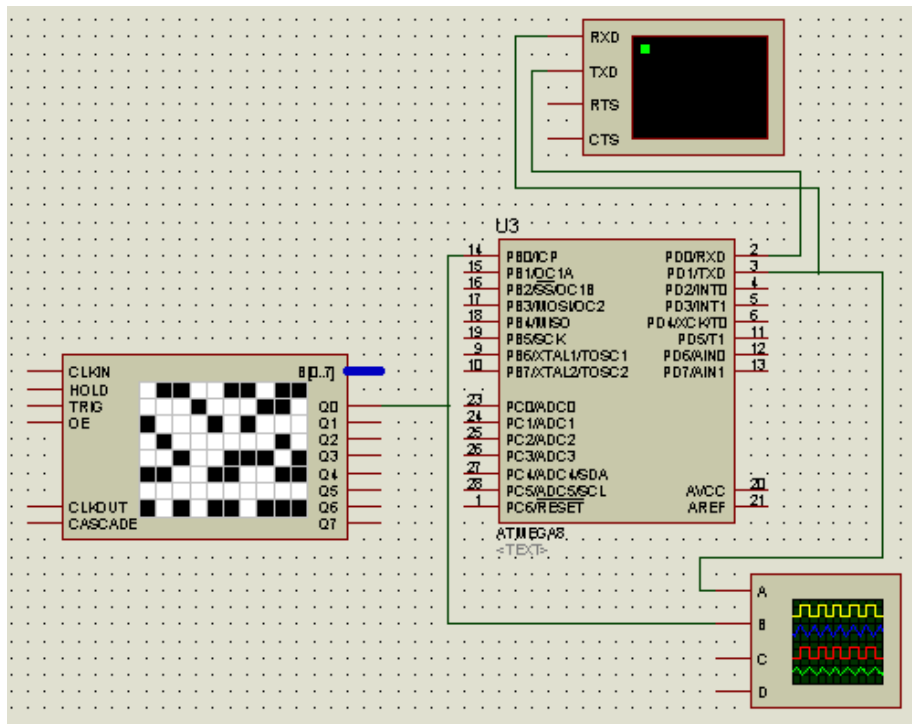


Рисунок 3.3 – Схема складена в програмному пакеті Proteus 7 Professional

Формуємо вхідний сигнал для МК на паттерн генераторі, відкривши його настройку, так як показано на Рисунок 3.4.

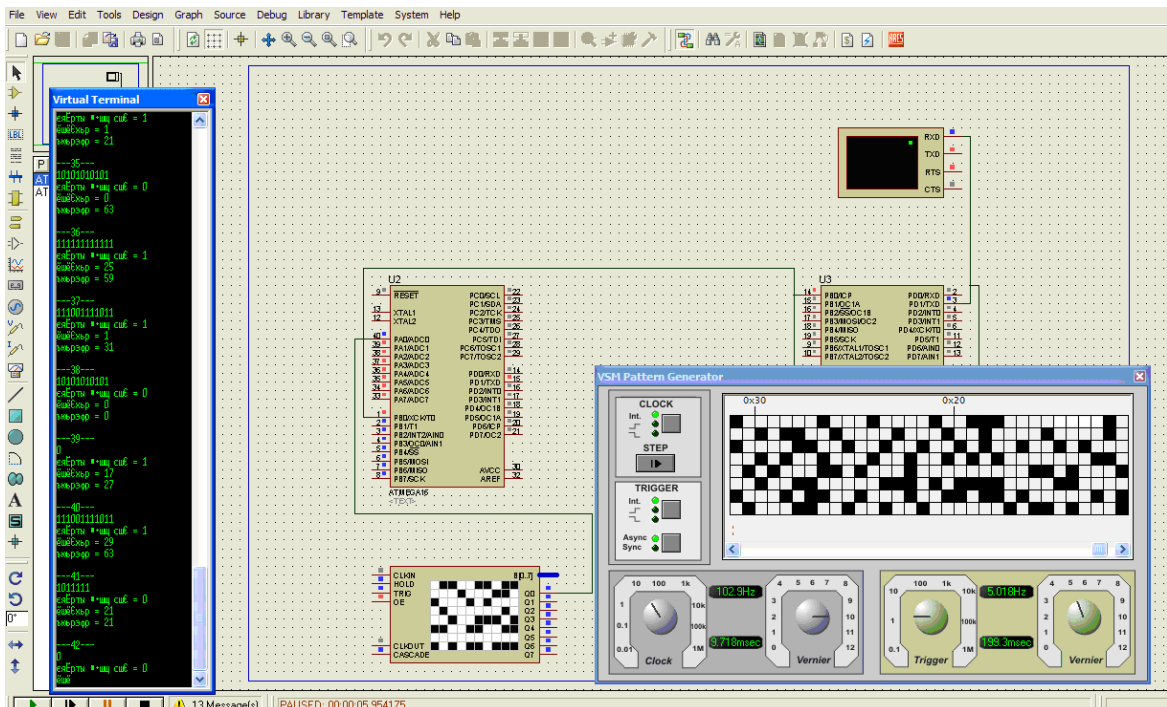


Рисунок 3.4 – Інтерфейс паттерн-генератора

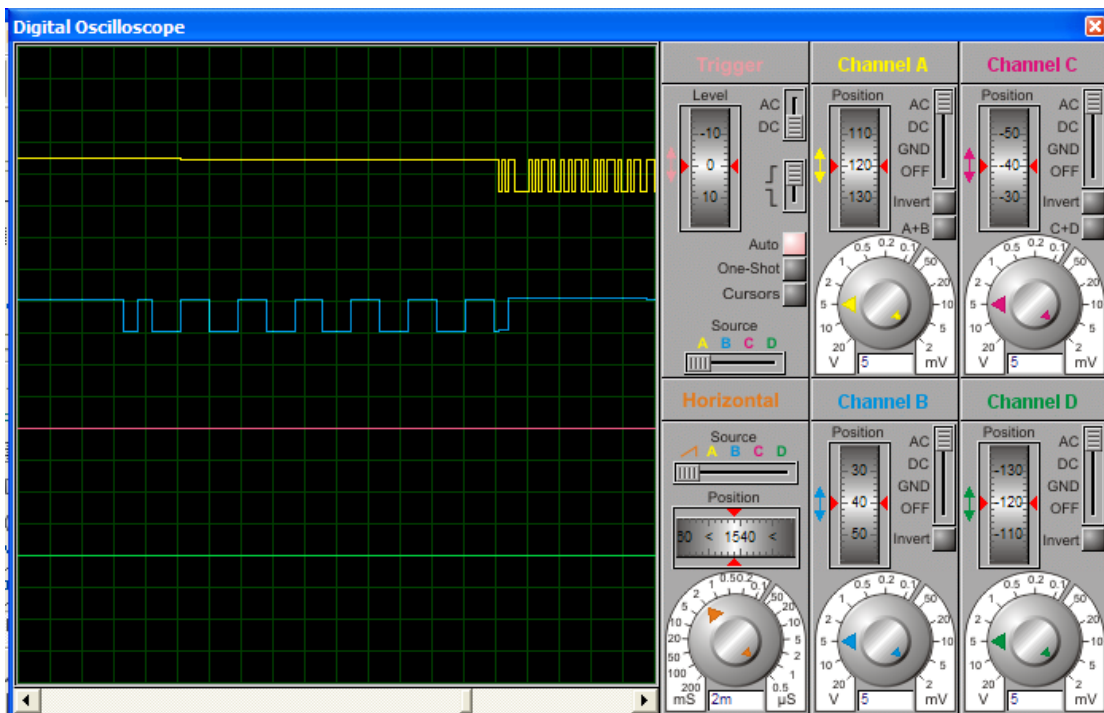


Рисунок 3.5 – Осцилограма вхідного сигналу

З рисунків 3.5 та 3.6 можна побачити, що вихідний сигнал з'являється на осцилографі після закінчення вхідного, з затримкою на обробку.

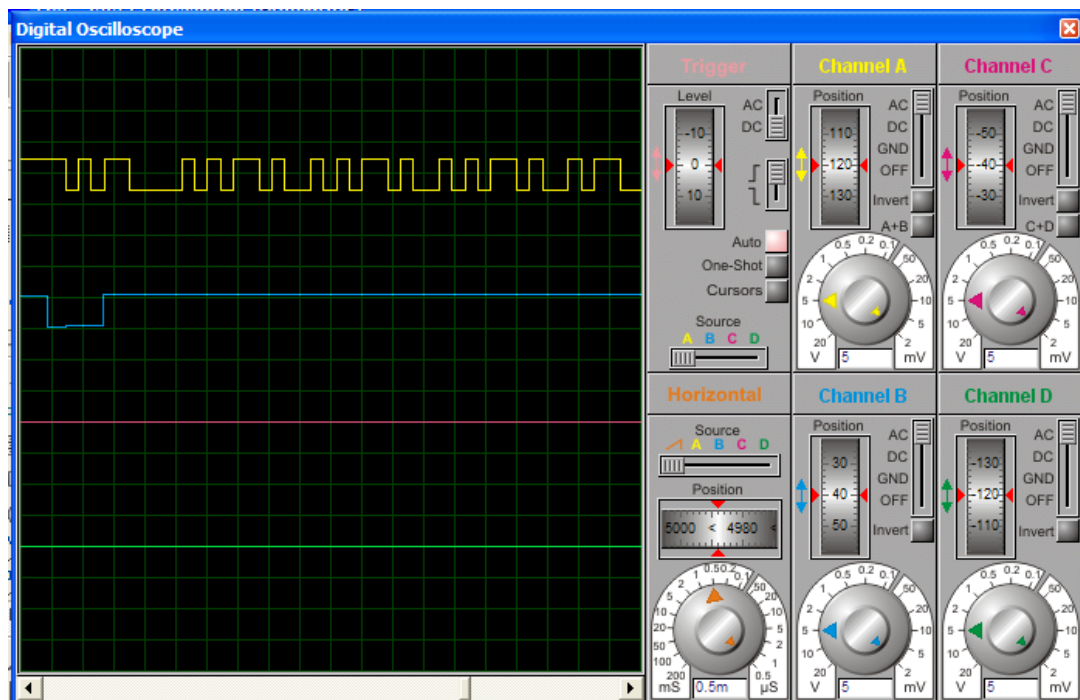
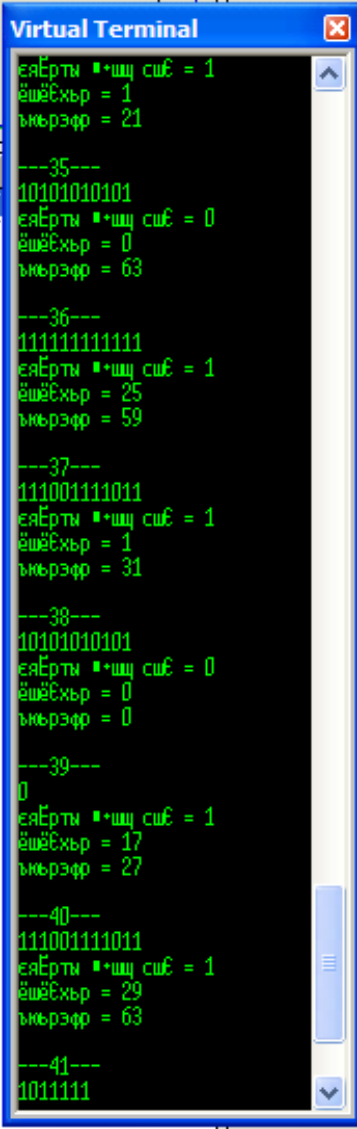


Рисунок 3.6 – Осцилограма формування вихідного сигналу

В результаті на COM-порт через інтерфейс UART у нас надходить відповідна кодова послідовність (Рисунок 3.7).



```
Virtual Terminal
єяЕрты *шщ смЕ = 1
ёшёЕхьр = 1
ькьрэфр = 21

---35---
10101010101
єяЕрты *шщ смЕ = 0
ёшёЕхьр = 0
ькьрэфр = 63

---36---
11111111111
єяЕрты *шщ смЕ = 1
ёшёЕхьр = 25
ькьрэфр = 59

---37---
111001111011
єяЕрты *шщ смЕ = 1
ёшёЕхьр = 1
ькьрэфр = 31

---38---
10101010101
єяЕрты *шщ смЕ = 0
ёшёЕхьр = 0
ькьрэфр = 0

---39---
0
єяЕрты *шщ смЕ = 1
ёшёЕхьр = 17
ькьрэфр = 27

---40---
111001111011
єяЕрты *шщ смЕ = 1
ёшёЕхьр = 29
ькьрэфр = 63

---41---
1011111
```

Рисунок 3.7 – Дані на виході інтерфейса UART

Отже, з наведених рисунків видно, що блок спроектованого пристрою працює вірно. Видно, що мікропроцесор надіславши запит до АЦП отримує у відповідь дані про стан вологості навколишнього середовища. Ці дані, представлені у вигляді цифрового коду, обробляються і надсилаються на індикатор. Потім процес повторюється.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Науково-технічна розробка має право на існування та впровадження, якщо вона відповідає вимогам часу, як в напрямку науково-технічного прогресу та і в плані економіки. Тому для науково-дослідної роботи необхідно оцінювати економічну ефективність результатів виконаної роботи.

Магістерська кваліфікаційна робота за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» відноситься до науково-технічних робіт, які орієнтовані на виведення на ринок (або рішення про виведення науково-технічної розробки на ринок може бути прийнято у процесі проведення самої роботи), тобто коли відбувається так звана комерціалізація науково-технічної розробки. Цей напрямок є пріоритетним, оскільки результатами розробки можуть користуватися інші споживачі, отримуючи при цьому певний економічний ефект. Але для цього потрібно знайти потенційного інвестора, який би взявся за реалізацію цього проекту і переконати його в економічній доцільності такого кроку.

Для наведеного випадку нами мають бути виконані такі етапи робіт:

- 1) проведено комерційний аудит науково-технічної розробки, тобто встановлення її науково-технічного рівня та комерційного потенціалу;
- 2) розраховано витрати на здійснення науково-технічної розробки;
- 3) розрахована економічна ефективність науково-технічної розробки у випадку її впровадження і комерціалізації потенційним інвестором і проведено обґрунтування економічної доцільності комерціалізації потенційним інвестором.

4.1 Проведення комерційного та технологічного аудиту науково-технічної розробки

Метою проведення комерційного і технологічного аудиту дослідження за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використан-

ням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» є оцінювання науково-технічного рівня та рівня комерційного потенціалу розробки, створеної в результаті науково-технічної діяльності.

Оцінювання науково-технічного рівня розробки та її комерційного потенціалу рекомендується здійснювати із застосуванням 5-ти бальної системи оцінювання за 12-ма критеріями, наведеними в табл. 4.1 [61].

Таблиця 4.1 – Рекомендовані критерії оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки та бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
	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 працездатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки)					
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
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 динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає

Продовження таблиця 4.1

Практична 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 і з 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
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

Результати оцінювання науково-технічного рівня та комерційного потенціалу науково-технічної розробки потрібно звести до табл.4.2.

Таблиця 4.2 – Результати оцінювання науково-технічного рівня і комерційного потенціалу розробки експертами

Критерії	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
	Бали:		
1. Технічна здійсненність концепції	5	5	5
2. Ринкові переваги (наявність аналогів)	2	2	2
3. Ринкові переваги (ціна продукту)	4	3	3
4. Ринкові переваги (технічні властивості)	3	3	3
5. Ринкові переваги (експлуатаційні витрати)	2	2	2
6. Ринкові перспективи (розмір ринку)	3	3	3
7. Ринкові перспективи (конкуренція)	4	4	4
8. Практична здійсненність (наявність фахівців)	4	5	4
9. Практична здійсненність (наявність фінансів)	3	4	4
10. Практична здійсненність (необхідність нових матеріалів)	4	4	4
11. Практична здійсненність (термін реалізації)	4	3	4
12. Практична здійсненність (розробка документів)	4	3	3
Сума балів	42	41	41
Середньоарифметична сума балів $СБ_c$	41,3		

За результатами розрахунків, наведених в таблиці 4.2, зробимо висновок щодо науково-технічного рівня і рівня комерційного потенціалу розробки. При цьому використаємо рекомендації, наведені в табл. 4.3 [61].

Таблиця 4.3 – Науково-технічні рівні та комерційні потенціали розробки

Середньоарифметична сума балів $СБ_c$, розрахована на основі висновків експе-	Науково-технічний рівень та комерційний потенціал розробки
41...48	Високий
31...40	Вище середнього
21...30	Середній
11...20	Нижче середнього
0...10	Низький

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» становить 41,3 бала, що, відповідно до таблиці 4.3, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

4.2 Визначення рівня конкурентоспроможності розробки

В процесі визначення економічної ефективності науково-технічної розробки також доцільно провести прогноз рівня її конкурентоспроможності за сукупністю параметрів, що підлягають оцінюванню.

Одиничний параметричний індекс розраховуємо за формулою [61]

$$q_i = \frac{P_i}{P_{базі}} \quad (4.1)$$

де q_i – одиничний параметричний індекс, розрахований за i -м параметром;

P_i – значення i -го параметра виробу;

$P_{базі}$ – аналогічний параметр базового виробу-аналога, з яким проводиться порівняння.

Загальні технічні та економічні характеристики розробки представлено в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Основні техніко-економічні показники аналога та розробки, що проектується

Показники (параметри)	Одиниця вимірювання	Аналог	Проектований пристрій	Відношення параметрів нової розробки до аналога	Питома вага показника
Обсяг Flash-пам'яті	кБ	16	32	2	0,25
Тактова частота	МГц	8	16	2	0,12

Продовження таблиця 4.4

Діапазон визначення вологості	од.	70	90	1,28	0,15
Напруга живлення	В	12	5	1,5	0,3
Діапазон визначення температури	од.	50	60	1,2	0,18
Експлуатаційні витрати	грн	60	60	1	0,45
Ціна (тарифний план)	грн	500	350	0,7	0,55

Нормативні параметри оцінюємо показником, який отримує одне з двох значень: 1 – пристрій відповідає нормам і стандартам; 0 – не відповідає.

Груповий показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами розраховуємо як добуток частинних показників за кожним параметром за формулою [61]

$$I_{III} = \prod_{i=1}^n q_i, \quad (4.2)$$

де I_{III} – загальний показник конкурентоспроможності за нормативними параметрами;

q_i – одиничний (частинний) показник за i -м нормативним параметром;

n – кількість нормативних параметрів, які підлягають оцінюванню.

За нормативними параметрами розроблюваний пристрій відповідає вимогам ДСТУ, тому $I_{III} = 1$.

Значення групового параметричного індексу за технічними параметрами визначаємо з урахуванням вагомості (частки) кожного параметра [61]

$$I_{III} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot \alpha_i, \quad (4.3)$$

де $I_{\text{ТП}}$ – груповий параметричний індекс за технічними показниками (порівняно з виробом-аналогом);

q_i – одиничний параметричний показник i -го параметра;

α_i – вагомість i -го параметричного показника, $\sum_{i=1}^n \alpha_i = 1$;

n – кількість технічних параметрів, за якими оцінюється конкурентоспроможність.

Проведемо аналіз параметрів згідно даних таблиці 4.4.

$$I_{mn} = 2 \cdot 0,25 + 2 \cdot 0,12 + 1,28 \cdot 0,15 + 1,5 \cdot 0,3 + 1,2 \cdot 0,18 = 1,60.$$

Груповий параметричний індекс за економічними параметрами розраховуємо за формулою [61]

$$I_{\text{ЕП}} = \sum_{i=1}^m q_i \cdot \beta_i, \quad (4.4)$$

де $I_{\text{ЕП}}$ – груповий параметричний індекс за економічними показниками;

q_i – економічний параметр i -го виду;

β_i – частка i -го економічного параметра, $\sum_{i=1}^m \beta_i = 1$;

m – кількість економічних параметрів, за якими здійснюється оцінювання.

Проведемо аналіз параметрів згідно даних таблиці.

$$I_{\text{ЕП}} = 1 \cdot 0,45 + 0,7 \cdot 0,55 = 0,84.$$

На основі групових параметричних індексів за нормативними, технічними та економічними показниками розрахуємо інтегральний показник конкурентоспроможності за формулою [61]

$$K_{\text{ИТ}} = I_{\text{ИП}} \cdot \frac{I_{\text{ТП}}}{I_{\text{ЕП}}}, \quad (4.5)$$

$$K_{\text{ИИТ}} = 1 \cdot 1,60 / 0,84 = 1,91.$$

Інтегральний показник конкурентоспроможності $K_{\text{ИИТ}} > 1$, отже розробка переважає відомі аналоги за своїми техніко-економічними показниками.

4.3 Розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [62]

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.6)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, (грн);

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=24$ дні.

$$Z_o = 12000,00 \cdot 24 / 24 = 12000,00 \text{ (грн)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.5

Таблиця 4.5 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник проекту	12000,00	500,00	24	12000,00
Інженер-розробник цифрової техніки (схемотехніка)	11500,00	479,17	14	6708,33
Інженер-розробник конструкторії (дизайну)	10200,00	425,00	10	4250,00
Технік	7200,00	300,00	5	1500,00
Всього				24458,33

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» розраховуємо за формулою

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.7)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.8)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), приймемо $M_M=2600,00$ (грн);

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [62];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 24$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_l = 2600,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (24 \cdot 8) = 24,57 \text{ (грн)}.$$

$$З_{pl} = 24,57 \cdot 8,00 = 196,63 \text{ (грн)}.$$

Таблиця 4.6 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника, грн
Установка офісного обладнання	8,00	2	1,10	22,49	196,63
Підготовка робочого місця розробника мікро- та наносистемної техніки	4,00	2	1,10	22,49	89,96
Інсталяція програмного забезпечення моделювання електронних пристроїв	5,00	5	1,70	34,76	173,78

Продовження таблиці 4.6.

Формування бази даних досліджень	10,00	4	1,50	30,67	306,67
Тренування системи	3,50	3	1,35	27,60	96,60
Налагодження електронних блоків	4,50	6	2,00	40,89	184,00
Тестування пристрою	7,00	4	1,50	30,67	214,67
Всього					1446,71

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{доп}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{доп}}}{100\%}, \quad (4.9)$$

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

$$Z_{\text{доп}} = (24458,33 + 1446,71) \cdot 10 / 100\% = 2590,5 \text{ (грн)}.$$

4.3.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{доп}}) \cdot \frac{H_{\text{зн}}}{100\%} \quad (4.10)$$

де $H_{\text{зн}}$ – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (24458,33 + 1446,71 + 2590,5) \cdot 22 / 100\% = 6269,02 \text{ (грн)}.$$

Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача».

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.11)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

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

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$M_1 = 2,00 \cdot 209,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 459,8 \text{c (грн)}$.

Проведені розрахунки зведемо до табл.4.7

Таблиця 4.7 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір офісний UP! (Underprice)	209,00	2,00	0,000	0,00	418,00
2 для записів CARBONIX Light A5	112,80	3,00	0,000	0,00	338,4
Органайзер офісний CARBONIX OFFICE	250,00	2,00	0,000	0,00	500,00

Продовження таблиці 4.7

Канцелярське приладдя (набір офісного працівника)	205,00	4,00	0,000	0,00	902,00
Картридж для принтера Canon LBP6000	1020,00	1,00	0,000	0,00	1122,00
Диск оптичний NewVybir CD-R	13,25	3,00	0,000	0,00	43,73
Flesh-пам'ять Kingston 32 GB	225,00	1,00	0,000	0,00	247,50
Тека для паперів CARBONIX BOX-ZX	115,00	2,00	0,000	0,00	253,00
Всього					3 824,63

Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.12)$$

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

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

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

$$K_6 = 1 \cdot 34,00 \cdot 1,1 = 37,40 \text{ (грн)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до табл. 4.8

Таблиця 4.8 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Плата пристрою	1	34,00	37,40
LM317	3	22,00	72,60
Світлодіод	1	12,00	13,20
Роз'єми SIL-100-01	3	2,50	8,25
Ресистор 10 КОм	3	1,50	4,95
Ресистор 4.7 Ом	1	1,20	1,32
Конденсатор 2,2мкФ	5	1,15	6,33
Ресистор 39 Ом	1	1,25	1,38
Конденсатор 0.68мкФ	3	0,85	2,81
Роз'єми SIL-100-03	9	6,25	61,88
Ресистор 680 Ом	1	1,10	1,21
АТmega328 Мікроконтролер	1	75,00	82,50
Всього			293,81

Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (4.13)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{спец} = 12800,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 14080,00 \text{ (грн)}.$$

Отримані результати зведемо до табл.4.9.

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за оди- ницю, грн	Вартість, грн
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	1	12800,00	14080,00
Всього			14080,00

Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою

$$B_{прог} = \sum_{i=1}^k \Pi_{инрг} \cdot C_{прог.i} \cdot K_i, \quad (4.14)$$

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

$C_{прог.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1,10 \dots 1,12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{прог} = 7264,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 7990,40 \text{ (грн)}.$$

Отримані результати зведемо до табл.4.10.

Таблиця 4.10 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Середовище математичного інженерного моделювання Matchcad 15	1	7264,00	7990,40
Всього			7990,40

Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.15)$$

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

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

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

$$A_{обл} = (26800,00 \cdot 1) / (2 \cdot 12) = 1116,67 \text{ (грн)}.$$

Проведені розрахунки зведемо до табл.4.11

Таблиця 4.11 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер інженера-розробника цифрової техніки (схемотехніка)	26800,00	2	1	1116,67

Продовження таблиці 4.11.

Персональний комп'ютер інженера-розробника конструкції (дизайну)	25342,00	2	1	1055,92
Оргтехніка	8150,00	5	1	135,83
Приміщення дослідної лабораторії	326000,00	4	1	6791,67
ОС Windows 10	5720,00	25	1	19,07
Прикладний пакет Microsoft Office 2016	5142,00	2	1	214,25
Прикладний пакет Microsoft Office 2016	5132,00	2	1	213,83
Всього				9547,23

Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.16)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 6,2$ грн;

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

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

$$B_e = 0,45 \cdot 164,0 \cdot 6,2 \cdot 0,95 / 0,97 = 448,13(\text{грн}).$$

Проведені розрахунки зведемо до табл.4.12.

Таблиця 4.12 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер інженера-розробника цифрової техніки (схемотехніка)	0,45	164,0	457,56
Персональний комп'ютер інженера-розробника конструкції (дизайну)	0,25	160,0	248
Оргтехніка	0,75	10,0	46,5
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	0,25	24,0	37,2
Всього			789,26

Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.17)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cv} = 20\%$.

$$B_{cv} = (24458,33 + 1446,71) \cdot 20 / 100\% = 5181,01(\text{грн}).$$

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

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.18)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (24458,33 + 1446,71) \cdot 30 / 100\% = 7771,51(\text{грн}).$$

Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$I_g = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ig}}{100\%}, \quad (4.19)$$

де H_{ig} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ig} = 50\%$.

$$I_g = (24458,33 + 1446,71) \cdot 50 / 100\% = 12952,52(\text{грн}).$$

4.3.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціона-

лізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою

$$B_{нзв} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.20)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (24458,33 + 1446,71) \cdot 100 / 100\% = 25905,04(\text{грн}).$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою

$$B_{заг} = З_o + З_p + З_{од} + З_n + M + K_e + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_e + B_{нзв}. \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} B_{заг} &= 24458,33 + 1446,71 + 2590,5 + 6269,02 + 3\ 824,63 + 293,81 + 14080,00 + \\ &7990,40 + 9547,23 + 789,26 + 5181,01 + 7771,51 + 12952,52 + 25905,04 = \\ &= 122512,66 (\text{грн}). \end{aligned}$$

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

$$ЗВ = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.22)$$

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

$$ЗВ = 122512,66 / 0,95 = 128960,695 (\text{грн}).$$

4.4 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки при її можливій 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.

Результати дослідження проведені за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» передбачають комерціалізацію протягом 4-х років реалізації на ринку.

В цьому випадку майбутній економічний ефект буде формуватися на основі таких даних:

ΔN – збільшення кількості споживачів пристрою, у періоди часу, що аналізуються, від покращення його певних характеристик;

Показник	1-й рік	2-й рік	3-й рік	4-й рік
Збільшення кількості споживачів, осіб	780	1100	850	500

N – кількість споживачів які використовували аналогічний пристрій у році до впровадження результатів нової науково-технічної розробки, приймемо 11000 осіб;

C_o – вартість пристрою у році до впровадження результатів розробки, приймемо 300,00 (грн);

$\pm \Delta C_o$ – зміна вартості пристрою від впровадження результатів науково-технічної розробки, приймемо 50,00 грн.

Можливе збільшення чистого прибутку у потенційного інвестора $\Delta \Pi_i$ для кожного із 4-х років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, розраховуємо за формулою [61]

$$\Delta\Pi_i = (\pm\Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{\mathcal{G}}{100}\right), \quad (4.23)$$

де λ – коефіцієнт, який враховує сплату потенційним інвестором податку на додану вартість. У 2022 році ставка податку на додану вартість складає 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність інноваційного продукту).

Прийmemo $\rho = 35\%$;

\mathcal{G} – ставка податку на прибуток, який має сплачувати потенційний інвестор, у 2022 році $\mathcal{G} = 18\%$;

Збільшення чистого прибутку 1-го року

$$\Delta\Pi_1 = (50,00 \cdot 11000,00 + 350,00 \cdot 780) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 196046,83 \text{ (грн)}.$$

Збільшення чистого прибутку 2-го року

$$\Delta\Pi_2 = (50,00 \cdot 11000,00 + 350,00 \cdot 1880) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 287757,68 \text{ (грн)}.$$

Збільшення чистого прибутку 3-го року

$$\Delta\Pi_3 = (50,00 \cdot 11000,00 + 350,00 \cdot 2730) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 358625,16 \text{ (грн)}.$$

Збільшення чистого прибутку 4-го року

$$\Delta\Pi_4 = (50,00 \cdot 11000,00 + 350,00 \cdot 3230) \cdot 0,83 \cdot 0,35 \cdot (1 - 0,18/100\%) = 400311,91 \text{ (грн)}.$$

Приведена вартість збільшення всіх чистих прибутків $\Pi\Pi$, що їх може отримати потенційний інвестор від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки

$$\Pi\Pi = \sum_{i=1}^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1 + \tau)^t}, \quad (4.24)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному з років, протягом яких виявляються результати впровадження науково-технічної розробки, грн;

T – період часу, протягом якого очікується отримання позитивних результатів від впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, роки;

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

t – період часу (в роках) від моменту початку впровадження науково-технічної розробки до моменту отримання потенційним інвестором додаткових чистих прибутків у цьому році.

$$\begin{aligned} III &= 196046,83/(1+0,15)^1 + 287757,68/(1+0,15)^2 + 358625,16/(1+0,15)^3 + \\ &+ 400311,91/(1+0,15)^4 = 170475,50 + 217586,15 + 235801,86 + 228879,63 = \\ &= 852743,14 \text{ (грн.)} \end{aligned}$$

Величина початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки

$$PV = k_{инв} \cdot ZB, \quad (4.25)$$

де $k_{инв}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію, приймаємо $k_{инв} = 2$;

ZB – загальні витрати на проведення науково-технічної розробки та оформлення її результатів, приймаємо $128960,695$ грн.

$$PV = k_{инв} \cdot ZB = 2 \cdot 128960,695 = 257\,921,39 \text{ (грн.)}$$

Абсолютний економічний ефект $E_{абс}$ для потенційного інвестора від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки становитиме

$$E_{абс} = III - PV \quad (4.26)$$

де III – приведена вартість зростання всіх чистих прибутків від можливого впровадження та комерціалізації науково-технічної розробки, $852743,14$ грн;

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, $257803,80$ грн.

$$E_{абс} = III - PV = 852743,14 - 257\,921,39 = 594\,821,75 \text{ (грн.)}$$

Внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (4.27)$$

де E_{abc} – абсолютний економічний ефект вкладених інвестицій, 594939,35 грн;

PV – теперішня вартість початкових інвестицій, 257803,80 грн;

$T_{ж}$ – життєвий цикл науково-технічної розробки, тобто час від початку її розробки до закінчення отримування позитивних результатів від її впровадження, 4 роки.

$$E_g = T_{ж} \sqrt[4]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1 = (1 + 594\,821,75 / 257\,803,80)^{1/4} - 1 = 0,35.$$

Мінімальна внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій τ_{min}

$$\tau_{min} = d + f, \quad (4.28)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2022 році в Україні $d = 0,1$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладення інвестицій, прийmemo 0,25.

$\tau_{min} = 0,1 + 0,25 = 0,35$ - свідчить про те, що внутрішня економічна дохідність інвестицій E_g , які можуть бути вкладені потенційним інвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки відповідає мінімальній внутрішній дохідності. Тобто інвестувати в науково-дослідну роботу за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» доцільно.

Період окупності інвестицій $T_{ок}$ які можуть бути вкладені потенційним депінвестором у впровадження та комерціалізацію науково-технічної розробки

$$T_{ок} = \frac{1}{E_g}, \quad (4.29)$$

де E_g – внутрішня економічна дохідність вкладених інвестицій.

$$T_{ок} = 1 / 0,35 = 2,87 \text{ р.}$$

$T_{ок} < 3$ -х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

4.5 Висновки до розділу

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача» становить 41,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

При оцінюванні рівня конкурентоспроможності, згідно узагальненого коефіцієнту конкурентоспроможності розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,91 рази.

Також термін окупності становить 2,87 р., що менше 3-х років, що свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

Отже можна зробити висновок про доцільність проведення науково-дослідної роботи за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача».

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

На дослідника радіоелектронного ємнісного перетворювача вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача можуть впливати такі небезпечні та шкідливі фактори, у відповідності з прийнятою класифікацією за ГОСТ 12.0003.-74 [63].

Фізичні: підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищена та понижена рухливість повітря робочої зони; недостатня освітленість робочої зони; недостатність природного освітлення; небезпечний рівень напруги в електричному колі, замикання якого може відбутися через тіло людини; підвищена та понижена вологість повітря; підвищений рівень електромагнітного опромінення.

Психофізіологічні: нервово – психічні перевантаження (монотонність праці, емоційні перевантаження, перенапруга аналізаторів).

Оскільки у роботі висвітлюються дослідження на тему «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача», надалі, більш детально описані вимоги безпечної роботи з джерелами електромагнітних випромінювань.

5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт

5.1.1 Технічні рішення з організації робочого місця під час роботи з мережами радіозв'язку

Якщо існують невідповідності вимогам норм у залежності від робочого діапазону частот, характеру виконуваних робіт, рівня опромінення і необхідної ефективності захисту застосовують наступні способи та засоби захисту або їх комбінації: захист часом та відстанню; зменшення параметрів випромінювання безпосередньо в самому джерелі випромінювання; екранування джерела випромінювання; екранування робочого місця; раціональне розташування установок в робочому приміщенні; встановлення раціональних режимів експлуатації установок та роботи обслуговуючого персоналу; застосу-

вання засобів попереджувальної сигналізації (світлова, звукова тощо); виділення зон випромінювання; застосування засобів індивідуального захисту.

Захист часом передбачає обмеження часу перебування людини в робочій зоні, якщо інтенсивність опромінення перевищує норми, встановлені за умови опромінення на протязі зміни, і застосовується, коли немає можливості зменшити інтенсивність опромінення до допустимих значень і тільки для випромінювань в діапазоні 300 МГц – 300 ГГц, а також для електростатичного та електричного поля частотою 50 Гц. Допустимий час перебування залежить від інтенсивності опромінення. Захист відстанню застосовується коли неможливо послабити інтенсивність опромінення іншими заходами, у тому числі й скороченням часу перебування людини в небезпечній зоні. В цьому випадку збільшують відстань між джерелом випромінювання і обслуговуючим персоналом. Цей вид захисту ґрунтується на швидкому зменшенні інтенсивності поля з відстанню. Електромагнітна енергія, випромінювана окремими елементами електротермічних установок та радіотехнічної апаратури, при відсутності екранів (настроювання, регулювання, випробування) поширюється в приміщенні, відбивається від стін та перекриттів, частково проходить крізь них і трохи розсіюється в них. В результаті утворення стоячих хвиль в приміщенні можуть створюватися зони з підвищеною густиною ЕМВ. Тому роботи рекомендується проводити в кутових приміщеннях першого та останнього поверхів будинків. Для захисту персоналу від опроміненень потужними джерелами ЕМВ поза приміщеннями необхідно раціонально планувати територію радіоцентру, виносити служби за межі антенного поля, встановлювати безпечні маршрути руху людей, екранувати окремі будівлі та ділянки території. Зони опромінення виділяються на основі інструментальних вимірювань інтенсивності опромінення для кожного конкретного випадку розташування апаратури. Установки огорожують або границю зони позначають яскравою фарбою на підлозі приміщення, передбачаються сигнальні кольори та знаки безпеки відповідно до ГОСТ12.3.026-76. Для захисту очей від ЕМВ призначені захисні окуляри з металізованими скельцями типу ЗП5-80 (ГОСТ

12.4.013-75). Поверхня одношарових скелець повернута до ока, покрита безколірною прозорою плівкою двоокису олова, яка дає ослаблення електромагнітної енергії до 30 дБ при пропусканні світла не менше 75 %. Для контролю рівнів ЕМП застосовують різні вимірювальні прилади у залежності від діапазону частот. Вимірювання проводять в зоні перебування персоналу від рівня підлоги до висоти 2 м через кожні 0,5 м.

5.1.2 Електробезпека

Для забезпечення електробезпеки застосовують окремо або у поєднанні один з іншим наступні технічні способи та засоби: захисне заземлення, занулення.

Захисним заземленням називається навмисний електричний контакт із землею або її еквівалентом металевих не струмоведучих частин, які можуть опинитися під напругою при замиканні на корпус та через інші причини. Завдання захисного заземлення – усунення небезпеки ураження струмом у випадку доторкання до корпусу та інших струмоведучих металевих частин електроустановки, що опинилися під напругою. Захисне заземлення застосовують у трифазних мережах з ізольованою нейтралю.

Принцип дії захисного заземлення – зменшення напруги між корпусом, що опинився під напругою, та землею до безпечного значення. У якості провідників заземлення дозволяється використовувати різні металеві конструкції: ферми, шахти ліфтів, підйомників, сталеві труби електропроводок, відкрито прокладені стаціонарні трубопроводи різного призначення (крім трубопроводів горючих та вибухонебезпечних газів, каналізації і центрального опалення).

Зануленням називається навмисне електричне з'єднання з нульовим захисним провідником металевих не струмоведучих частин, які можуть опинитися під напругою внаслідок замикання на корпус та через інші причини. Завдання занулення – усунення небезпеки ураження струмом у випадку контакту з корпусом та іншими неструмоведучими металевими частинами електро-

установки, що опинилися під напругою внаслідок замикання на корпус. Вирішується це завдання швидким вимкненням пошкодженої електроустановки із мережі. Принцип дії занулення – перетворення замикання на корпус в однофазне коротке замикання (тобто замикання між фазними та нульовими проводами) з метою викликати більший струм, здатний забезпечити спрацювання захисту і цим самим автоматично вимкнути пошкоджену установку із мережі живлення. Таким захистом можуть бути плавкі запобіжники, магнітні пускачі з тепловим захистом, контактори у поєднанні з тепловими реле, автомати, що здійснюють захист одночасно від струмів короткого замикання та від перевантаження.

Класифікація приміщень за категоріями електробезпеки залежно від мікроклімату виробничих будівель. Допустимими визнаються умови праці у будівлях, де відносна вологість повітря не перевищує 60%, температура повітря не перевищує 35 °С, а пил та хімічно агресивне середовище – відсутні. За таких умов праці мікроклімат вважається сухим. Вологими називаються умови роботи, де відносна вологість повітря становить від 60% до 75%. Сирі – це такі умови, які характеризуються відносною вологістю повітря в будівлі більшою за 75%. Особливо сирі умови – це умови, із майже стовідсотковою відносною вологістю повітря. Гарячими умовами праці є становище, при якому температура повітря перевищує 35 °С. Запиленими визнаються умови, при яких виділяється велика кількість виробничого пилу, внаслідок чого він може залишатись на зовнішніх поверхнях або навіть проникати у середину обладнання чи апаратів. До умов праці з хімічно активним середовищем відносять умови, при яких у повітрі протягом тривалого часу залишаються гази або краплі рідин, які негативно впливають на ізолюючі властивості і струмопровідні елементи електричних інструментів.

Класифікація приміщень за рівнем електробезпеки Відповідно до ПУЕ, усі промислові приміщення (цехи, майстерні, склади) за ступенем ймовірності ураження електричним струмом можна розділити на три категорії: Будівлі з підвищеною небезпекою До цього типу будівель належать споруди, в яких

наявний принаймні один із таких факторів: сирі приміщення, відносна вологість в яких протягом тривалого часу перевищує 75%; приміщення, в яких пил покриває провідники, забивається всередину машин та обладнання; приміщення зі струмопровідними підлогами (металевими, земляними, цегляними, залізобетонними); приміщення, в яких середня температура повітря зазвичай перевищує +30 °С; приміщення, в яких існує ймовірність одночасного торкання співробітника до зовнішніх елементів електричного устаткування і заземлених металевих конструкцій будівель, технологічного обладнання тощо.

Будівлі з особливо небезпечними умовами Ці будівлі характеризуються як дуже сирі приміщення зі стовідсотковою відносною вологістю. Стеля, стіни, підлога, устаткування у таких приміщеннях постійно вкриті тонким шаром крапель чи пліснявою. Слід бути вкрай обережними, оскільки при виконанні робіт з використанням електричної напруги на відкритому повітрі, всередині посудин, всередині непросохлих приміщень ймовірність ураження співробітників чи сторонніх осіб електричним струмом дуже висока. До будівель з особливо небезпечними умовами належать також споруди з хімічно активним середовищем, яке завдяки своїм властивостям завдає шкоду ізоляції та електричним матеріалам. Окрім того, будівлі, які мають одночасно дві або більше ознаки приміщень з підвищеною небезпекою так само належать до будівель із особливо небезпечними умовами.

Будівлі без факторів збільшеної небезпеки До цієї категорії належать будівлі, в яких немає жодної з ознак, властивих приміщенням з підвищеною або особливою небезпекою.

Підсумовуємо, що для створення оптимальних умов електробезпеки в робочому приміщенні потрібно підтримувати режим вологості повітря на рівні 60%, для того щоб приміщення було сухим, та температуру повітря не вище 35°C. Постійний моніторинг середовища, на предмет пилу та хімічно агресивних речовин у складі повітря, для забезпечення електробезпеки приміщення. Заземлення електропристроїв для уникнення аварійної ситуації.

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Метеорологічні умови виробничих приміщень (санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень ДСН 3.3.6.042–99) можна оцінювати за сукупністю таких факторів, як температура (t , °C), відносна вологість (ϕ , %), швидкість руху повітря (V , м/с) та величина інтенсивності теплового опромінення (E , Вт/м²).

За ступенем впливу на тепловий стан людини мікрокліматичної умови поділяють на оптимальні та допустимі. Оптимальні мікрокліматичні умови – поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину забезпечують зберігання нормального теплового стану організму без активізації механізмів терморегуляції. Вони забезпечують відчуття теплового комфорту та створюють передумови для високого рівня працездатності [63]. Допустимі мікрокліматичні умови – поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину можуть викликати зміни теплового стану організму, що швидко минають і нормалізуються та супроводжуються напруженням механізмів терморегуляції в межах фізіологічної адаптації. При цьому не виникає ушкоджень або порушень стану здоров'я, але можуть спостерігатися дискомфортні тепловідчуття, погіршення самопочуття та зниження працездатності [65].

Категорія робіт - розмежування робіт за важкістю на основі загальних енерговитрат організму [65]. Легкі фізичні роботи (категорія I) охоплюють види діяльності, при яких витрата енергії дорівнює 105–140 Вт (90–120 ккал/год.) – категорія Ia та 141–175 Вт (121–150 ккал/год.) – категорія Ib. До категорії Ia належать роботи, що виконуються сидячи і не потребують фізичного напруження. До категорії Ib належать роботи, що виконуються сидячи, стоячи або пов'язані з ходінням та супроводжуються деяким фізичним напруженням.

Визначаємо наявну категорію робіт, як Іб. Основними нормативними документами, що регламентують параметри мікроклімату виробничих приміщень, є ДСН 3.3.6.042-99 [67].

Допустимі параметри мікроклімату наведені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура, °С Допустима		Відносна вологість	Швидкість руху, X
		Верхня межа	Нижня межа		
Холодний	Іб	20-24	17-25	75	не більше 0,2
Теплий		21-28	19-30	55 при 27 °С	0,1-0,3

Отже для забезпечення комфортності і безпечності трудового процесу рекомендовано дотримуватись вищенаведених параметрів мікроклімату і корегувати їх відповідними технічними засобами, якщо матимуть місце відхилення від нормативних значень.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

При виконанні даного виду робіт немає небезпеки виділення шкідливих речовин у повітря, але потрібен контроль за складом повітря робочої зони та при збільшенні допустимих норм проводити заходи, щодо усунення надлишку шкідливих речовин.

Для забезпечення складу повітря робочої зони передбачені наступні рішення:

- застосування пиловідсмоктуючих агрегатів з рукавними фільтрами, які встановленні безпосередньо на дільницях біля обладнання із яких очищене повітря поступає у виробниче приміщення;
- необхідно проводити контроль за ГДК шкідливих речовин у приміщенні;

– застосовувати природну вентиляцію: організовану і неорганізовану.

5.2.3 Виробниче освітлення

Відповідно до ДБН В.2.5-28:2018 [68] Система природного освітлення відноситься до бокової. Характеристика зорових робіт – середньої точності.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Середньої точності	Від 0,5 до 1,0	IV	б	середній	середній	200	500	4	1,5	2,4	0,9

При експлуатації штучного освітлення здійснюється контроль за рівнем напруги освітлювальної мережі, своєчасна заміна перегорілих ламп, забезпечується чистота повітря у приміщенні.

5.2.4 Виробничий шум

Звук або шум виникає при механічних коливаннях у твердих, рідких та газоподібних середовищах. Звуки, що передаються будівельними конструкціями, називаються структурними, а ті що поширюються у повітряному середовищі, прийнято називати повітряним шумом. Будь-який небажаний звук називають шумом. Шум шкідливий для здоров'я, зменшує працездатність, підвищує рівень небезпеки. Тому необхідно передбачати заходи захисту від шуму. А для цього потрібно володіти відповідними знаннями. Як правило, шум нас дратує: заважає працювати, відпочивати, думати. Але шум може впливати і позитивно. Такий вплив на людину чинить, наприклад, шелест листя дерев, помірний стукіт дощових крапель, рокіт морського прибою. Позитивний вплив спокійної приємної музики відомий з давніх часів. Тому різноманітні оздоровчі процедури супроводжуються спокійною симфонічною або блюзовою музикою.

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [68]. За цими нормами рівень шуму не може перевищувати 65 Дб.

Існують такі способи боротьби з шумом механічного походження та вібрацією:

- зменшення шуму та вібрації безпосередньо в джерелах їх виникнення, застосовуючи обладнання, що не утворює шуму, замінюючи ударні технологічні процеси безударними, застосовуючи деталі із матеріалів з високим коефіцієнтом внутрішнього тертя (пластмаса, гума, деревина та ін), підшипники ковзання замість кочення, косозубі та шевронні зубчасті передачі замість прямозубих, проводячи своєчасне обслуговування та ремонт елементів, що створюють шум та ін.;

- зменшення шуму та вібрації на шляхах їх розповсюдження заходами звуко- та віброізоляції, а також вібро- та звукопоглинання;

- зменшення шкідливої дії шуму та вібрації, застосовуючи індивідуальні засоби захисту та запроваджуючи раціональні режими праці та відпочинку.

Одним з найпростіших та економічно доцільних способів зниження шуму є застосування методів звукоізоляції та звукопоглинання.

5.2.5 Електромагнітні випромінювання

Електромагнітні поля мають потужний вплив на людський організм. Вони негативно впливають майже на усі системи організму. Тому треба створювати певні методи захисту від їх дії. Найпоширенішими з таких методів є такі:

- зменшення щільності потоку енергії, якщо дозволяє даний технологічний процес або обладнання.
- захист часом (тобто обмеження часу знаходження у зоні джерела ЕМП).
- захист відстанню.
- екранування робочого місця чи джерела.
- раціональне планування робочого місця.
- застосування засобів попереджувальної сигналізації.
- застосування засобів особистого захисту.

Для зменшення впливу електромагнітних полів на персонал, який знаходиться у зоні дії деяких радіоелектронних засобів необхідним є ряд захисних заходів: організаційні, інженерно-технічні та лікувально-профілактичні.

Слід сказати, що ще на етапі проектування взаємне розміщення об'єктів має бути забезпечено таким чином, щоб інтенсивність опромінення була мінімальною. Також треба заздалегідь попідкуватися про зменшення часу перебування персоналу у зоні опромінення. Потужність джерел випромінювання повинна бути найменшою з можливих.

5.2.6 Психофізіологічні фактори

Психофізіологічні фактори небезпеки – чинники, обумовлені особливостями фізіології та психології людини, що можуть завдати їй шкоди за певних обставин.

Небезпечні та шкідливі психофізіологічні виробничі чинники залежно від характеру дії поділяють на такі групи:

- фізичні перевантаження (статичні, динамічні);
- нервово-психічні перевантаження (розумові перевантаження, перевантаження аналізаторів, монотонність праці, емоційні перевантаження)

Психофізіологічні фактори вибираються відповідно з Гігієнічною класифікацією праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу [68].

Оптимальні умови праці за показниками напруженості праці:

Інтелектуальні навантаження:

Зміст роботи – рішення складних завдань з вибором за алгоритмом;

Сприймання інформації та їх оцінка – сприймання інформації з наступною корекцією дій та операцій;

Розподіл функцій за ступенем складності завдання - обробка, контроль, перевірка завдання.

Сенсорні навантаження:

Зосередження (%за зміну) – до 50%;

Щільність сигналів (звукові за 1 год) – до 150;

Навантаження на слуховий аналізатор (%) – розбірливість слів та сигналів від 50 до 80 %;

Навантаження на голосовий апарат (протягом тижня) – від 20 до 25%.

Емоційне навантаження:

Ступінь відповідальності за результат своєї діяльності – є відповідальним за функціональну якість основної роботи; Ступінь ризику для власного життя – вірогідний;

Ступінь відповідальності за безпеку інших осіб – є відповідальним за безпеку інших.

Режим праці:

Тривалість робочого дня – більше 8 год;

Змінність роботи – однозмінна (без нічної зміни).

5.3 Промислові аварії, катастрофи та їх наслідки

Аварія – це небезпечна подія техногенного характеру, що створює на об'єкті, території або акваторії загрозу для життя і здоров'я людей та призводить до руйнування будівель, споруд, обладнання і транспортних засобів, порушення виробничого процесу чи завдає шкоди довкіллю.

Аварії, спричинені порушенням експлуатації технічних об'єктів, за своїми масштабами почали набувати катастрофічного характеру, вже в 20-х роках ХХ ст.

Основними причинами виникнення аварій в Україні є:

- надзвичайне техногенне навантаження території;
- низький рівень застосування прогресивних ресурсозберігаючих та екологічно безпечних технологій;
- незадовільний стан збереження, утилізації і захоронення високотоксичних та радіоактивних відходів;
- значна зношеність основних виробничих фондів більшості підприємств;
- порушення вимог технологічного процесу та правил безпеки;
- недосконалість сучасних систем управління небезпечними процесами;
- низька професійна підготовка персоналу до дій в екстремальних умовах.

Аварії поділяють на дві категорії:

- до I категорії належать аварії, внаслідок яких: загинуло 5 чи травмовано 10 і більше осіб; стався викид отруйних, радіоактивних, небезпечних

речовин за санітарно-захисну зону підприємства; збільшилась концентрація забруднюючих речовин у навколишньому природному середовищі більш як у 10 разів; зруйновано будівлі, споруди чи основні конструкції об'єкта, що створило загрозу для життя і здоров'я працівників підприємства чи населення;

– до II категорії належать аварії, внаслідок яких: загинуло до 5 чи травмовано від 4 до 10 осіб; зруйновано будівлі, споруди чи основні конструкції об'єкта, що створило загрозу для життя і здоров'я працівників цеху, ділянки (враховуються цех, ділянка з чисельністю працівників 100 осіб і більше).

Випадки порушення технологічних процесів, роботи устаткування, тимчасової зупинки виробництва в результаті спрацювання автоматичних захисних блокувань та інші локальні порушення в роботі цехів, ділянок і окремих об'єктів, падіння опор та обрив дротів ліній електропередач не належать до аварій, що мають категорії.

Згідно з розмірами та заподіяною шкодою розрізняють легкі, середні, важкі та особливо важкі аварії. Особливо важкі аварії призводять до великих руйнувань та супроводжуються, великими жертвами. Аналіз наслідків аварій, характеру їх впливу на навколишнє середовище зумовив розподіл їх за видами.

Збитки від аварій бувають прямої і непрямой дії. Вони розподіляються за співвідношенням 70:30.

До збитків прямої дії належать:

– пошкодження й руйнування жилих і виробничих будинків, залізниць та автомобільних доріг, ліній електромереж і зв'язку, меліоративних систем та інші;

– загибель худоби та врожаю сільськогосподарських культур, знищення і порча сировини, палива, продуктів харчування, кормів, добрив та інші;

– витрати на евакуацію населення і матеріальних цінностей в безпечні місця;

- виведення з користування родючого шару ґрунтів, водних ресурсів.

До збитків непрямої дії належать:

- затрати на придбання й доставку в потерпілі райони продуктів харчування, будівельних матеріалів, кормів для худоби;
- скорочення вироблення продукції та уповільнення темпів розвитку народного господарства;
- погіршення умов життя населення;
- неможливість раціонального використання території;
- збільшення амортизаційних витрат на утримання будинків в нормальному стані, у разі їх можливого подальшого використання.

Вплив аварій деколи переходить кордони держав і охоплює цілі регіони. Несприятлива екологічна обстановка, викликана цими аваріями, може зберігатися від декількох днів до багатьох років. Ліквідація наслідків таких аварій потребує великих коштів та залучення багатьох спеціалістів.

Особливо важкі аварії можуть призвести до катастроф.

Катастрофа – це великомасштабна аварія, яка призводить до важких наслідків для людини, тваринного й рослинного світу, змінюючи умови середовища існування. Глобальні катастрофи охоплюють цілі континенти і їх розвиток ставить під загрозу існування всієї біосфери.

До основних заходів щодо запобігання виникненню техногенних НС і зниженню негативних наслідків їх прояву відносять:

- системний моніторинг технологічного стану ПНО та своєчасне виявлення подій, які можуть призвести до НС;
- контроль параметрів природного середовища в промисловій зоні;
- дотримання відповідних норм і правил розміщення, будівництва та експлуатації ПНО;
- створення матеріальних резервів, сил і засобів на випадок НС;
- застосування різних санкцій до порушників БДЖ;
- правове регулювання всіх аспектів безпеки;
- підвищення рівня професійної підготовки персоналу.

ВИСНОВКИ

У ході виконання магістерської кваліфікаційної роботи були розглянуті переваги та недоліки сігма-дельта перетворювачів ємності у цифровий код. Для наочної демонстрації було спроектовано вимірювач вологості на основі вищезгаданих АЦП. Дипломна робота містить такі розділи: літературний огляд АЦП, аналізатор ємності на основі сігма-дельта АЦП та розділ розробки вимірювача вологості на ємнісних сігма-дельта АЦП, в якому блок пристрою було промодульовано.

У першому розділі в стислій формі розглянуті аналого-цифрові перетворювачі, описано принцип дії та основні характеристики: розрядність, похибки, частота дискретизації. Також охарактеризовано види сучасних АЦП, серед яких ми детально представили сігма-дельта АЦП. Порівняно характеристики сігма-дельта АЦП з іншими видами аналого-цифрових перетворювачів, та коротко проаналізовані сьогоденні ціни на мікросхеми перетворювачів від провідних виробників цієї галузі.

В другому розділі було розглянуто аналізатор ємності у цифровий код на основі дельта-сігма АЦП, описано всі можливі методи побудови таких аналізаторів, їх переваги та недоліки; в решті вибрано оптимальний. На простому прикладі оціночного набору довжини/переміщення EVAL-AD7745/46EB, розробленому фірмою Analog Devices, представлено практичну реалізацію пристроїв та вибрано можливу практичну область застосування.

В третьому розділі розроблено цифровий вимірювач вологості на основі CDC. Була розроблена та обґрунтована структурна схема пристрою, складена прошивка для мікроконтролера та промодельована робота блоку пристрою у програмному пакеті Proteus 7 Professional. По пункту зроблено висновок, що даний пристрій спроектовано вірно.

Згідно проведених досліджень в економічній частині рівень комерційного потенціалу розробки за темою «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача»

становить 41,3 бала, що, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки високий).

При оцінюванні рівня конкурентоспроможності, згідно узагальненого коефіцієнту конкурентоспроможності розробки, науково-технічна розробка переважає існуючі аналоги приблизно в 1,91 рази. Термін окупності становить 2,87 р., що менше 3-х років. Це свідчить про комерційну привабливість науково-технічної розробки і може спонукати потенційного інвестора профінансувати впровадження даної розробки та виведення її на ринок.

У розділі охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях розглянуто такі аспекти охорони праці, як технічні рішення з безпечної експлуатації об'єкта, технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії, а також пожежна безпека.

Під кінець хочеться додати, що перетворювач ємності у цифровий код на основі сігма-дельта АЦП має дуже широку область використання в наш час та величезні перспективи у застосуванні розробниками.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Wu, G.Q.; Chua, G.L.; Gu, Y.D. A dual-mass fully decoupled MEMS gyroscope with wide bandwidth and high linearity. *Sens. Actuators Phys.* 2017, 259, 50–56.
2. Maeda, D.; Ono, K.; Giner, J.; Matsumoto, M.; Kanamaru, M.; Sekiguchi, T.; Hayashi, M. MEMS Gyroscope with Less than 1-deg/h Bias Instability Variation in Temperature Range from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$. *IEEE Sens. J.* 2017, 18, 1006–1015.
3. Hou, B.; Li, C.; Gao, Z.; Wei, Q.; Zhou, B.; Zhang, R. Design, Optimization, and Compensation of a High-Precision Single-Excitation Absolute Capacitance Angular Encoder up to ± 4 . *IEEE Trans. Ind. Electr.* 2019, 66, 8161–8171.
4. Passaro, V.M.N.; Antonello, C.; Lorenzo, V.; De Carlo, M.; Campanella, C.E. Gyroscope Technology and Applications: A Review in the Industrial Perspective. *Sensors* 2017, 17, 2284.
5. Xia, D.; Yu, C.; Kong, L. The Development of Micromachined Gyroscope Structure and Circuitry Technology. *Sensors* 2014, 14, 1394–1473.
6. Hou, B.; Zhou, B.; Li, X.; Gao, Z.; Wei, Q.; Zhang, R. An Analog Interface Circuit for Capacitive Angle Encoder Based on a Capacitance Elimination Array and Synchronous Switch Demodulation Method. *Sensors* 2019, 19, 3116.
7. Семенов А.О., Орлов Н.М., Тесля Р.В. Надширокосмугова логоперіодична вібраторна антена. Всеукраїнської науково-технічної інтернет-конференції «Актуальні проблеми бойового застосування та експлуатації і ремонту зразків озброєння та військової техніки», 17–18 листопада 2022 року, м. Вінниця, Вінницький національний технічний університет. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/apozbt/apozbt2022/paper/view/16654>
8. Lv, R.; Fu, Q.; Yin, L.; Gao, Y.; Bai, W.; Zhang, W.; Zhang, Y.; Chen, W.; Liu, X. An Interface ASIC for MEMS Vibratory Gyroscopes with Nonlinear Driving Control. *Micromachines* 2019, 10, 270.

9. Ju, C.; Li, X.; Zou, J.; Wei, Q.; Zhou, B.; Zhang, R. An Auto-Tuning Continuous-Time Bandpass Sigma-Delta Modulator with Signal Observation for MEMS Gyroscope Readout Systems. *Sensors* 2020, 20, 1973.
10. Cui, J.; Yan, G.; Zhao, Q. Enhanced temperature stability of scale factor in MEMS gyroscope based on multi parameters fusion compensation method. *Measurement* 2019, 148, 106947.
11. Wang, Y.; Fu, Q.; Zhang, Y.; Zhang, W.; Chen, D.; Yin, L.; Liu, X. A Digital Closed-Loop Sense MEMS Disk Resonator Gyroscope Circuit Design Based on Integrated Analog Front-end. *Sensors* 2020, 20, 687.
12. Norouzpour-Shirazi, A.; Zaman, M.F.; Ayazi, F. A Digital Phase Demodulation Technique for Resonant MEMS Gyroscopes. *IEEE Sens. J.* 2014, 14, 3260–3266.
13. Geiger, W.; Bartholomeyczik, J.; Breng, U.; Gutmann, W.; Hafen, M.; Handrich, E.; Huber, M.; Jackle, A.; Kempfer, U.; Kopmann, H.; et al. MEMS IMU for AHRS applications. In *Proceedings of the 2008 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, Monterey, CA, USA, 5–8 May 2008*.
14. Zhou, W.W.; Zhang, R.; Zhou, B.; Chen, Z.Y. Drive loop design of single axis gyroscope based on SOPC. *J. Chin. Inert. Technol.* 2009, 17, 67–70.
15. Liu, Y.X.; Feng, W.L.; He, C.H.; Wang, L.; Dong, L.G.; Zhao, Q.C.; Yang, Z.C.; Yan, G.Z. Design of a digital closed control loop for the sense mode of a mode-matching MEMS vibratory gyroscope. In *Proceedings of the 2014 9th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), Honolulu, HI, USA, 13–16 April 2014*.
16. Gao, Z.; Zhou, B.; Li, Y.; Wei, Q.; Zhang, R. Design of Digital Demodulation Circuit for Closed Loop Control of Resonant MEMS Gyroscopes. In *Proceedings of the 2019 IEEE Sensors, Montreal, QC, Canada, 27–30 October 2019*; pp. 1–4.
17. Gao, Z.; Zhou, B.; Li, C.; Hou, B.; Sun, H.; Wei, Q.; Zhang, R. Design and Implementation of a System-on-Chip for Self-Calibration of an Angular Position Sensor. *Appl. Sci.* 2019, 9, 4772.

18. Neul, R.; Gmez, U.M.; Kehr, K.; Bauer, W.; Classen, J.; Doring, C.; Esch, E.; Gotz, S.; Hauer, J.; Kuhlmann, B.; et al. Micromachined Angular Rate Sensors for Automotive Applications. *IEEE Sens. J.* 2007, 7, 302–309.
19. Cortex-M3. Available online: <https://developer.arm.com/ip-products/processors/cortex-m/cortex-m3> (accessed on 9 July 2018).
20. Shinde, J.; Salankar, S.S. Clock gating—A power optimizing technique for VLSI circuits. In *Proceedings of the 2011 Annual IEEE India Conference (INDICON 2011)*, Hyderabad, India, 16–18 December 2011.
21. Yu, J.; Maloberti, F. A low-power multi-bit $\Delta\Sigma$ modulator in 90nm digital CMOS without DEM. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2005, 40, 2428–2436. [Google Scholar]
22. Dai, F.F.; Ni, W.; Yin, S.; Jaeger, R.C. A direct digital frequency synthesizer with fourth-order phase domain $\Delta\Sigma$ noise shaper and 12-bit current-steering DAC. *IEEE J. Solid-State Circuits* 2006, 41, 839–850.
23. Gao, Z.; Zhou, B.; Li, Y.; Yang, L.; Li, X.; Wei, Q.; Chu, H.; Zhang, R. Design and Implementation of an On-Chip Low-Power and High-Flexibility System for Data Acquisition and Processing of an Inertial Measurement Unit. *Sensors* 2020, 20, 462.
24. AMBA Specication Rev 2.0. Available online: https://static.docs.arm.com/ihi0011/a/IHI0011A_AMBA_SPEC.pdf?_ga=2.141763252.762916720.1574300633-253809950.1509544462 (accessed on 9 July 2018).
25. Li, H.; Chen, Z.; Dong, Y. Study on the influence of input capacitance to charge amplifier noise performance. *Yi Qi Yi Biao Xue Bao/Chin. J. Sci. Instrum.* 2012, 33, 97–100.
26. Luo, B.; Wang, A.C.; Wu, M.P.; Yu, H.P. Digital double-closed-loop drive control method for silicon microgyroscope. *J. Chin. Inert. Technol.* 2010, 18, 747–750.
27. Bu, F.; Xu, D.; Zhao, H.; Fan, B.; Cheng, M. MEMS Gyroscope Automatic Real-Time Mode-Matching Method Based on Phase-Shifted 45° Additional Force Demodulation. *Sensors* 2018, 18, 3001.

28. Yanxin, L.; Aiqun, H. An Adaptive Demodulation Method for QAM Signals. In Proceedings of the 2007 International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, Hangzhou, China, 16–17 August 2007.

29. Valls, J.; Kuhlmann, M.; Parhi, K.K. Evaluation of CORDIC Algorithms for FPGA Design. *J. VLSI Signal Process.* 2002, 32, 207–222.

30. Tian, Z.; Bin, Z.; Peng, Y.; Chen, Z.; Zhang, R. Optimal Design of a Center Support Quadruple Mass Gyroscope (CSQMG). *Sensors* 2016, 16, 613.

31. Шляндин В.М. Цифровые измерительные устройства: Учебное пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. школа, 1981. 335 с.: ил.

32. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1988. 304 с.: ил.

33. Котюк А.Ф. Датчики в современных измерениях. Москва. Радио и связь – 2006 – 115 с.

34. Вольфган Рейс Будова і принципи дії аналого-цифрових перетворювачів різних типів. *Журнал Компоненты и технологии*, № 3, 2005.

35. Атаев Д.И.О., Болотников В.А. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. М.: Изд-во МЭИ, 1991. 240 с.

36. <http://vozom.ho.ua/Adc/page53.html> - Сіigma-дельта АЦП

37. Ларри К., Ємнісні датчики, Нью-Йорк, IEEE Press, 1997

38. Найквист Г., Теорія телеграфної передачі інформації. Техас (США) – 1926 – 416 с.

39. Семенов А.О., Орлов Н.М., Тесля Р.В. Надширокосмугова логіперіодична вібраторна антена. Всеукраїнської науково-технічної інтернет-конференції «Актуальні проблеми бойового застосування та експлуатації і ремонту зразків озброєння та військової техніки», 17–18 листопада 2022 року, м. Вінниця, Вінницький національний технічний університет.

URL:

<https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/apozbt/apozbt2022/paper/view/16654>

40. <http://www.analog.com/en/index.html> офіційний сайт компанії Analog Devices.

41. <http://kazus.ru/datasheets/72397/AD7714.html> - даташит для AD7714

42. http://www.promelec.ru/catalog_pdf/1/32/ - даташити + ціни

43. Кирилюк П.М., Павлов К.М. Усилительные устройства. Изд-во СВЯЗЬ, 1998 с 457.

44. <http://www.analog.com/ru/analog-to-digital-converters/capacitance-to-digital-converters/ad7745/products/product.html> - даташит для AD7745/46 EB

45. <http://interlavka.narod.ru/torg/atmega02.htm> - даташит для ATmega8-16PU

46. http://www.compel.ru/pdf/HONEY/HCH_1000.pdf - даташит для HCH-1000

47. M. Tohidian, I. Madadi and R. B. Staszewski, "Analysis and design of a high-order discrete-time passive IIR low-pass filter," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 49, no. 11, pp. 2575–2587, Nov. 2014

48. H. Wang, F. Schembari and R. B. Staszewski, "Passive SC $\Delta\Sigma$ Modulator Based on Pipelined Charge-Sharing Rotation in 28-nm CMOS," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 67, no. 2, pp. 578-589, 2020, doi:10.1109/TCSI.2019.2944467.

49. В. С. Голуб "Сигма-дельта-модуляторы и АЦП", Технология и конструирование в электронной аппаратуре, №4, с. 35-41, 2003.

50. I. Chao et al., "Analysis of Splittable Amplifier Technique and Cancellation of Memory Effect for Opamp Sharing," IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst., vol. 25, no. 2, pp. 621–634, 2017.75

51. H. C. Kim, D. K. Jeong, and W. Kim, "A partially switched-opamp technique for high-speed low-power pipelined analog-to-digital converters," IEEE Trans. Circ. Syst. I, vol. 53, no. 4, pp. 501–801, Apr. 2006.

52.V. Peluso et al., “A 900-mV low-power $\Delta\Sigma$ A/D converter with 77-dB dynamic range,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 1887–1897, 1998.

53.V. Peluso, M. S. J.Steyaert, and W. Sansen, “A 1.5-V-100- μ W $\Delta\Sigma$ Modulator with 12-b dynamic range using the switchedopamp technique,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 7, pp. 943–952, 1997.

54.A. Pena-Perez, E. Bonizzoni, and F. Maloberti, “A 88-dB DR, 84-dB SNDR very lowpower single op-amp third-order $\Sigma\Delta$ modulator,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 9, pp. 2107–2218, Sep. 2012.

55.M. Sadollahi, G. C. Temes, “A 10-MHz BW 77.9 dB SNDR DT MASH $\Delta\Sigma$ ADC With NC-VCO-Based Quantizer and OPAMP Sharing,” *IEEE Trans. Circ. Syst. I*, vol. 66, no. 9, pp. 3384–3392, 2019.

56.J. Park, Y. Hwang, and D. Jeong, “A 0.4-to-1 V Voltage Scalable $\Delta\Sigma$ ADC With Two-Step Hybrid Integrator for IoT Sensor Applications in 65-nm LP CMOS,” *IEEE Trans. Circ. Syst. II*, vol. 64, no. 12, pp. 1417–1421, 2017.

57.M. C. Huang and S. I. Liu, “A Fully Differential comparator-Based Switched-Capcitor $\Delta\Sigma$ Modulator,” *IEEE Trans. Circ. Syst. II*, vol. 56, no. 5, pp. 69–373, 2005.

58.T. Christen, “A 15-bit 140- μ W Scalable-Bandwidth Inverter- ased $\Delta\Sigma$ Modulator for a MEMS Microphone With Digital Output,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 7, pp. 1605–1614, July. 2013. Bibliography 103

59.A. Babaie-Fishani and P. Rombouts, “A mostly digital VCO-based CT-SDM with third-order noise shaping,” *IEEE J. SolidState Circuits*, vol. 52, no. 8, pp. 2141–2153, 2017.

60.F. Cardes et al., “0.04-mm² 103-dB-A Dynamic Range Second-Order VCO-Based Audio $\Sigma\Delta$ ADC in 0.13- μ m CMOS,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 6, pp. 1731–1742, 2019

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

62.Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепка. Вінниця : ВНТУ, 2016. 113 с.

63.ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

64.Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

65.ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

66.ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс]. Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885

67.ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. [Електронний ресурс] Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

68.Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

РАДІОЕЛЕКТРОННИЙ ЄМНІСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ВОЛОГОСТІ З ВИКОРИСТАННЯМ СІГМА-ДЕЛЬТА АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

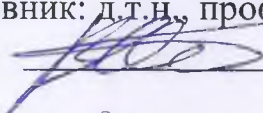
Виконав: студент 2-го курсу, групи РТ-21м
спеціальності 172 – Телекомунікації та радіо-
техніка

(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

 Тесля Р. В.

(прізвище та ініціали)

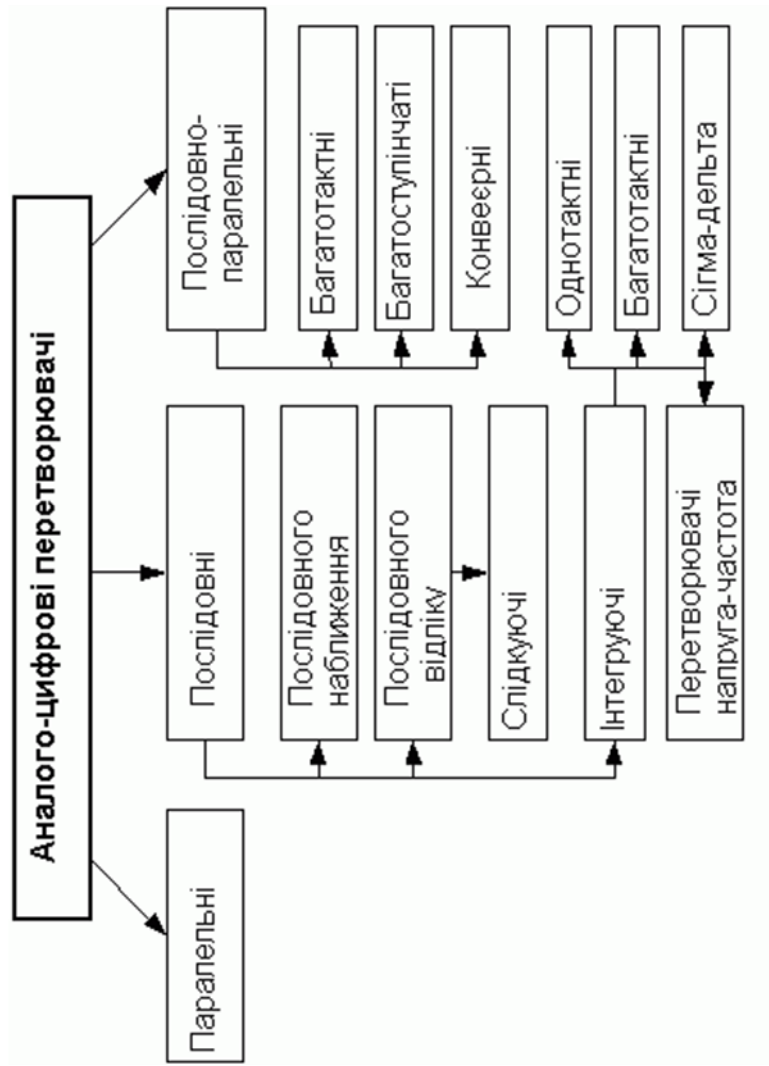
Керівник: д.т.н., проф., проф. каф. ІРТС

 Осадчук В. С.

(прізвище та ініціали)

«19» 12 2022 р.

Класифікація за методами перетворення АЦП



Принципи роботи АЦП різних типів

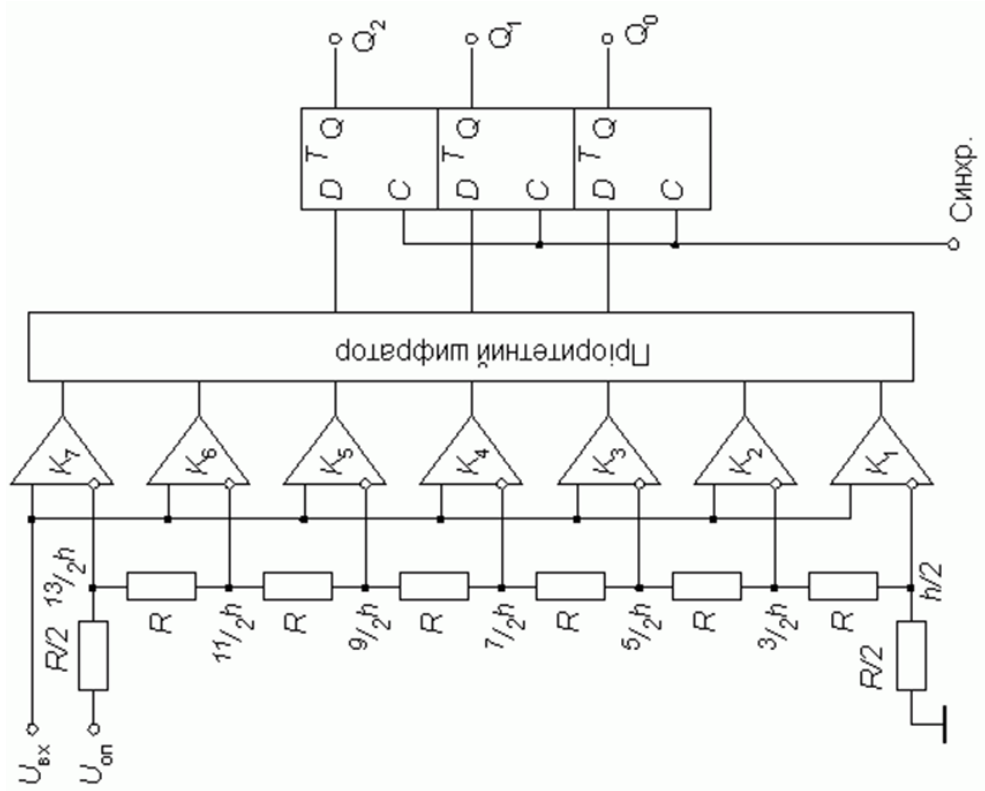


Рисунок 1 - Схема паралельного АЦП

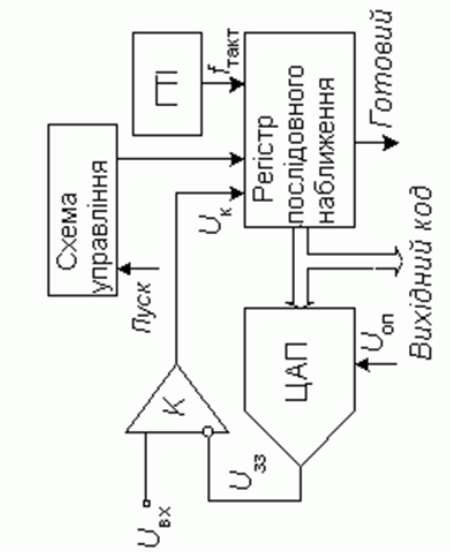


Рисунок 2 - Схема АЦП послідовного наближення

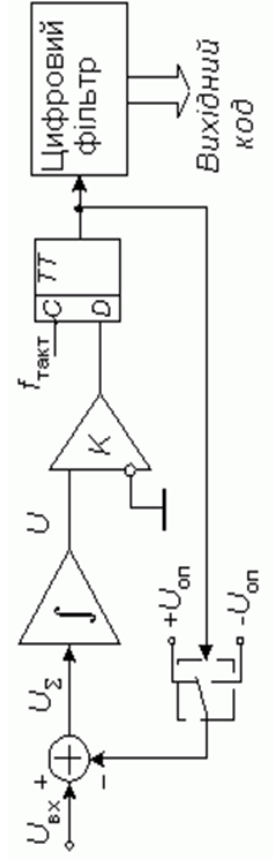
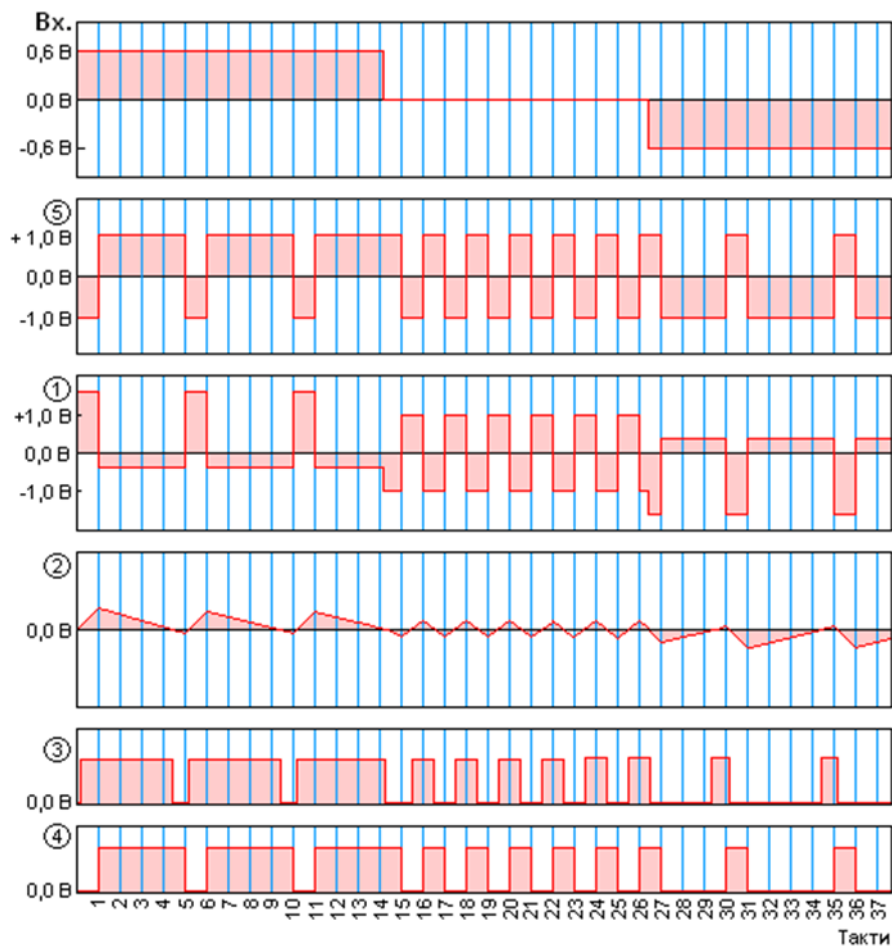
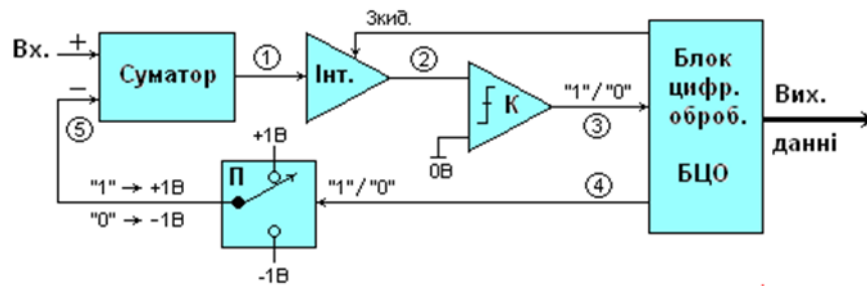


Рисунок 3 - Схема сигма-дельта АЦП

Принцип роботи Сігма-дельта АЦП



Сігма-дельта перетворювач ємності в цифровий код

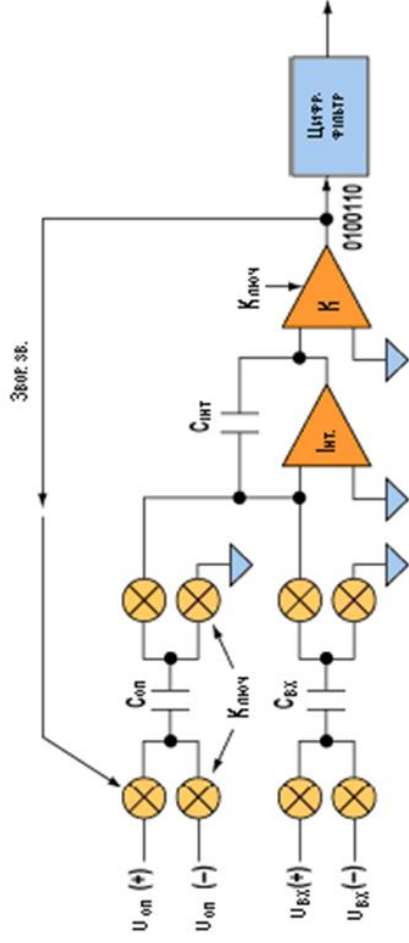


Рисунок 1 – Спрощена структурна схема сігма-дельта АЦП

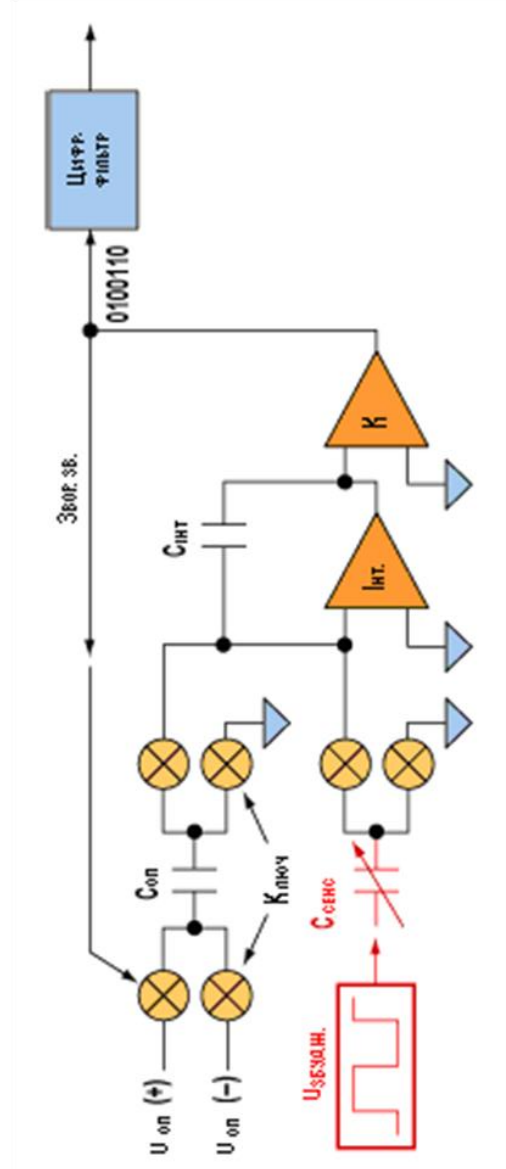
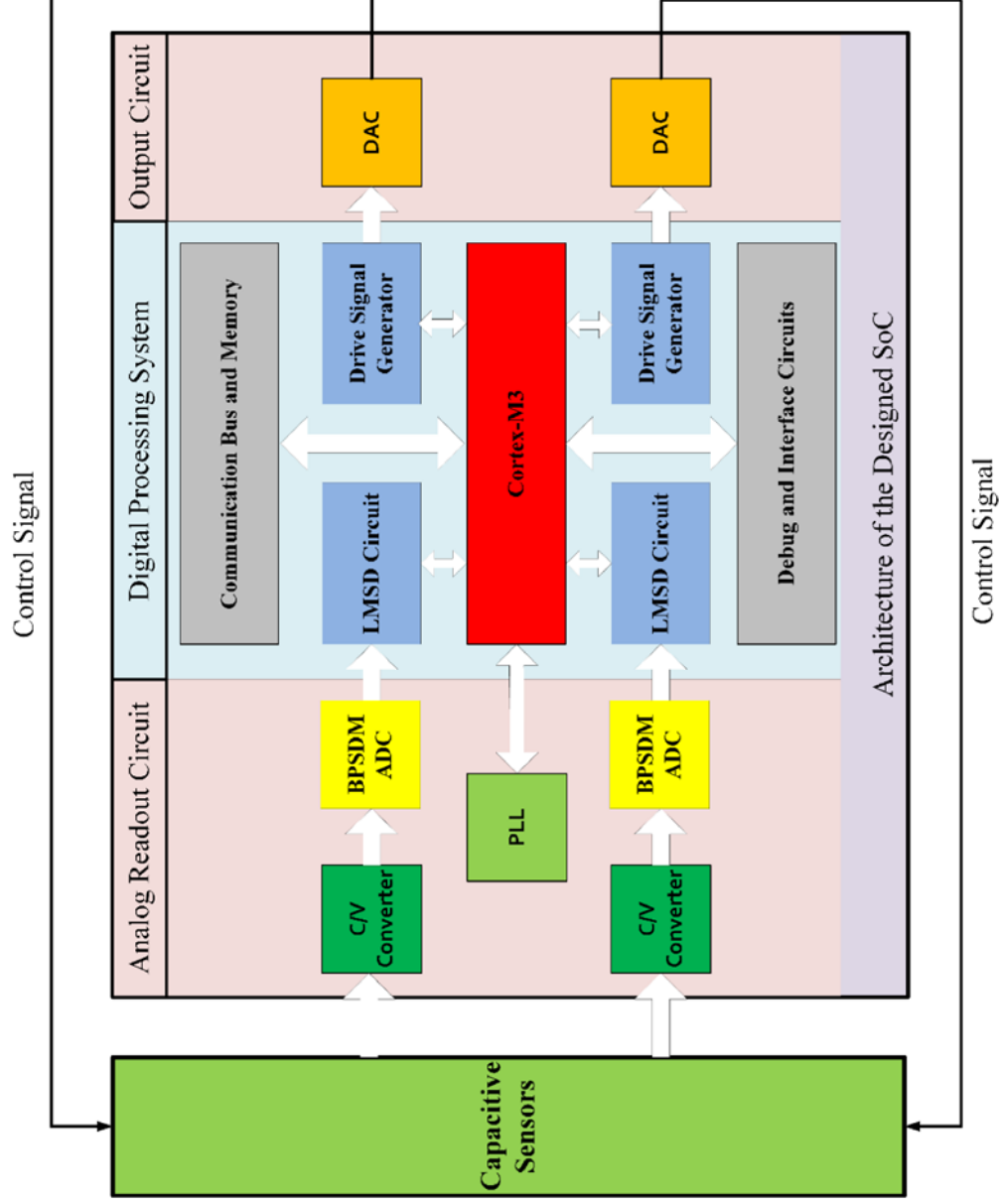
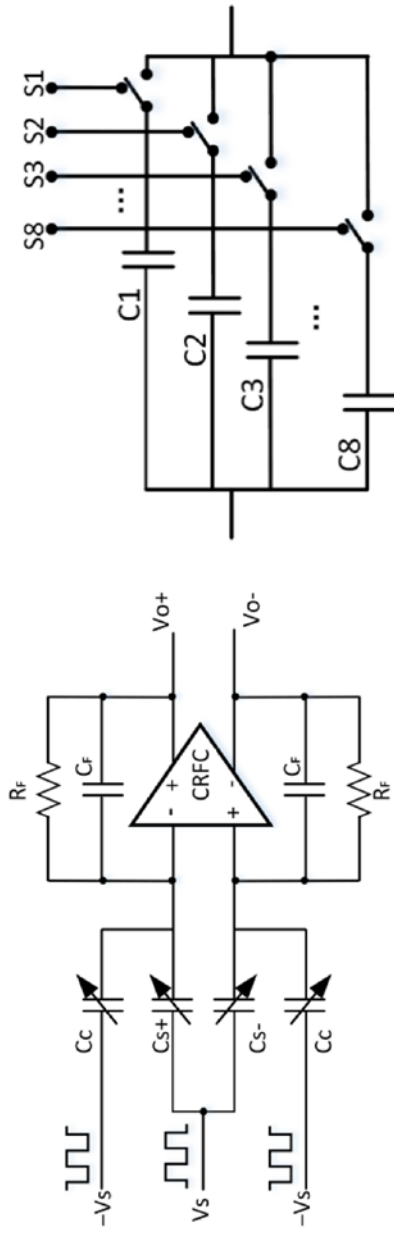


Рисунок 2 – Сігма-дельта АЦП у якості прямого вимірювача ємності

Цифро-аналогова гібридна система на кристалі для вимірювання та керування ємнісним датчиком



Опис конструкції C/V перетворювача та АЦП



(а)

(б)

Рисунок 1 – Розроблений перетворювач C/V на основі компенсації ємності постійного струму: (а) принципова схема підсилювача заряду для виявлення диференціальної ємності; (б) схема компенсації ємності постійного струму

Величина зміни заряду на одному вході підсилювача заряду

$$\begin{aligned}
 Q &= \Delta(C_B \times V_S) + \Delta(C_C \times (-V_S)) = \\
 &= \Delta C_B \times V_B + C_S \times \Delta V_S - \Delta C_C \times V_B - C_C \times \Delta V_S = \\
 &= \pm \Delta C_C \times V_B + (C_0 \pm \Delta C) \times \Delta V_B - C_C \times \Delta V_S.
 \end{aligned}$$

Результати моделювання аналогової системи зчитування

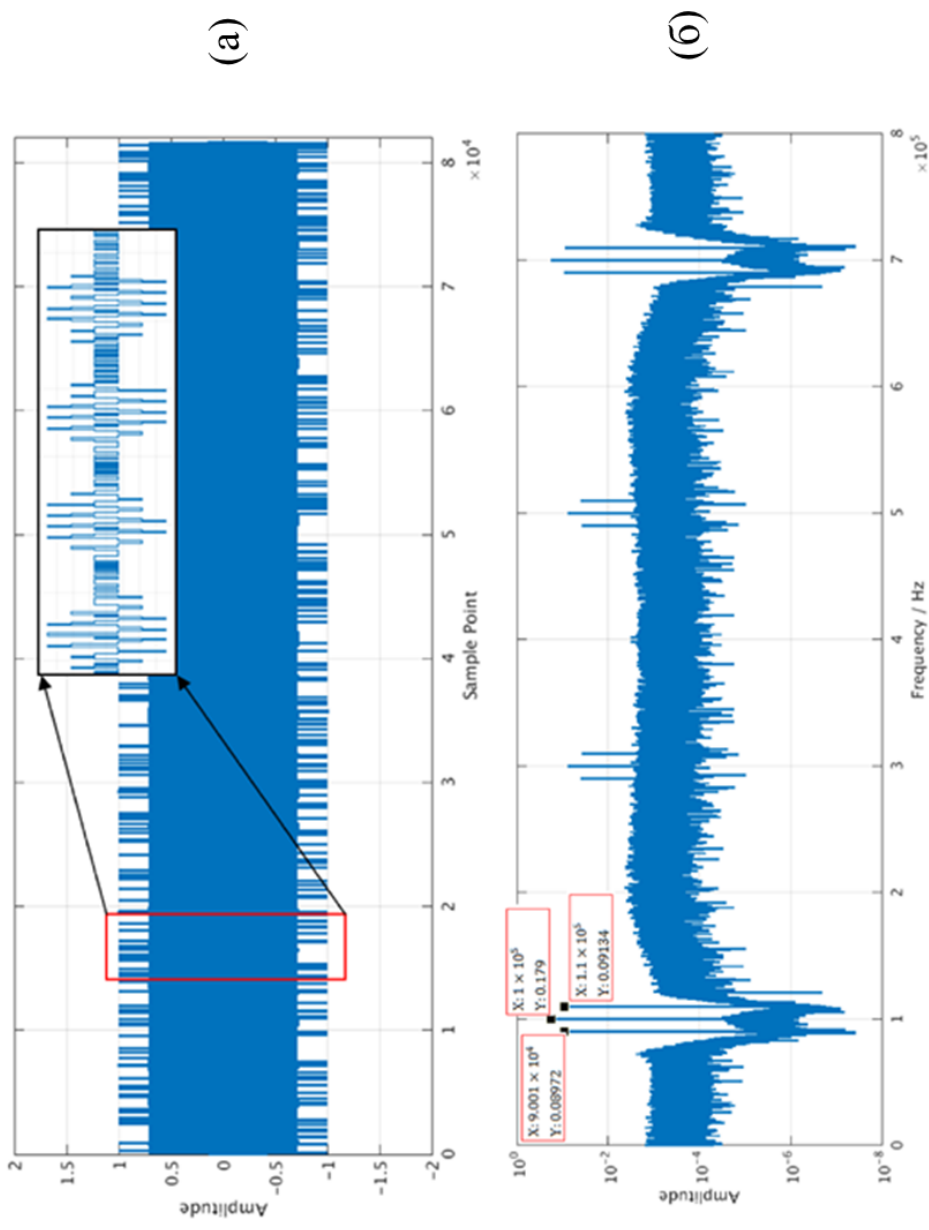
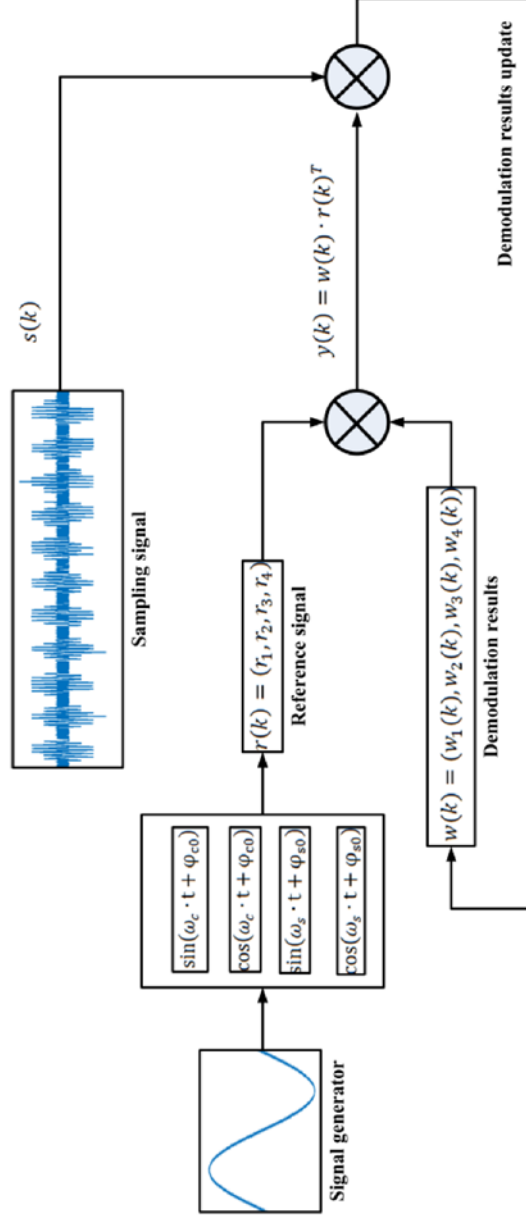


Рисунок 1 – Результати моделювання аналогової системи зчитування:
(а) форма хвилі вихідного сигналу аналогової схеми в часовій області;
(б) амплітудний спектр сигналу

Блок-схема методу демодуляції



Процес ітерації виконується за такими формулами

$$r_1(k) = (r_1, r_2, r_3, r_4),$$

$$y(k) = w(k) \cdot r(k)^T,$$

$$err(k) = s(k) - y(k),$$

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu \cdot err(k) \cdot r(k),$$

Результати моделювання для цифрової демодуляції

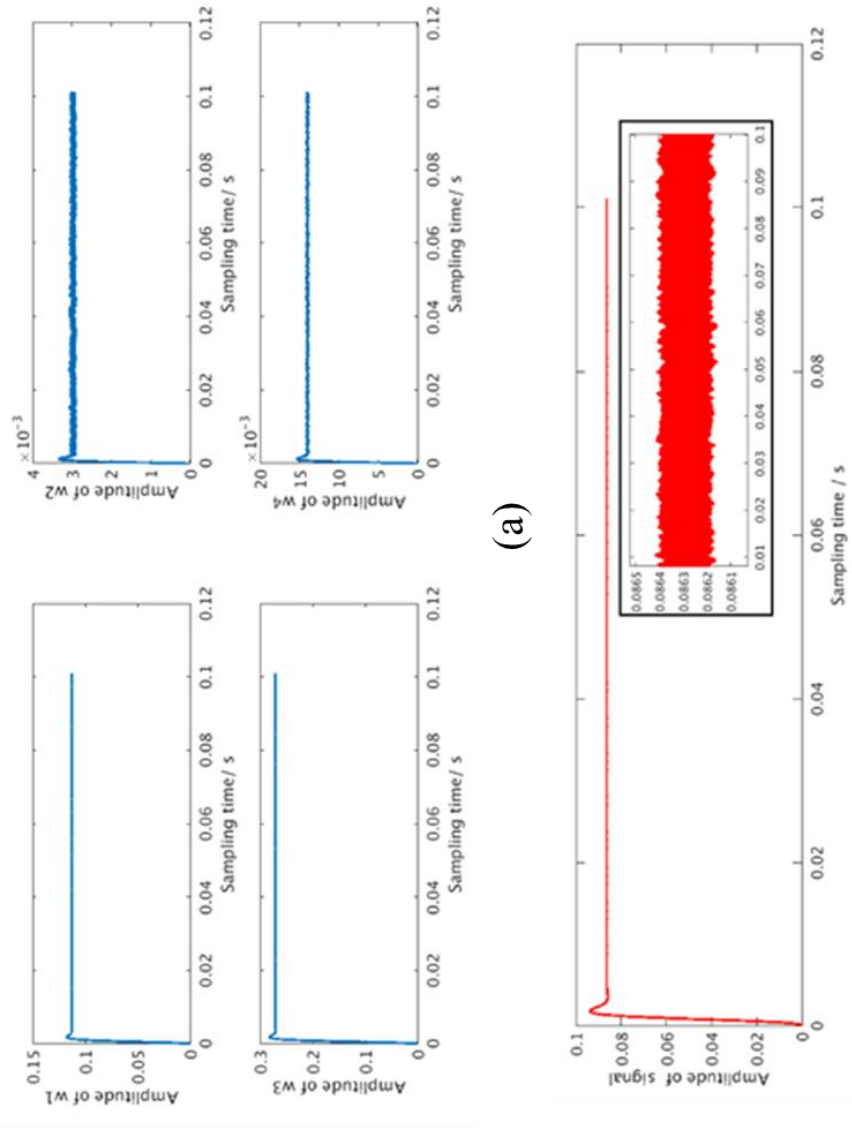
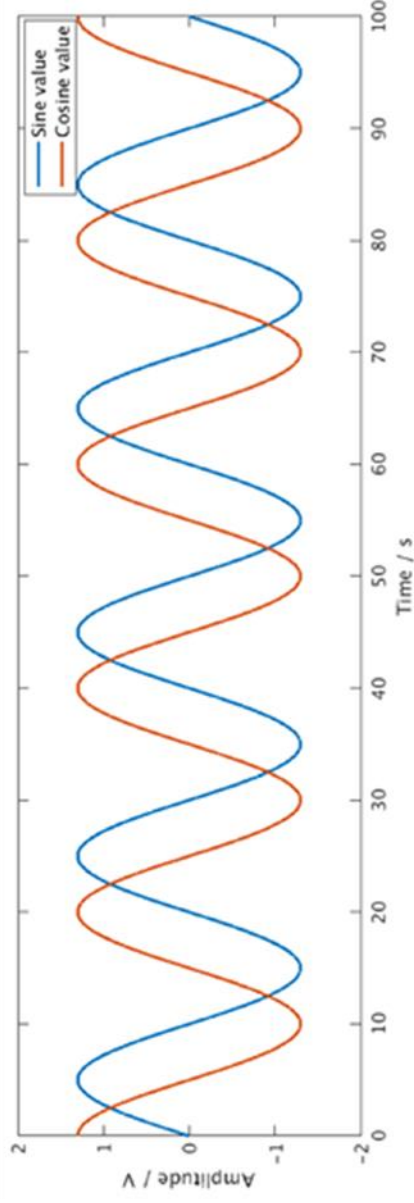
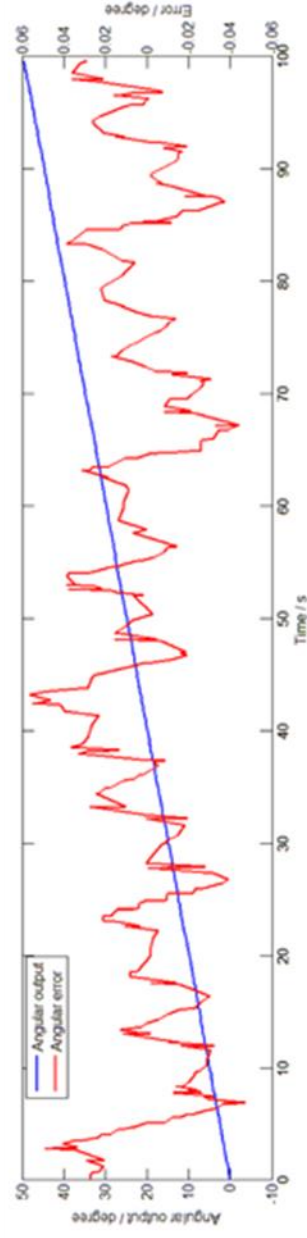


Рисунок 1 – Результати моделювання для цифрової демодуляції:
(а) процес конвергенції компонентів амплітуди опорного сигналу,
(б) змодельований сигнал датчика

Результати модельних досліджень



(а)



(б)

Рисунок 1 – Результати модельних досліджень: (а) Осцилограми синусоїдального та косинусоїдального сигналів; (б) сигнали кутового датчика (синій) та похибка сигналу кутового датчика (червоний)

Розробка структурної схеми пристрою

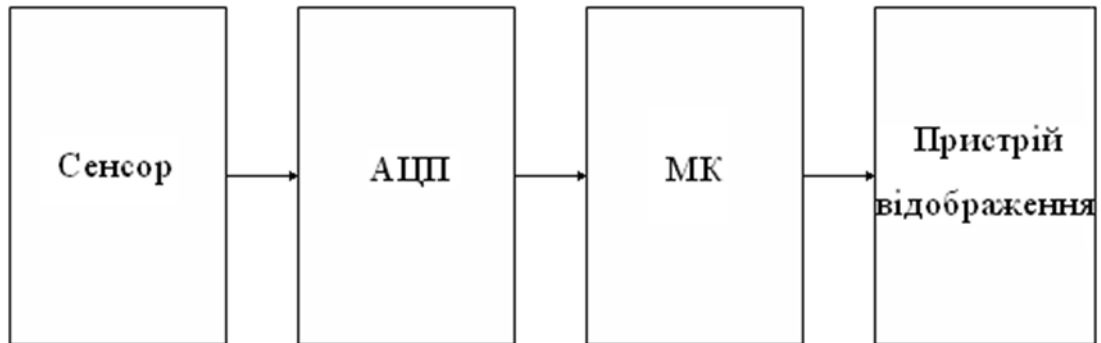


Рисунок 1 – Загальна структурна схема



Рисунок 2 – Конкретизована структурна схема пристрою

Моделювання роботи блоку пристрою

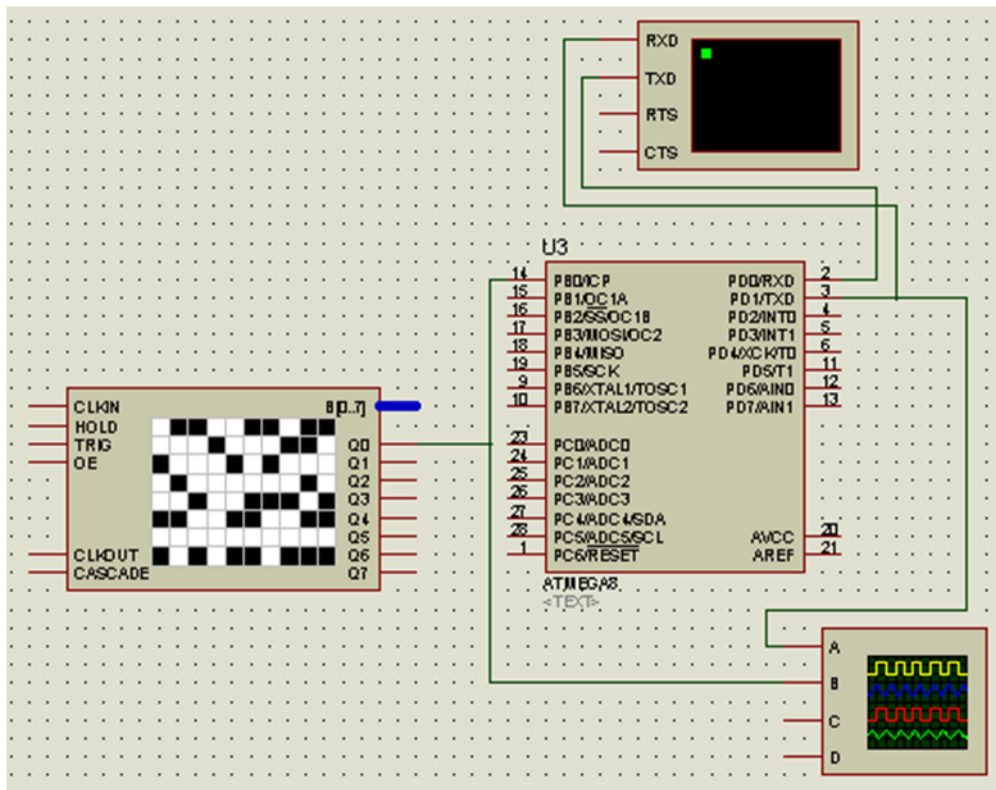


Рисунок 1 – Схема пристрою складена в програмному пакеті Proteus 7 Professional

Результати моделювання роботи блоку пристрою

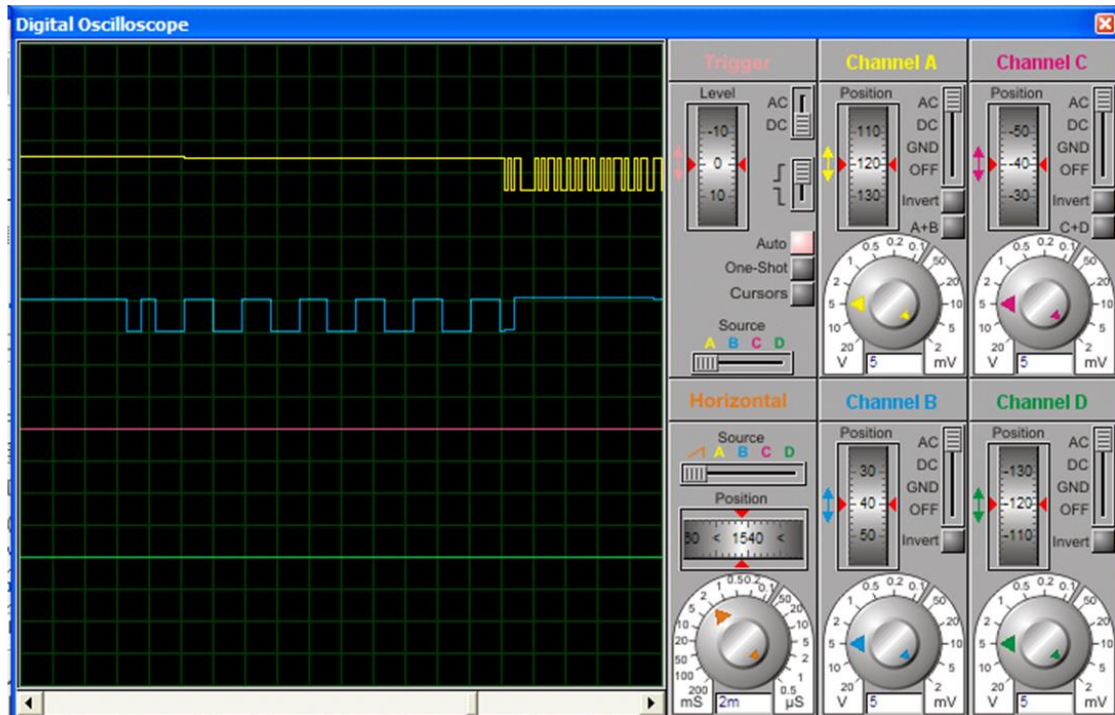


Рисунок 1 – Осцилограма вхідного сигналу

Додаток Б
(обов'язковий)

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ РОБОТИ
РАДІОЕЛЕКТРОННИЙ ЄМНІСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ВОЛОГОСТІ
З ВИКОРИСТАННЯМ СІГМА-ДЕЛЬТА АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО
ПЕРЕТВОРЮВАЧА

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Радіоелектронний ємнісний перетворювач вологості з використанням сігма-дельта аналого-цифрового перетворювача»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)


Підрозділ кафедра ІРТС
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unicheck


Оригінальність 93,95% Схожість 6,05%

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.
3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа, відповідальна за перевірку  Звягін О.С.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Ознайомлені з повним звітом подібності, який був згенерований системою Unicheck щодо роботи.

Автор роботи  Тесля Р. В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

Керівник роботи  Осадчук В. С.
(підпис) (прізвище, ініціали)

(ДОВІДНИКОВИЙ)

Лістинг програми

```
#include <Wire.h>

#define SLAVEWRT 0x48
#define SLAVERD 0x48

int mySensor = 0;

void setup()
{
    Wire.begin();
    Serial.begin(9600);

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0xBF);
    Wire.endTransmission();

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0x0A);
    Wire.send(0x01 | (7 << 3));
    Wire.endTransmission();

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0x07);
    Wire.send(0x80);
    Wire.endTransmission();

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0x09);
    Wire.send(0x08);
    Wire.endTransmission();

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0x0B);
    Wire.send(0x00 | 39);
    Wire.endTransmission();

    Wire.beginTransmission(SLAVEWRT);
    Wire.send(0x0A);
```

```
Wire.send(0x01 | (7 << 3));
Wire.endTransmission();

}

void loop()
{

    Wire.beginTransmission(SLAVERD);
    Wire.send(0x00);
    Wire.endTransmission();

    Wire.requestFrom(SLAVERD,4);

    byte data[2];
    int i = 0;
    while(Wire.available())
    {
        char c = Wire.receive();
        data[i] = c;
        i++;
    }

    mySensor = -(((data[0]<<16)+(data[1]<<8)+data[2]) / 12;
    Serial.println(mySensor);

    delay(50);
}
```