

Міністерство освіти і науки України  
Західноукраїнський національний університет  
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій  
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем

ШКОДИЧ Микола Володимирович

**КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА ВІЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ  
ЯКОСТІ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ / COMPUTER-INTEGRATED SYSTEM OF  
VISUAL QUALITY CONTROL OF DIGITAL SIGNALS**

спеціальність: 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології  
магістерська програма – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології

Магістерська робота

Виконав студент групи АКІТм-21  
М.В. Шкодич

---

Науковий керівник:  
к.т.н., доцент І.Р. Пітух

---

Магістерську роботу допущено до захисту:

" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ А.І. Сегін

Тернопіль 2023

Західноукраїнський національний університет  
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій  
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем  
Освітній ступінь "магістр"

спеціальність: 151 – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології  
освітньо-професійна програма – Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані  
технології

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри СКС

\_\_\_\_\_ А.І.Сегін  
“ \_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**ЗАВДАННЯ**  
**НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**  
**ШКОДИЧУ Миколі Володимировичу**

(прізвище, ім'я по-батькові)

**1. Тема кваліфікаційної роботи**

Комп'ютерно-інтегрована система візуального контролю якості цифрових сигналів / Computer-integrated system of visual quality control of digital signals.

керівник роботи \_\_\_\_\_ к.т.н., доцент І.Р. Пітух

затверджені наказом по університету від 8 грудня 2022 р. № 491

**2. Строк подання студентом закінченої кваліфікаційної роботи**

30 листопада 2023р.

**3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:**

1. Архітектура приладів візуалізації електричних сигналів.

2. Функції цифрового аналізатора сигналів.

3. Методи цифрового опрацювання сигналів.

4. Алгоритм контролю якості цифрового сигналу.

**4. Основні питання, які потрібно розробити**

1. Аналіз приладів для дослідження та візуалізації електричних сигналів.

2. Обґрунтування вибору елементів комп'ютерно-інтегрованої системи.

3. Проектування комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю якості цифрових сигналів.

**5. Перелік графічного матеріалу у роботі**

1. Структурна схема ядра DSP56800E.

2. Структура модуля високошвидкісного АЦП.

3. Структурна схема ядра ARM7TDMI.

4. Схема модуля MC56F8367EVM.

## 6. Консультанти розділів кваліфікаційної роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
1	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
2	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		
3	І.Р. Пітух к.т.н., доцент, доцент кафедри СКС		

7. Дата видачі завдання 20 жовтня 2022р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назви етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз приладів для дослідження та візуалізації електричних сигналів	12.2022р. – 02.2023р.	
2	Обґрунтування вибору елементів комп'ютерно-інтегрованої системи	03.2023р. – 06.2023р.	
3	Проектування комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю якості цифрових сигналів	07.2023р. – 11.2023р.	

Студент

\_\_\_\_\_

(підпис)

М.В. Шкодич

Керівник роботи

\_\_\_\_\_

(підпис)

к.т.н., доцент І.Р. Пітух

## РЕФЕРАТ

Робота виконана на 76 сторінках та містить 45 рисунків, 11 таблиць, 3 додатки, 32 джерела за переліком посилань.

**Мета кваліфікаційної роботи.** Проектування комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю цифрових сигналів

**Результати роботи.** Система використовує алгоритм вейвлет-перетворення для цифрової обробки сигналів у режимі реального часу. Максимальна частота обробки сигналу становить 100 кГц, і обробка відбувається після накопичення в буфері відліків, отриманих від аналого-цифрового перетворювача. Результати обробки відображаються на графічному дисплеї, який входить до складу системи. Також існує можливість виведення сигналу на монітор комп'ютера через USB-порт, що дозволяє зручно спостерігати за ним на ПК.

**Рекомендації по використанню результатів роботи.** Поєднання аналізу сигналів і візуального контролю на графічному дисплеї допомагає операторам швидко виявляти аномалії та спотворення в сигналах, що може бути корисним в різних галузях, включаючи покращення якості продукції, підвищення точності медичної діагностики, забезпечення надійності телекомунікацій та ін.

**Ключові слова:** КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНА СИСТЕМА, ЦИФРОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ, АНАЛІЗ, КОНТРОЛЬ ЯКОСТІ, ЦИФРОВИЙ СИГНАЛ.

## ABSTRACT

Work is executed on 76 pages and including 45 illustrations, 11 tables, 3 additions, 32 sources after the list of references.

**The purpose of the qualification work.** Design of a computer-integrated system for visual monitoring of digital signals.

**Research results.** The system utilizes a wavelet transformation algorithm for real-time digital signal processing. The maximum signal processing frequency is 100 kHz, and processing occurs after accumulating samples in a buffer received from an analog-to-digital converter. The processing results are displayed on the graphical display integrated into the system. Additionally, there is an option to output the signal to a computer monitor via a USB port, providing convenient monitoring on a PC.

**Recommendations for the use of work results** The combination of signal analysis and visual monitoring on a graphical display helps operators quickly detect anomalies and distortions in signals, which can be beneficial in various industries, including improving product quality, enhancing medical diagnostics accuracy, ensuring telecommunications reliability, and more.

**Keywords:** COMPUTER-INTEGRATED SYSTEM, DIGITAL SIGNAL PROCESSING, ANALYSIS, QUALITY CONTROL, DIGITAL SIGNAL.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ .....	7
ВСТУП .....	8
1. АНАЛІЗ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІЗУАЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ.....	10
1.1 Апаратна структура приладів.....	10
1.2 Мікропроцесорна структура аналізатора сигналів .....	15
1.3 Дослідження функцій цифрових осцилографів.....	18
2. ОБГРУНТУВАННЯ ВИБОРУ ЕЛЕМЕНТІВ КОМП'ЮТЕРНО- ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ.....	23
2.1 Дослідження методів цифрового опрацювання сигналів.....	23
2.2 Обґрунтування вибору алгоритму контролю якості цифрового сигналу .....	31
2.2.1 Швидке вейвлет-перетворення.....	34
2.2.2 Ліфтинг-схема вейвлет-перетворення .....	37
2.2.3 Дискретне вейвлет-перетворення .....	44
2.2.4 Порівняння методів одновимірного вейвлет перетворення.....	45
2.3 Обґрунтування вибору апаратних засобів для реалізації проектованої системи.....	51
2.3.1 Організація обчислювача на базі програмованого мікроконтролера.....	51
2.3.2 Аналого-цифровий перетворювач.....	54
2.3.3 Особливості ARM7 архітектури щодо реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів.....	57
2.3.4 Аналіз продуктивності мікроконтролера.....	59

3. ПРОЕКТУВАННЯ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ ВІЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ.....	65
3.1 Розробка структури цифрового аналізатора сигналів для обробки одновимірних сигналів в реальному часі.....	65
3.2 Розробка програмного забезпечення проектованої системи.....	68
3.3 Аналіз результатів роботи проектованої системи .....	72
ВИСНОВКИ.....	75
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	77
ДОДАТОК А Лістинг програми що реалізує процедуру вейвлет- перетворення.....	80
ДОДАТОК Б Фрагмент коду керування мікроконтролером.....	82
ДОДАТОК В Копії публікацій.....	85

## ПРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

AMBA – Advanced microprocessor bus architecture;

ARM – advanced RISC microprocessor;

DPO – Digital Phosphor Oscilloscope;

DSP – digital signal processor;

FPGA - field-programmable gate array;

JTAG – join test action group;

MIPS – million instruction per second;

RAM – random access memory;

RISC – reduced instruction set computer;

UART – universal asynchronous receiver/transmitter;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

ВП –вейвлет перетворення;

ДВП – дискретне вейвлет перетворення;

КІС – комп'ютерно-інтегрована система;

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема;

ПФ - перетворення Фур'є;

ЦОС – цифрове опрацювання сигналів;

ШВП – швидке вейвлет перетворення;

ШПФ – швидке перетворення Фур'є.



## ВСТУП

**Актуальність теми.** В сучасному світі практично всі аспекти життя та бізнесу віддають перевагу цифровим технологіям. Цифрові сигнали використовуються в телекомунікаціях, медичній діагностиці, виробництві, автомобільній промисловості та інших галузях. У будь-якій із сфер діяльності важливу роль відіграє якість цифрових сигналів. Помилки чи спотворення яких можуть призвести до серйозних наслідків, зокрема до втрати даних, неправильної діагностики або несправності виробів.

В багатьох застосунках важливим параметром є можливість моніторингу та аналізу сигналів в режимі реального часу. Проектована система передбачає таку можливість, що зумовлює актуальність обраної теми. Оскільки можливість візуалізації та аналізу сигналів на графічному дисплеї або моніторі ПК робить систему зручною та корисною для користувачів, що визначає важливі аспекти її застосування на практиці.

**Мета і завдання дослідження:** дослідження та розробка комп'ютерно-інтегрованої системи, яка дозволить виявляти та аналізувати аномалії, шуми та спотворення у цифрових сигналах в реальному часі, для забезпечення високої точності та надійності контролю їх якості. Для цього необхідно:

- провести аналіз приладів для дослідження та візуалізації електричних сигналів;
- дослідити методи цифрової обробки сигналів;
- обґрунтувати вибір алгоритму контролю якості цифрового сигналу;
- обґрунтувати вибір компонентів проекрованої систем;
- розробити структуру комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю якості цифрових сигналів;
- розробити програмне забезпечення проекрованої системи.

**Об'єкт дослідження:** опрацювання цифрових сигналів.

**Предметом дослідження** є комп'ютерно-інтегрована система візуального контролю якості цифрових сигналів.

**Наукова новизна одержаних результатів** полягає у впровадженні цифрового аналізатора сигналів з алгоритмом вейвлет перетворення в систему візуального контролю якості цифрових сигналів та дослідженні його можливостей для реального часу.

**Практичне значення отриманих результатів** полягає в розробці комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю якості цифрових сигналів з алгоритмом вейвлет перетворення, що забезпечує її застосування у багатьох галузях, де важлива якість та аналіз цифрових сигналів.

#### **Апробація.**

1. «Шкодич М.В., Давлетова А.Я., Сенюк А.І. Комп'ютерно-інтегрована система цифрового аналізу сигналів / Збірник матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» (АКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. -с. 93-96.» [1].

2. «Шкодич М.В., Сенюк А.І., Абизов І.С. Підвищення якості візуального контролю цифрових сигналів в реальному часі / Збірник матеріалів науково-практичної конференції молодих вчених, аспірантів та студентів «Кібербезпека та комп'ютерно-інтегровані технології» (КБКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. - с. 183-188» [2].

# 1. АНАЛІЗ ПРИЛАДІВ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІЗУАЛІЗАЦІЇ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

## 1.1 Апаратна структура приладів

При обробці сигналів зазвичай доводиться вирішувати задачі двох типів - завдання виявлення і завдання обробки [3]. При цьому ці дві задачі потрібно виконати досить швидко. Сигнал досить часто «зашумлений, на нього можуть накладатися сигнали, що заважають опрацюванню» [4].

В даний час є достатньо багато систем що виконують опрацювання сигналів з широким колом застосування чи розроблених для виконання конкретних задач, таких як, виробничі випробування, розробка і відлагодження автомобільної електроніки, контроль якості, розробка і аналіз електромеханічних пристроїв, розробка біомедичних виробів, засоби промислового контролю. Такі системи характеризуються різними показниками швидкодії та функціональними можливостями [3-7].

«Цифровий аналізатор сигналів (ЦАС) - контрольно-вимірювальний прилад для дослідження і візуалізації електричних сигналів, а також визначення їх параметрів в реальному часі. Також дозволяє проводити візуальний контроль таких характеристик, як форма, період, амплітуда, полярність або тривалість сигналу, а і значно спростити процедуру настройки електронних пристроїв» [6].

Класифікація ЦАС передбачає використання різних ознак, зокрема:

- за призначенням і способу виведення вимірювальної інформації виділяють:
  - аналізатори зі змінною частотою оновлення для прямого спостереження за формою сигналу на моніторі (електронно-променевому, рідкокристалічному і т. д.);
  - аналізатори із безперервною розгорткою для фіксації кривої на фотострічці (шлейфові осцилографи);

- за способом опрацювання вхідних сигналів:
- аналогові;
- цифрові;
- за кількістю променів ЦАС діляться на :
- однопроменеві;
- двохпроменеві;

Кількість променів може сягати 16-ти і більше. N-променевий пристрій володіє N сигнальними входами і може відображати на екран одночасно N графіків.

Аналізатори із періодичністю розгортки поділяються на швидкісні, стробоскопні, запам'ятовуючі, універсальні та спеціалізовані.

Основна корисна для користувача інформація виводиться на дисплей, наприклад осцилографа DS 5152CA, який знаходиться на передній панелі разом з контрольними кнопками, важелями (рисунок 1.1) [8].



Рисунок 1.1 - Зовнішній вигляд осцилографа DS 5152CA фірми Rigol

Із графіка, що відображається на екрані користувач легко може:

- визначити значення напруги і часу сигналу;
- підрахувати частоту коливань періодичного сигналу;
- досліджувати сигнал на протікання постійного або змінного струму;
- виявляти наявність шуму на тлі сигналу, а також проводити моніторинг зміни в часі цього шуму.

«Цифровий осцилограф (ЦО)- це конструктивне об'єднання аналогового осцилографа і електронно-обчислювальної машини. За його

допомоги можна не тільки відобразити характеристику напруги в реальному часі, але і виконувати різні математичні операції: складати і віднімати сигнали в різних каналах, розтягувати в часі фрагменти записаного в пам'ять сигналу, визначати частотний спектр сигналу шляхом застосування швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) і інше» [9].

На рисунку 1.2 наведено спрощену структурну схему ЦО, де позначено: МП - масштабуючий пристрій; АЦП - аналого-цифровий перетворювач; ОЗП - оперативно запам'ятовуючий пристрій; ОУ - контролер; ПЗ - пристрій запам'ятовування; Д - дисплей; ОУ - органи управління (кнопки, ручки).

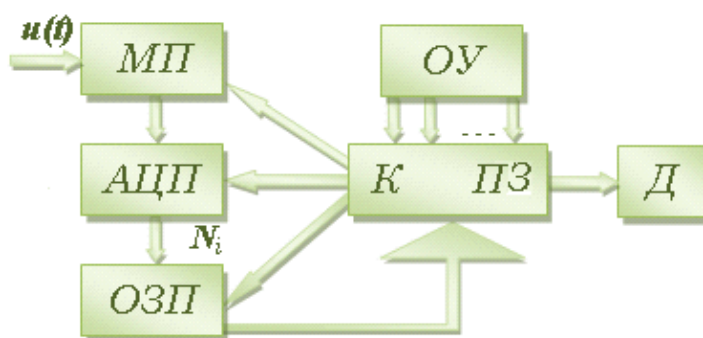


Рисунок 1.2 - Структурна схема ЦО

Вхідний сигнал  $u(t)$  проходить через пристрій масштабування (підсилювач і дільник напруги) і потрапляє в аналого-цифровий перетворювач. Завдання цієї ланки - це замінити отриману залежність дискретною послідовністю кодових слів  $N_i$  (миттєвих значень  $u_i$  цієї напруги). Отримане кодове слово далі записується ОЗП, при цьому, усі попередньо записані значення зміщуються на один, а перший  $N_1$  видаляється, ніби виштовхується. Така послідовність буде продовжуватися доти, доки не виконається задана певна умова, для прикладу коли будь яке  $u_i$  перевищить встановлений оператором рівень вперше. Тоді, вміст певної кількості комірок ОЗП переписується в ПЗ, де кожній комірці відповідає крапка на екрані, що відрізняється від фону. Координата X визначається номером комірки, а координата Y кодовим словом  $N_i$ , яке знаходиться в цій

комірці.

«Структура типу DPO (Digital Phosphor Oscilloscope) - пропонує всі традиційні переваги ЦО, від пам'яті до синхронізації, а також відображає сигнал на екрані із градацією яскравості в реальному часі (цифрова емуляція хімічного процесу свічення ЕЛТ), тим самим забезпечує отримання тривимірної інформації про сигнал: його амплітуди, часу та інтенсивності (розподілу амплітуди у часі)» [10]. Це перетворює ЦО на універсальний інструмент для дослідження форми сигналів.

У DPO сигнал спочатку оцифровується, як в типовому ЦО, потім дані перетворюються і розміщуються в тривимірній базі даних, структура якої відповідає екранному растру (рисунок 1.3).

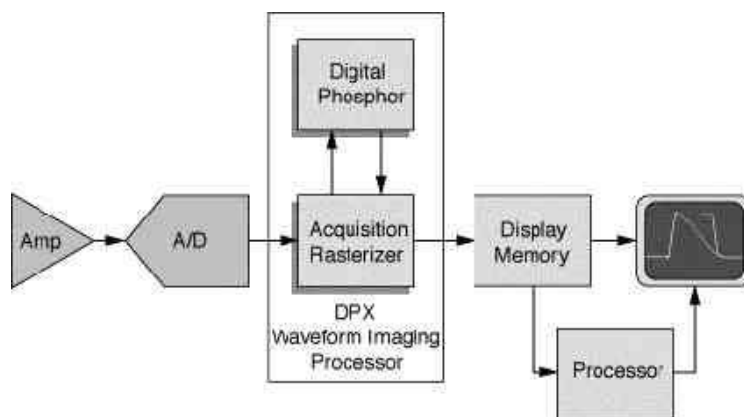


Рисунок 1.3 - Спрощена блок-схема DPO

Далі інформація періодично відсилається в систему дисплея, яка обслуговується власним процесором. Слід зазначити, що системний процесор DPO не завантажений завданнями дисплейного управління, процесор призначений для автоматичного вимірювання і аналізу - це відмінна риса DPO від типового ЦО. Така паралельна обробка необхідна для DPO, щоб підтримувати високу швидкість отримання та відображення 3-вимірної інформації щодо сигналу.

DPX (Waveform Imaging Processor) - процесор представлення сигналу з технологією КМОП, 0,65мкм, 1,3 млн транзисторів дозволяє перетворити оцифровані сигнали в дисплейні кадри у вигляді растрових структур [11]. Ці кадри накопичуються в динамічній тривимірній базі даних, званій

«Цифровий Фосфор (Digital Phosphor)» [10], і що є масивом даних 500x200. Кожному елементу масиву відповідає піксель на дисплеї. При цьому в масиві створюється карта інтенсивності сигналу: якщо сигнал проходить багато разів через одну крапку, факт багатократного проходження відбивається на карті. «Результатом всіх перетворень є слід сигналу, яскравість якого змінюється пропорційно інтенсивності появи сигналу в кожній крапці - за типом «градації сірого», як відбувається на ЕЛТ» [4]. На відміну від монохромного дисплея, DPO надає можливість градацію по яскравості виразити в колірній гаммі.

Архітектура DPO дозволяє записувати більше 2 млн дисплейних кадрів за секунду, що в 1 тис. разів швидше, ніж типовою ЦО. Пересилка кадру з «Цифрового Фосфору» на дисплей відбувається 30 разів в секунду. При цьому процес роботи АЦП не припиняється, внаслідок чого «образ» реагує на зміну сигналу в реальному часі, а надлишок даних точно відображає найдрібніші зміни сигналу.

Час роботи АЦП типового ЦО займає не більше 1%, решта частини часу витрачається на обробку сигналу для відображення на дисплеї, при цьому всі зміни сигналу за цей період ігноруються. Для відображення нестационарних змін в ЦО іноді використовується метод «накопичення», але відображення відбувається не в реальному часі, а після обробки.

Таким чином, для дослідження сигналів в реальному режимі часу необхідний осцилограф з цифровим люмінофором. DPO характеризується високою швидкістю збору та виведення інформації, отже, він не пропустить короткий, нестационарний сигнал, а градація по яскравості дозволяє розглянути всі нюанси на осцилограмі. Технологія осцилографів з цифровим люмінофором (DPO) значно перевершує можливості аналогових і ЦО, володіючи при цьому наступними перевагами:

- надвисокою швидкістю отримання та відображення даних на екран;
- можливістю забезпечення 3-вимірної інформації щодо сигналу на

кольоровому екрані;

- можливістю дослідження без спотворень складних сигналів;
- сучасними методами аналізу даних за допомогою тривимірного зображення сигналу.

## 1.2 Мікропроцесорна структура аналізатора сигналів

Найбільш розповсюдженою архітектурою цифрового аналізатора є система на базі мікропроцесора. Це зумовлюється тим, що більшість сучасних процесорів володіють потужним ядром, та достатнім набором периферії для реалізації алгоритмів цифрового опрацювання сигналів (ЦОС) [1-7]. Система, що зображена на рисунку 1.4 виконує перетворення вхідного аналогового сигналу та відображення його на дисплеї. До основних компонентів даної структури входить: DI – вхідний подільник та підсилювач; ADC – перетворювач аналоговий сигнал -цифровий; M – пам'ять; Timer – лічильник; Clock – тактовий імпульс; RAM – пам'ять; VideoProcessor – відео процесор; STD.Interface – зовнішній інтерфейс.

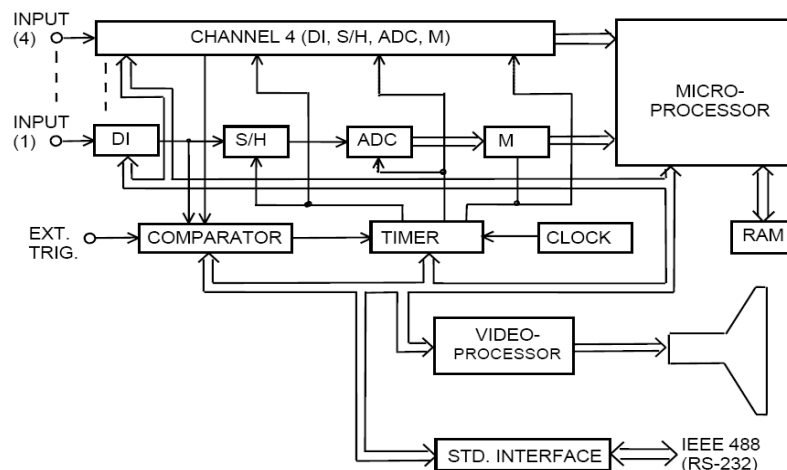


Рисунок 1.4 - Реалізація аналізатора на базі мікропроцесора

Робота здійснюється завдяки 4-канальному АЦП, що оцифровує вхідний сигнал та подає його на вхід процесора для подальшої обробки. Результати зберігаються у пам'ять та через спеціалізований відеопроцесор відображаються на екрані. Для забезпечення зв'язку із ПК пристрій має



зовнішній інтерфейс RS-232.

Подібну структуру подає фірма Analog Devices [12] (рисунок 1.5), із застосуванням 16/32 - розрядного сигнального процесора Blackfin.

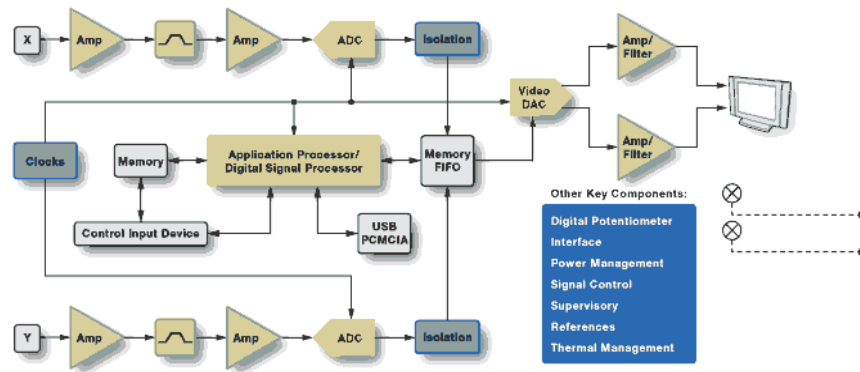


Рисунок 1.5 - Структура осцилографа за схемою фірми Analog Devices

Система, використовуючи синхронізацію між такими пристроями як АЦП і ЦАП та набір швидкісних буферних підсилювачів з низьким рівнем шумів, забезпечує високу швидкодію та широкий спектр можливостей для виконання алгоритмів ЦОС.

Поширеною є також структура, яка базується на ПЛІС. Технологія FPGA дозволяє реалізувати пристрій, що характеризується високою швидкодією, низьким енергоспоживанням та компактними розмірами, оскільки більшість вимірювальних компонентів реалізовано на кристалі.

На рисунку 1.6 зображено систему фірми Agilent [13] яка містить з ПЛІС, підсилювач, модуль ЦАП та механізм перемикання .

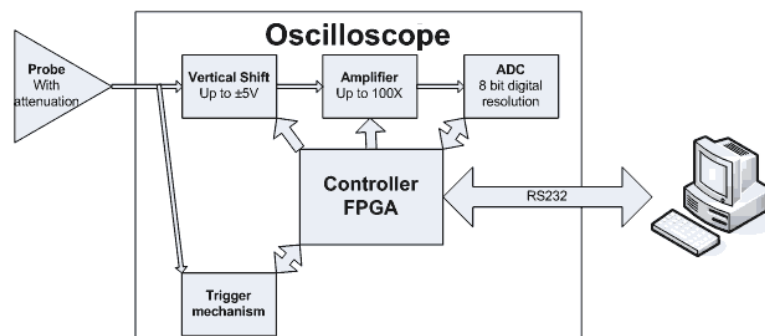


Рисунок 1.6 - Реалізація аналізатора фірми Agilent на базі ПЛІС

Ще одним варіантом реалізації аналізатора сигналів є побудова пристрою у вигляді плати з інтерфейсом PCI (рисунок 1.7). Така конфігурація

характеризується низьким рівнем шумів, великою глибиною пам'яті й гнучкістю у використанні ніж стандартні повноцінні пристрої.

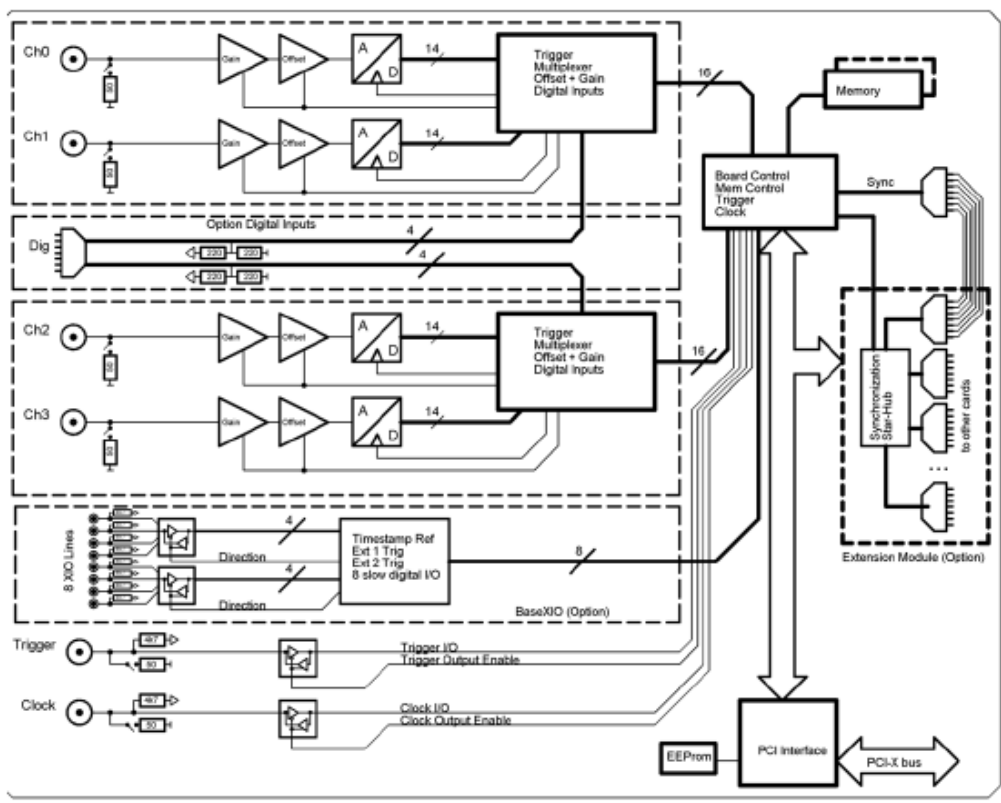


Рисунок 1.7 - Аналізатор Ultra Fast UF2-4000 у вигляді плати розширення ПК

Аналізатор фірми Ultra Fast UF2-4000 використовується для виконання задач, які потребують швидкої вибірки сигналу і якнайбільшого динамічного діапазону. В пристрої кожен з каналів має окремий підсилювач та АЦП щоб одночасно здійснювати вибірку без помилок. Кожен канал аналізатора пристосовується до окремого джерела сигналу. Це забезпечується завдяки програмному забезпеченню яке шукає відповідностей в вхідному діапазоні, вхідному імпедансу та індивідуальному компенсаційному зміщенні. До основних функцій сучасного ЦО можна віднести:

- високу точність вимірювань;
- яскравий сфокусований на будь-якій швидкості розгортки дисплей;
- можливість візуалізації сигналу ще до моменту запуску;
- можливість зупинити оновлення дисплею на будь-який час;

- можливість виявлення імпульсних завад;
- засоби автоматичного вимірювання параметрів сигналу;
- для друку звітів вимірювання передбачено підключення периферійного пристрою;
- можливість проведення статистичного аналізу сигналу;
- засоби самодіагностики і самокалібрування;
- чітко окреслені контури візуалізації сигналів;
- можливість детального дослідження перехідних процесів;
- можливість читання вже записаної інформації;
- розширені можливості аналізу та спрощена процедура архівування;
- можливість порівнювати записані дані із поточними.

### 1.3 Дослідження функцій цифрових осцилографів

Найбільш широким спектром приладів на сьогоднішній день представлені виробники ЦО компанії «Tektronix, Hitachi-Denshi, Agilent Technologies, LeCroy, GaGe Applied Technologies, Good Will instrument Co. Ltd, фірма Chauvin Arnoux та корпорація Fluke» [3]. Для обґрунтування обраного напрямку дослідження розглянемо ЦО та їх характеристики. На рисунку 1.8 наведено ЦО DSO 5052A Agilent Technologies серії DSO [14].

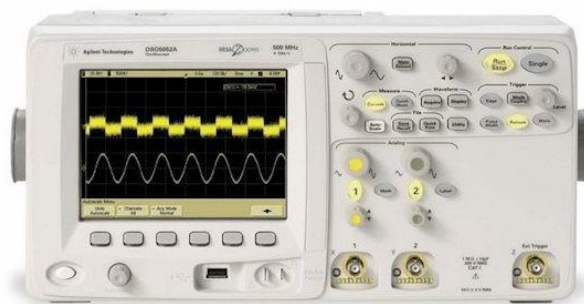


Рисунок 1.8– ЦО DSO5052A

Основні характеристики 2-х каналного портативного ЦО наступні:

- смуга пропускання 500 МГц,

- максимальна частота дискретизації 4 ГГц/канал,
- глибока пам'ять MegaZoom III - 1М/канал,
- кольоровий XGA дисплей,
- розширені можливості запуску,
- автоматичні вимірювання і математичні функції, включаючи ШПФ,
- інтерфейси USB, LAN, GPIB і вихід XGA,
- інтерфейс AutoProbe,
- сумісність із стандартом LXI класу С.

На рисунку 1.9 наведено зовнішній вигляд ЦО LeCroy WR6100A, який підтримує смугу пропускання від 350 МГц до 2 ГГц та частоту дискретизації від 2,5 до 10 ГС/с [15]. Стандартний обсяг пам'яті становить 4 Мб, розширювань до 12 Мб на всіх каналах і, у разі об'єднання 2-х каналів, до 24 Мб. Осцилографи серії WaveRunner використовують ті ж технології SiGe напівпровідників, що використовуються у високопродуктивних осцилографах WaveMaster від LeCroy. Високі частоти дискретизації в поєднанні з низьким значенням джиттера (3 пс) і високостабільним опорним генератором ( $\pm 5\text{ppm}$ ) надають вам роздільну здатність за часом, яку забезпечують лише ЦО, вартість яких вдвічі вища.



Рисунок 1.9 - Осцилограф LeCroy WR6100A

Пристрій характеризується наступними особливостями:

- час наростання 400 пс;
- частота вибірки сигналу (макс., однокр. сиг.) 5 Гв/с (10 Гв/с по 2 каналах);

- внутрішня пам'ять до 4-х осцилограм;
  - вертикальний дозвіл АЦП - 8 бітій (до 11 в режимі ERES);
  - курсорні і автовимірювання (22 параметри), одночасна індикація до 6 параметрів;
  - розтяжка x 4 (ZOOM) - тотожна;
  - табло статистичної інформації, її графічне уявлення (гістограми), прогноз (trend) по 1000 подій;
  - режим "аналогового післясвічення" - яскравість (від 0,5 с до безкінечності (по вибору));
  - функції математики -4;
  - ШПФ до 25;
  - інтерфейси: «Ethernet 10/100 BASE-T, Centronics, USB 2,0 (5 шт, 1 - на передній панелі), RS-232, SVGA (опція - GPIB)» [14];
  - можливість дистанційного керування;
  - системні вимоги - процесор (CPU) - 1700 МГц (мінім.), жорсткий диск - від 40 ГГБ, ОЗУ - 512 МБ, операційна система - MS Windows XP PRO;
  - кольоровий РК-дисплей 8.4", сенсорний екран - SVGA 800 x 600.
- На рисунку 1.10 наведено приклад реалізації ЦАС у вигляді плати PCI.



Рисунок 1.10 - ЦАС у вигляді плати PCI

Технічні характеристики приладу:

- 66 МГц інтерфейс PCI-X (100% сумісний з PCI);
- версії з 20 MS/s і 50 MS/s;
- 1, 2 або 4 каналів;
- одночасне здійснення вибірки на всіх каналах;

- окремий АЦП і підсилювач на канал;
- 6 вхідних діапазонів:  $\pm 200$  мВ аж до  $\pm 10$  В;
- до 2 (4 Гбайт) пам'яті;
- 32 стандартна встановлена пам'ять MS;
- швидкість передавання даних до 225 MB/S;
- програмоване вхідне зміщення  $\pm 200\%$ ;
- синхронізація аж до 16 карт на пристрій і аж до 271 карти з синхронізацією пристрою;
- синхронні цифрові канали, режим АВА.

Під час дослідження були вивчені та проаналізовані функції ЦО, що є незамінними інструментами для аналізу та вимірювання сигналів у різних додатках, від електроніки до телекомунікацій, і їх функціональність має важливе значення щоб забезпечити точність та надійність вимірювання.

Дослідження показало, що кожен з розглянутих осцилографів має певні переваги та особливості. Наприклад DSO5052A виробництва Keysight Technologies є потужним інструментом з високою частотною широтою та великою кількістю каналів для одночасного аналізу сигналів, що відзначається високими точністю й надійністю щодо вимірювань. LeCroy WR6100A характеризується високою швидкістю збору даних та обсягом пам'яті для збереження сигналів для подальшого аналізу. Він оснащений різноманітними функціями для детального аналізу сигналів.

ЦАС - PCI плата представляє інший підхід до аналізу сигналів, надаючи можливість спеціалізованому обладнанню аналізувати сигнали в реальному режимі часу, що має парктичну цінність у вимірювальних системах та дослідженнях, де потрібна висока швидкість ЦОС.

Незважаючи на переваги досліджених приладів, вони також мають свої недоліки та обмеження. Найпоширенішими серед недоліків такого обладнання є те, що ЦО дорожчі у порівнянні з аналоговими пристроями, що є обмежуючим фактором для бюджетних проектів чи досліджень. Навіть дорогі ЦО можуть мати обмежену частотну ширину, що робить їх

неефективними для аналізу високочастотних сигналів. Вимірювання, здійснювані ЦО, можуть містити помилки через обмежену роздільну здатність АЦП та інші фактори, що можуть впливати на точність вимірювань. Прилади вимірюють сигнали, отримуючи відліки аналогового сигналу. Це значить, що довжина запису обмежена їх кількістю, і при дослідженні подій з більшою тривалістю, можуть втратитися деталі. Об'єми пам'яті для зберігання сигналів можуть бути обмеженими, особливо для довгих записів.

Також до недоліків слід віднести необхідність підтримки та оновлень програмного забезпечення (ПЗ) для ЦО для забезпечення коректної роботи та сумісності з новими технологіями. Деякі ЦО можуть бути складними для користувача через велику кількість функцій та налаштувань або вимагати значної кількості енергії та мати значний фізичний розмір, що робить їх незручними для перенесення або використання в обмежених умовах. Вказані недоліки необхідно врахувати у разі вибору та використання обладнання для конкретних завдань та досліджень.

Розглянуті аналізатори сигналів мають свої характеристики та можливості, і їх вибір залежить від конкретних завдань і вимог дослідження або застосування. Проведені дослідження дозволяють виділити параметри, що є важливими при виборі системи, зокрема частотна ширина, кількість каналів, точність та зручність використання.

## 2. ОБГРУНТУВАННЯ ВИБОРУ ЕЛЕМЕНТІВ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ

### 2.1 Аналіз методів цифрового опрацювання сигналів

Проектована комп'ютерно-інтегрована система (КІС) буде здійснювати обробку нескладних одновимірних сигналів в реальному часі для їх візуального контролю тому важливим є вибір оптимального алгоритму цифрового опрацювання сигналу. «На теперішній час існує велика кількість алгоритмів і груп алгоритмів, які так чи інакше вирішують основну задачу спектрального аналізу: оцінювання спектральної щільності, потужності, для можливості за отриманим результатом судити про характер оброблюваного сигналу» [16]. Проте кожний з цих алгоритмів має свою область застосування. Для роботи в реальному часі потрібно підібрати такий алгоритм обчислювальна складність якого була б мінімальною. До таких основних алгоритмів обробки, перш за все, відносяться [1-7, 17-21]:

- реалізація ШПФ;
- інтерполяція сигналу по обмеженому числу відліків;
- вирівнювання амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) ЦО;
- корекція фазо-частотної характеристики ЦО;
- фільтрація власних шумів ЦО;
- програмне розширення пропускнуго каналу ЦО.

На даний час в ЦОС застосовують два види алгоритмів інтерполяції: лінійний і  $\sin x/x$ . Лінійна інтерполяція здійснюється в припущенні що відліки АЦП ЦОС сполучає пряма лінія. Це дуже просте і правдоподібне припущення, яке дає обмежені результати. Тому все частіше у ЦОС застосовують інтерполяцію  $\sin x/x$ , проте важливим є наступне:

1) Будь-яка інтерполяція заснована на наборі даних з АЦП осцилографа, тому навіть якщо в пристрої немає відповідного алгоритму, користувач може створити його сам в будь-якому прикладному пакеті;



2) Використання інтерполяції  $\sin x/x$  має свої обмеження, при їх порушенні можуть серйозно спотворитися результати вимірювань.

Інтерполяція  $\sin x/x$  це реалізація положень всім відомою теореми Котельникова-Найквіста про те, що будь-яка безперервна функція, спектр якої обмежується частотою  $F_{\max}$ , повністю визначається своїми відліками через інтервал часу не більше  $\Delta T = 1/2F_{\max}$ .

Сигнал відновлюється по формулі, що є основою алгоритму інтерполяції  $\sin x/x$ :

$$x(t) = \sum_{n=0}^{2F_{\max} \times T} \frac{\sin(2 \times \pi \times F_{\max} \cdot (x - n \times \Delta T))}{2 \times \pi \times F_{\max} \cdot (x - n \times \Delta T)}; \quad (2.1)$$

де  $s$  - дискретні відліки функції  $x(t)$ ,  $T$  - інтервал часу, для якого проводиться реконструкція.

На рисунках 2.1 наведений приклад інтерполяції лінійної (а) та дискретизації та  $\sin x/x$  (б) з частотою дискретизації – 5 МГц та вхідним сигналом – синус з частотою 1 МГц.

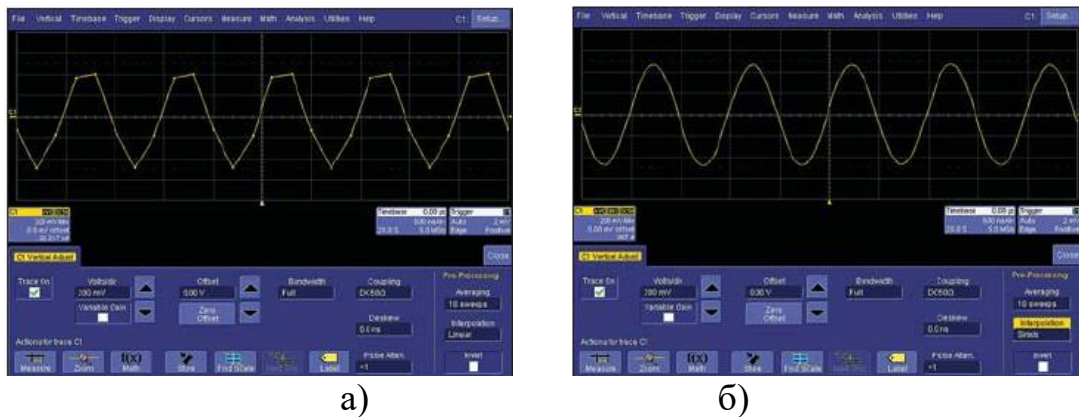


Рисунок 2.1 – Приклади інтерполяції

Алгоритми, що використовуються ЦО для розрахунку ШПФ, як правило містять наступні кроки:

1. Дані множаться на вибрану функцію вікна.
2. Розраховується ШПФ за допомогою швидкого виконання дискретного перетворення Фур'є (ПФ):

$$X_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k W^{nk}, \quad (2.2)$$

де:  $x_k$  - комплексний масив, дійсна частина якого є модифікованою осцилограмою в часовій області, а уявна = 0;  $X_n$  - результуюча комплексна крива в частотній області;  $W = e^{2\pi j/N}$ ;  $N$  - кількість точок в  $x_k$  і  $X_n$ .

Узагальнений алгоритм ШПФ в тому вигляді, як він реалізований тут, не вимагає, щоб  $N$  було степенем двійки.

3. Результуючий комплексний вектор  $X_n$  ділиться на когерентне підсилення віконної функції, щоб компенсувати втрату енергії сигналу із-за обробки віконною функцією. Ця компенсація дає точні значення амплітуди ізольованих спектральних піків.

4. Дійсна частина  $X_n$  симетрична щодо частоти Найквіста, тобто  $R_n = R_{n-N}$ , тоді як уявна частина асиметрична, тобто  $I_n = -I_{n-N}$ .

Енергія сигналу на частоті  $n$  розподілена рівномірно між першою і другою половинами спектру; енергія на нульовій частоті повністю міститься в нульовому доданку. Перша половина спектру (Re, Im), від 0 до частоти Найквіста, зберігається для подальшої обробки і подвоюється по амплітуді:

$$R'_n = 2R_{n_0}, \quad n < N/2, \quad (2.3)$$

$$I'_n = 2I_{n_0}, \quad n < N/2. \quad (2.4)$$

5. По кривій, що вийшла, розраховується спектр вибраного типу. Якщо вибраний амплітудний спектр, величина комплексного вектора визначається:

$$R_n = \sqrt{R_n'^2 + I_n'^2}. \quad (2.5)$$

Кроки 1-5 приводять до наступного результату: синусоїдальний сигнал амплітудою 1,0 В і цілим числом періодів  $N_p$  в тимчасовому вікні, перетворений за допомогою прямокутного вікна, утворює фундаментальний пік амплітудою 1,0 В на частоті  $N_p \times \Delta f$ . Постійна складова величиною 1,0 В, перетворена за допомогою прямокутного вікна, утворює пік амплітудою 2,0 В на частоті 0 Гц.

6. Щоб отримати середню потужність, для кожного спектру, отриманого на кроці 5, беруться комплексні дані з частотної області  $R'_n$  і  $I'_n$ ,

і по ним обчислюється квадрат довжини комплексного вектора:  $M_n = R_n'^2 + I_n'^2$ . Потім обчислюється сума  $M_n^2$  з додаванням накопичених спектрів, яка нормалізується на кількість спектрів і перетворюється до вибраного типу результату по тих же формулах, що й для ПФ.

«Вибір спектрального вікна диктується характеристиками сигналу. Вагові функції визначають форму характеристики фільтру і впливають на шумову смугу частот, а також на рівні бічних пелюсток» [20].

У ідеальному випадку основна пелюстка має бути якнайвужчою і плоскішою, щоб ефективно дискримінувати всі частотні компоненти, а побічні пелюстки повинні мати нескінченне ослаблення. Тип вікна визначає смугу частот і форму характеристики еквівалентного фільтру, який використовується при обробці ШПФ (таблиця 2.1).

Таблиця 2.1 - Функції вікна для ШПФ

Тип вікна	Область застосування і обмеження
Прямокутне	Використовується, коли сигнал є перехідним процесом (повністю міститься у вікні тимчасової області) або про нього відомо, що він має фундаментальну частотну компоненту, кратну фундаментальній частоті вікна. Сигнали інших типів демонструватимуть різний ступінь спектрального витоку і гребінцевих втрат, які можна компенсувати, вибравши інший тип вікна
Хеннінга	Має менше спектрального шуму порівняно з прямокутним і використовується для покращення якості сигнального аналізу
Хемінга	Знижує витік і підвищує точність відтворення амплітуди, при цьому знижується розширення по частоті
З плоскою вершиною	Забезпечує дуже високу точність відтворення амплітуди з помірним зниженням витоку, але з нижчим розширенням по частоті
Блекмана-Харіса	Зводить до мінімуму витік, але дає понижене розширення по частоті

Що для безперервних, що для дискретних сигналів можна застосовувати вейвлет аналіз, який також буває дискретним і безперервним. У такому випадку відбувається аналіз сигналу за рахунок розкладання за допомогою базисних функцій, які отримані з певного прототипу стисненням, розтягуванням і зміщенням.

Функція-прототип називається такою, що аналізує або «материнським» вейвлетом, яка повинна задовольняти такі 2 умови:

1. Середнє значення, обчислене як інтеграл по усій прямій, повинне дорівнювати нулю.
2. Функція повинна швидко спадати при  $t \rightarrow \infty$ .

Як правило, функція - вейвлет позначається як  $\psi$  і вейвлет перетворення (ВП) функції  $f(t)$  у загальному випадку матиме вигляд:

$$W(x, s) = \frac{1}{s} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi^* \left( \frac{t-x}{s} \right) f(t) dt, \quad (2.6)$$

де  $t$  - пряма часу,  $x$  - момент часу,  $s$  - параметр, обернений до частоти, а  $(*)$  - комплексно-сполучене.

Вейвлет-функція це головний елемент вейвлет аналізу, узагальнивши можна сказати, що вейвлетом є люба функція, яка відповідає 2 вказаним вище умовам. Найбільш широкого використання набули 2 зображених вейвлета, що показані на рисунку 2.2. На 2.2а показано вейвлети «Mexican Hat» (самбреро), назва впливає із його зовнішнього вигляду та на 2.2б Морле – як і графічне зображення любого вейвлета, він представлений функцією що має уявну та реальну частини, тобто є комплексозначним.

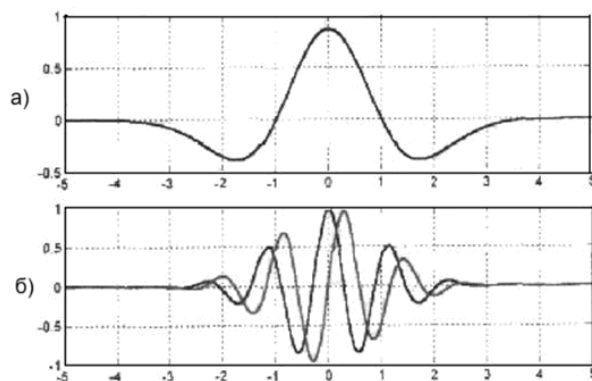


Рисунок 2.2 - Приклади вейвлетів

Наприклад, маємо деяку функцію  $f(t)$ , залежну від часу. В результаті її вейвлет-аналізу буде отримано деяку функцію  $W(x,s)$ , що залежатиме вже не лише від часу, а й обернено пропорційно від частоти. Алгоритм обчислення ВП для кожної пари змінних  $x$  та  $s$  буде таким:

1. Функцію вейвлет буде розтягнуто у  $s$  разів в горизонтальній площині та в  $1/s$  разів у вертикальній.
2. Далі відбувається зміщення у точку  $x$  та отримано вейвлет  $\psi(x,s)$ .
3. Проводиться усереднення значень сигналу в околі точки  $s$  за допомогою  $W(x,s)$ .

Результатом виконання алгоритму є графік (рисунок 2.3), який відображає характеристики сигналу частотні і часові.

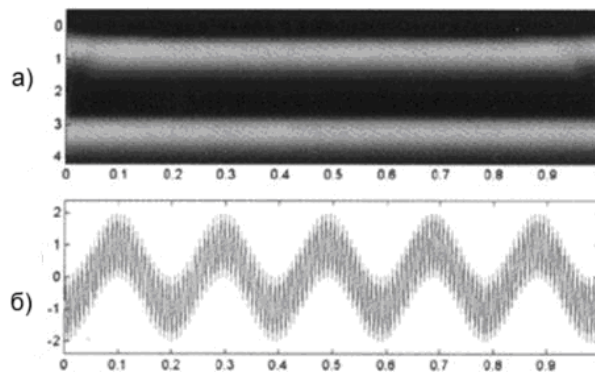


Рисунок 2.3 - ВП стаціонарного сигналу

По горизонталі відображається час, по вертикальній осі - частота (у деяких випадках її розмірність обирається так, що вона представляє логарифм від оберненого значення частоти, де  $s$ -частота). Абсолютне значення ВП для певної пари значень  $x$  і  $s$  визначає відтінок кольору, в якому буде відображений результат. Якщо частота має велике значення в сигналі в певний момент часу, то відтінок буде більш темним (рисунок 2.3а). Рисунок 2.3 показує результати вейвлет аналізу для сигналу що вдає із себе накладення 2-х синусоїд з різною частотою. Частотні характеристики даного сигналу не міняються в часі (сигнал стаціонарний).

На рисунку 2.4 відображені сигнали, що є зручні для порівняння результатів, які дають ПФ і ВП. Початковий сигнал зображений на

рисунку 2.4а. На рисунку 2.4с ПФ надає інформацію про спектр частот котрий присутній у сигналі на проміжку часу від 0 до 1с., при цьому невідомо коли саме ця чи інша частота реально була присутня в сигналі. В той же час ВП (рисунок 2.4б) дає вичерпну картину динаміки зміни частотних характеристик в часі. Перелічене визначає, що ВП є інформативнішим ніж ПФ.

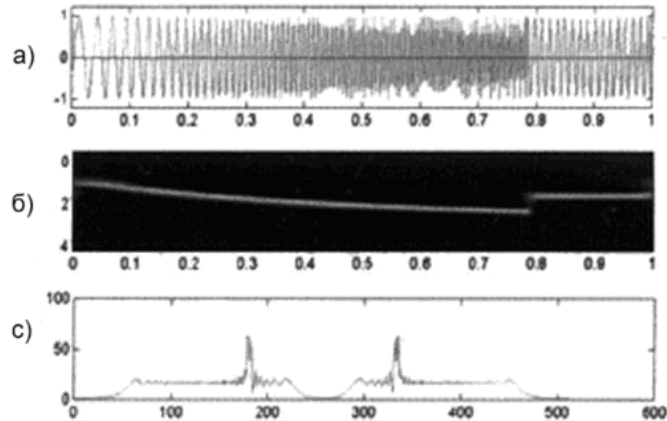


Рисунок 2.4 - Порівняння результатів ВП та ШПФ

На практиці використовують 2 різних підходи до проведення ВП, зокрема розрахунок у часовій області (аргументами функції є тимчасові параметри ) та у частотній. При роботі в останній області використовуються функції, аргументами у яких частотні параметри та використовується механізм ШПФ.

Для початку визначається основний (материнський) вейвлет. Нехай, обрано певну функцію, яка задовільняє необхідні умови  $\psi_0(\eta)$ , де  $\eta$  є безрозмірним періодом. Отже, маємо тимчасову серію  $X$ , із значеннями  $x_{n'}$ , у певні моменти часу  $n[0, N - 1]$ , де  $N$  є кількістю вимірювань. Кожна величина розподілена в часі на постійну величину  $dt$ . Після того, як отримано формулу для основного вейвлета, потрібно забезпечити можливість зміни розміру вейвлета. З цією метою використовується побудова масштабованого вейвлета, де  $s$  є параметром, зворотним частоті:

$$\psi\left(\frac{(n' - n)dt}{s}\right) = \left(\frac{dt}{s}\right)^{1/2} \psi_0\left(\frac{(n' - n)dt}{s}\right), \quad (2.7)$$

Для розрахунку ВП використовується згортка шуканої тимчасової серії з вейвлет функцією, згідно виразу, де (\*) - означає комплексно-зв'язане:

$$W_n(s) = \sum_{n'=0}^{N-1} x_{n'} \psi^* \left( \frac{(n' - n)dt}{s} \right) \quad (2.8)$$

Результатом розрахунку  $W_n(s)$  згідно 2.8 є комплексне число і в якості кінцевого результату вибирається абсолютна частина його значення.

Для ВП частотній області спочатку потрібно визначити основний вейвлет. Двілі провести ПФ вейвлета, для прикладу розглянемо вейвлет Морле, яке сконцентроване довкола  $W_0 \neq 0$  - якоїсь виділеної частоти. В результаті ПФ вейвлета, буде розтягнуто у  $s$  разів та сконцентровано довкола частоти  $W_0/s$  (рисунок 2.5).

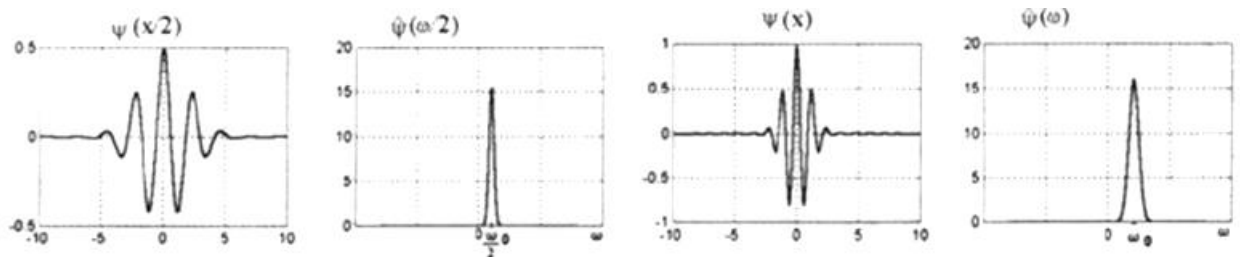


Рисунок 2.5 - ПФ функції вейвлета

Оскільки згортка функцій у частотній області відповідає їхньому множенню при умові  $s = \text{const}$ , на графіку ВП можна спостерігати еволюцію досліджуваної функції, на частотах, близьких до  $W_0/s$ . Іншими словами, коли перемножуються Фур'є-спектр початкової функції та пік у точці  $W_0/s$  в частотній області  $s$  (що по суті є Фур'є-образом - розтягнутим вейвлетом) то виділяється всі складові з цієї функції, які внесли свій вклад в спектр на частотах, що є близькими до  $W_0/s$ . У результаті отримується розгорнутий спектральний компонент у часі, згідно виразу,:

$$W_n(s) = \sum_{k=0}^{N-1} \lambda_k \psi^*(s\omega_k) e^{i\omega_k n dt}, \quad (2.9)$$

де (\*) - комплексно-зв'язане, значок (^) це ПФ

$$\lambda = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-2\pi kn / N} \quad , \quad (2.10)$$

$$\psi(sw_k) = \left( \frac{2\pi s}{dt} \right)^{1/2} \psi_0(sw_k). \quad (2.11)$$

Області використання включають розробку і відлагодження вбудованих систем; дослідження перехідних процесів; вимірювання в силових ланцюгах; розробку і відлагодження відеотехніки, автомобільної електроніки; спектральний аналіз; виробничі експерименти і контроль якості; розробку і аналіз електромеханічних пристроїв, біомедичних виробів, засобів промислового контролю.

Важливе місце в ЦОС в реальному часі посідають ЦАС. Існує велика кількість варіантів реалізації таких пристроїв, які застосовуються у різних сферах діяльності. Фірми виробники пропонують цілий ряд різноманітних обчислювачів такого типу. Вони характеризуються високою швидкістю та широкими функціональними можливостями.

Основними показниками за якими ведеться класифікація є

- діапазон робочих частот;
- кількість каналів;
- глибина пам'яті;
- можливість реалізації математичних функцій.

Проте існують задачі які не потребують високої швидкодії, де вимірюються сигнали в невеликому частотному діапазоні тому для їх вирішення необхідний простий та водночас функціональний пристрій.

## 2.2 Обґрунтування вибору алгоритму контролю якості цифрового сигналу

ВП набули широкого застосування у аналізі сигналів та стисненні інформації (рисунок 2.6), а також дослідженнях, для отримання результатів аналізу певного сигналу, що має включати не тільки перелік характерних



частот (масштабів), а й інформації про деякі локальні координати, у яких вказані частоти проявляють себе. В основному їх застосування включає аналіз та обробку сигналів різних типів, зокрема нестационарних та неоднорідних, в часі та просторі відповідно [19-24].

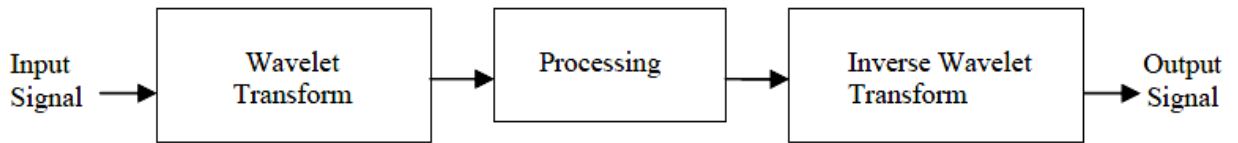


Рисунок 2.6 - Опрацювання сигналів з використанням ВП

Застосування вейвлетів обмежується не лише проведенням аналізу властивості сигналів та полів різного походження, отриманих чисельно, в експериментах або під час спостережень. Вони також використовуються при прямому чисельному моделюванні як ієрархічна базисна система, яка ідеально підходить при описі динаміки у складних нелінійних процесів, які характеризуються взаємодією розладів у широкому діапазоні просторових і часових частот. Недоліки у обробці сигналів високої частоти чи сигналів із локалізованими частотами полягають у тому, що здатність аналізу Фур'є відносно локалізації сингулярностей сигналів є недостатньою, і вимагається введення в часовій області віконного функціоналу. Це вимагає вдосконалення методів обробки сигналів, що дозволяють отримати кращу часово-частотну деталізацію. ВП є інструментом для зручного розшифрування такої інформації, тому, що елементи базису локалізовані і мають можливість рухатися в часі та частоті.

У випадку нестационарних сигналів і присутності в них вимушеного шумового фону (наприклад, промислового або транспортного шуму), вейвлет-функції виявляються найбільш відповідним базисом для вирішення поставленої задачі. (рисунок 2.7). У загальному принцип побудови базису ВП заснований на використанні масштабування (зміни масштабу) й зміщення (зсуву). Знаходження оптимального масштабного коефіцієнта може бути складним завданням та часто не мати простого рішення.

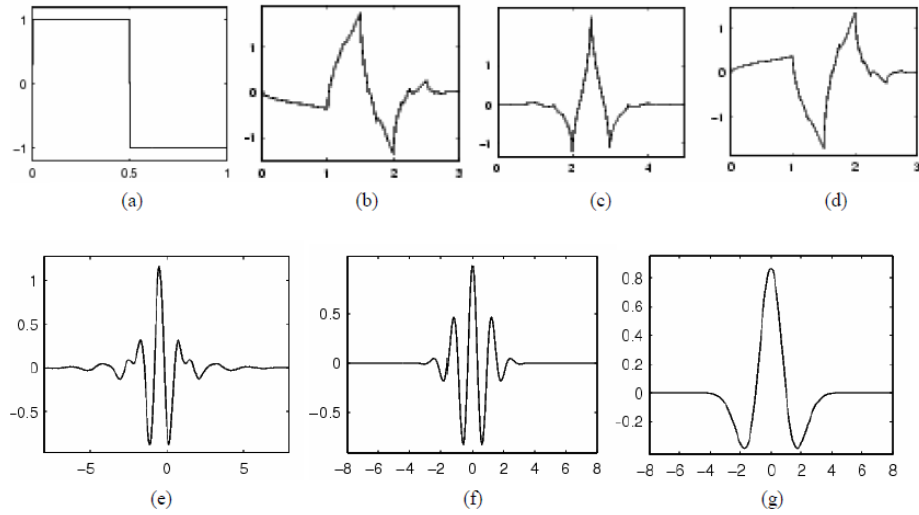


Рисунок 2.7 - Види вейвлетів (а) Хаара, (б) Добеші, (с) Коіфлет, (д) Сімлет, (е) Маєра, (ф) Морле, (г) Мексиканський капелюх

Відповідно до теорії ВП довільна функція  $f(t)$  з  $L^2(\mathbb{R})$  може бути розкладена з деяким, визначеним, рівнем деталізації  $j_0$  до ряду з виглядом:

$$f(t) = \sum_{l=1}^{L_0} \lambda_{j_0,l} \varphi_{j_0,l}(t) + \sum_{j=j_0}^n \sum_{l=1}^{L_j} \gamma_{j,l} \psi_{j,l}(t), \quad (2.12)$$

де  $\varphi_{j_0,l}(t)$  - скейлінг-функція,  $\psi_{j,l}(t)$  - вейвлет-функція.

На найбільш детальному рівні  $j_0=j_{\max}$  залишаються лише  $\lambda$ -коефіцієнти і сигнал представляється скейлінг-функцією

$$f(t) = \sum_{l=1}^{L_0} \lambda_{j_{\max},l} \varphi_{j_{\max},l}(t). \quad (2.13)$$

Вейвлет-коефіцієнти  $\lambda_{j,l}$  і  $\gamma_{j,l}$  можна обчислювати за формулами

$$\lambda_{j,l}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \varphi_{j,l}(t) dt, \quad (2.14)$$

$$\gamma_{j,l}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi_{j,k}(t) dt. \quad (2.15)$$

Розглядаючи визначений частковий приклад вейвлетів Хаара дані коефіцієнти зазвичай іменують як суми ( $\lambda$ ) та різниці ( $\gamma$ ), описуючи їх в контексті середніх значень і коливань. В літературі досить часто зустрічаються терміни, відповідно, «коефіцієнт апроксимації» функції  $f(t)$

включають інформацію щодо низькочастотної складової сигналу, тобто інформацію стосовно тренду сигналу, та «коефіцієнт деталізації», який є спектральним коефіцієнтом функції  $f(t)$  вказують на їх властивість високочастотного виділення, оскільки здатні локалізувати осциляції та сингулярності функції у часовій та частотній областях.

### 2.2.1 Швидке вейвлет-перетворення

«Для ортогональних вейвлетів застосовується ефективний алгоритм Малла (Mallat algorithm)» [22] або «швидке вейвлет-перетворення (Fast Wavelet Transform) (ШВП) алгоритм, що реалізує ітераційний процес на основі фільтрації, в якому кількість ітерацій позначається як  $N$  може обиратися в залежності від задачі» [24].

«Кратномасштабний аналіз при послідовному збільшенні значень  $m$  приводить до природної форми швидких ітераційних обчислень» [21]:

$$C_{m+1,k} = \sum_n h_n C_{m,2k+n}, \quad (2.16)$$

$$D_{m+1,k} = \sum_n g_n C_{m,2k+n}, \quad (2.17)$$

$$C_{0,k} = \int_{k\Delta t}^{(k+1)\Delta t} s(t) \square(t-k) dt. \quad (2.18)$$

Ці рівняння реалізують пірамідальний алгоритм обчислення коефіцієнтів, що приведений на рисунку 2.8.

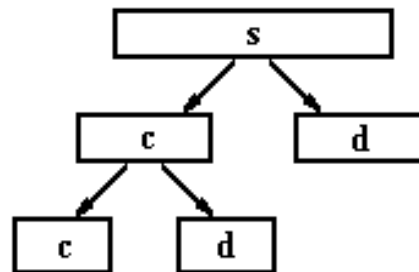


Рисунок 2.8 - Схема алгоритму Малла

«Явний вид вейвлета потрібний тільки для розрахунку коефіцієнтів  $h_n$  і  $g_n$ , при самому перетворенні він не використовується, використовуються значення коефіцієнтів  $h_n$  і  $g_n$ »[22].



Пониження рівня коефіцієнтів апроксимації означає поступове наближення до початкового сигналу. В цілому, декілька спрощено (позначення  $| i |$  визначає ітераційний характер обчислення), що дозволяє представити процес декомпозиції-реконструкції загальною діаграмою ВП (рисунок 2.12).

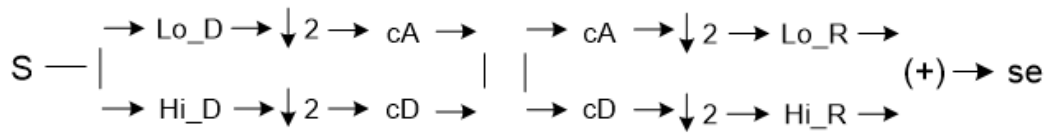


Рисунок 2.12 - Реалізація алгоритму Малла

Рисунок 2.13 ілюструє реалізацію швидкого багатокрокового алгоритму Малла на основі вейвлет-фільтрації, де сигнал відображений за допомогою відліків, і схематично показана АЧХ фільтрів.

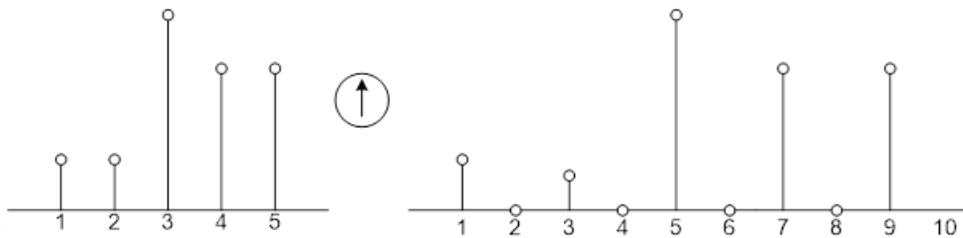


Рисунок 2.13 - Ілюстрація операції  $\uparrow$

На рисунку 2.14 наведено структуру багатокрокового алгоритму Малла при декомпозиції і реставрації сигналу. За діаграмою легко відслідковувати процес декомпозиції сигналу вейвлет-фільтрами та подальший процес відновлення сигналу. ВЧ-фільтри позначені H, а НЧ- як L.

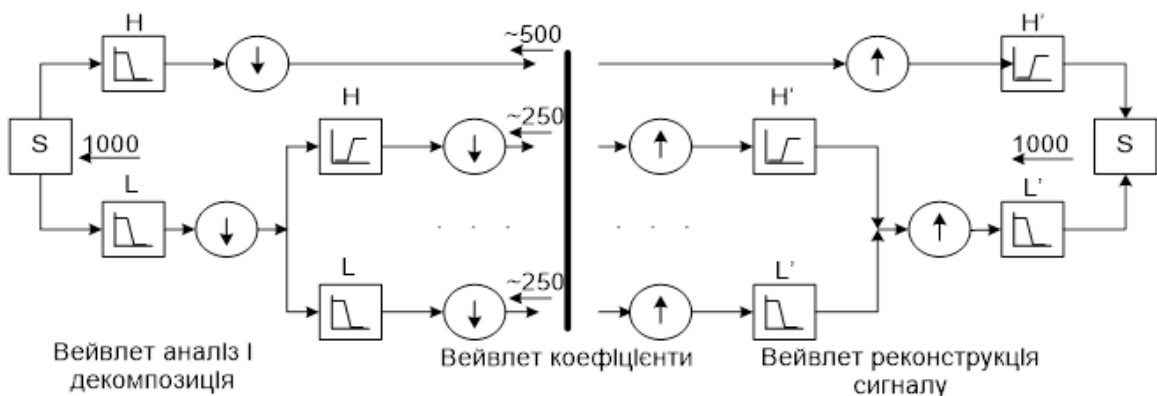


Рисунок 2.14 - Структура багатокрокового алгоритму Малла

Під час даного процесу відбувається розкладання початкового сигналу  $s$  на вейвлет-компоненти до конкретного рівня декомпозиції. Під час реконструкції сигналу він відновлюється до наближеного сигналу  $s_e$ , який перебуває у залежності від рівня декомпозиції й реконструкції. Нульовий рівень відповідає точному відновленню сигналу ( $s_e = s$ ).

Рисунок 2.14 ілюструє стандартну діаграму процесу розкладання сигналу  $s$  (від верху до низу) та його реконструкцію (від низу до верху), де позначаються коефіцієнти апроксимації сигналу як  $A$ , деталізуючі як  $D$ , а на рівень декомпозиції і відновлення сигналу вказують цифри, при цьому нульовий рівень не вказується, оскільки це і є сигнал  $s$ .

Перевагою цього алгоритму є простота і висока швидкість процесу розкладання, «реконструкції до необхідного порядку  $cN$  операцій, де  $c$  - число коефіцієнтів, а  $N$  - довжина вибірки» [24].

### 2.2.2 Ліфтинг-схема вейвлет-перетворення

Основною відмінністю лифтинг-схеми від класичного ВП є те, що вона дозволяє конструювати вейвлети в тимчасовій області, тобто незалежно від ПФ. Вейвлети, які є масштабованими і зрушеними в часі копіями однієї функції в літературі отримали назву вейвлетів першого покоління [22-26].

Використання ліфтинга для конструювання цих вейвлетів має наступні переваги:

1. Він дозволяє виконувати ВП швидше. Звичайне ШВП обчислюється по схемі субсмугового кодування. На кожному етапі сигнал розбивається на високочастотна і низькочастотна смуги. Після чого низькочастотна частина знову піддається перетворенню. Лифтинг -схема робить оптимальним використання схожості між високо- і низькочастотними фільтрами для прискорення обчислень. В деяких випадках число операцій може бути скорочене удвічі.

2. Ліфтинг-схема дозволяє виконання перетворень не використовуючи додаткову пам'ять. Початковий сигнал, його зображення, може бути

замінений в пам'яті його ВП.

3. Зворотне перетворення може знаходитися шляхом звернення прямого перетворення. Практично, для виконання зворотного перетворення досить поміняти місцями порядок операцій і замінити знаки "+" на "-". Ліфтинг-схема застосовується в випадках неможливості використання ПФ. Типовими прикладами є:

1. Вейвлети, визначені на обмежених областях. Конструювання таких вейвлетів в евклідовому просторі необхідне в таких додатках, як сегментація зображень і чисельне рішення диференціальних рівнянь. Особливий випадок - вейвлети визначені на інтервалі, - які використовуються для перетворення кінцевих сигналів без обробки меж.

2. Вейвлети на кривих і поверхнях.

3. Зважені вейвлети (Weighted wavelets).

Очевидно, що вейвлети пристосовані для вирішення подібних завдань не можуть бути розтягнутими і зміщеними однієї функції. Таким чином, для їх створення не може більше використовуватися перетворення Фур'є. Альтернативою цьому є ліфтинг-схема.

Основна ідея ліфтингової схеми вельми проста. Як показано на рисунку 2.15, перетворення включає три етапи: розбиття (S), прогноз (P) і оновлення (U).

Припустимо, є сигнал  $f(t)$ . Позначимо його відліки через  $\lambda_{0,k} = f(k), k \in \mathbb{Z}$ . Потрібно «декорелювати» цей сигнал. Іншими словами, завдання полягає у пошуку подання сигналу зменшеною кількістю коефіцієнтів, що тотожно збільшенню кроку дискретизації.

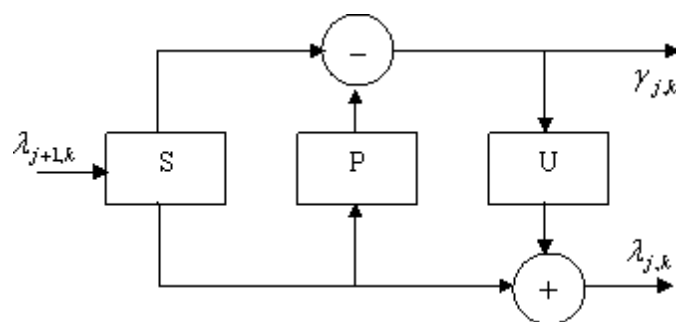


Рисунок 2.15 - Ліфтингова схема: розбиття, прогноз, оновлення

Іноді не вдається надати точне представлення сигналу, а лише у вигляді апроксимації з певним рівнем похибки. Значить, необхідно керувати кількістю інформації, що втрачається при апроксимації. Ця інформація є різницею початкового сигналу та його апроксимацією, і вона повинна бути як найменшою.

«На етапі розбиття можна зменшити число коефіцієнтів, просто залишивши лише парні відліки. В результаті виходить нова послідовність:  $\lambda_{-1,k} = \lambda_{0,2k}$ , де негативний індекс використовується для позначення послідовності меншої довжини. Необхідно оцінити кількість втраченої інформації» [23]. Іншими словами, що (якщо потрібний) повинне бути додане до послідовності  $\{\lambda_{-1,k}\}$  для відновлення початкової послідовності  $\{\lambda_{0,k}\}$ . Позначимо цю добавку через  $\{\gamma_{-1,k}\}$  і назвемо її вейвлет-коефіцієнтами. Залежно від статистики початкового сигналу тут можливі різні вибори, один краще за інше. Краще означає менше значення вейвлет-коефіцієнтів. Можна вирішити, що втрачена інформація просто міститься в непарних відліках  $\{\gamma_{-1,k}\} = \{\lambda_{0,2k+1}\}$ . Цей вибір відповідає вейвлету Lazy. «Проте, що ні на спосіб розбиття, ні на розміри субпослідовностей не накладаються ніяких обмежень. Єдиною умовою є наявність процедури, що дозволяє відновити початковий сигнал по  $\{\lambda_{-1,k}\}$  і  $\{\gamma_{-1,k}\}$ » [24].

Наступний етап ліфтингової схеми, прогноз, допомагає конструювати складніші і ефективні вейвлети. На етапі прогнозу, метою є отримання повністю оборотного компактного уявлення  $\{\lambda_{0,k}\}$  через  $\{\lambda_{-1,k}\}$  і  $\{\gamma_{-1,k}\}$ . Ясно, що парні відліки безпосередньо знаходяться, як  $\lambda_{0,2k} = \lambda_{-1,k}$ . Спробуємо знайти, або, принаймні, передбачити непарні відліки, ґрунтуючись на кореляції початкових даних. Необхідно знайти не залежний від даних оператор прогнозу  $P$ , такий що

$$\gamma_{-1,k} = P(\lambda_{-1,k}). \quad (2.19)$$

Вид оператора прогнозу залежить від використовуваної моделі сигналу і його кореляційних властивостей. Як правило, не існує можливості точного прогнозу  $\gamma_{-1,k}$  по  $\lambda_{-1,k}$ . Проте, може знаходитися дуже близько до  $\gamma_{-1,k}$ . Тоді



можна замінити  $\gamma_{-1,k}$  різницею між цією послідовністю і  $P(\lambda_{-1,k})$ .

$$\gamma_{-1,k} = \lambda_{0,2k+1} - P(\lambda_{-1,k}). \quad (2.20)$$

«Вейвлет-коефіцієнти тепер показують, наскільки початковий сигнал не відповідає моделі, на основі якої побудований оператор прогнозу Р» [25]. Якщо сигнал корельований, то більшість вейвлет-коефіцієнтів будуть малими. Для пошуку хорошого оператора прогнозу припустимо, що сусідні відліки сильно корельовані. Тоді для прогнозу непарних відліків можна взяти середнє їх парних сусідів. Вейвлет-коефіцієнти тоді знаходяться як

$$\gamma_{-1,k} = \lambda_{0,2k+1} - \frac{1}{2}(\lambda_{-1,k} + \lambda_{-1,k+1}). \quad (2.21)$$

Модель, використовувана в даному випадку для знаходження оператора Р, є шматково-лінійна функція на інтервалах завдовжки 2. Якщо початковий сигнал співпадає з цією моделлю, то всі вейвлет-коефіцієнти будуть рівні 0. Тобто, «вейвлет-коефіцієнти показують, наскільки сигнал не є лінійним» [26]. В термінах частотного наповнення вейвлет-коефіцієнти відображають високочастотні складові, присутні в сигналі. Послідовність  $\{\lambda_{-1,k}\}$  відображає низькі частоти, наявні в сигналі. Далі проводяться ітерації цієї схеми. Послідовність  $\{\lambda_{-1,k}\}$  розбивається на  $\{\lambda_{-2,k}\}$  і  $\{\gamma_{-2,k}\}$ , потім  $\{\gamma_{-2,k}\}$  замінюється різницею між  $\{\gamma_{-2,k}\}$  і  $P(\lambda_{-2,k})$ . Після виконання n ітерацій початковий сигнал виявляється розкладеним у вейвлет-базис  $\{\lambda_{-n,k}, \gamma_{-n,k}, \dots, \gamma_{-1,k}\}$ . Оскільки вейвлет-коефіцієнти кодують відмінність сигналу від деякої вибраної моделі, це приводить до компактного представлення сигналу. Прогноз не обов'язково повинен мати лінійну форму. «Як модель можна використовувати поліном будь-якого порядку» [23], що приведе до концепції інтерполяційного підрозділу. Припустимо, що початковий сигнал - відліки кубічного полінома. В цьому випадку інтерполяційний поліном, що проходить через чотири крапки, буде тим же самим поліномом, і всі знов породжувані відліки будуть в належати йому, в межі відтворюючи його. Таким чином, використовуючи N відліків (N - парне), можна будувати поліном степеня N-1» [25].

Схема інтерполяційного підрозділу дуже приваблива з практичної сторони. Тому що потрібна лише одне ПЗ, яка будуватиме інтерполяційний поліном для вказаних точок та місцеположень. Значення нового відліку - є просто значення полінома в новій крапці. Обчислені коефіцієнти називаються коефіцієнтами фільтру і володіють важливою властивістю: коефіцієнти фільтру, що обчислюються для лівої межі, рівні коефіцієнтам для правої межі, але записуються в зворотному порядку.

Отже існує  $N/2 + 1$  випадків, що відрізняються (1 середній та  $N/2$  для меж інтервалу). Етап прогнозу, таким чином, реалізується шляхом пошуку в таблицях коефіцієнтів відповідних значень для обчислення вейвлет-коефіцієнтів. В таблиці 2.2 наведено коефіцієнти фільтру для  $N = 2$ .

Таблиця 2.2 - Коефіцієнти фільтру при  $N = 2$

І зліва	І праворуч	k-3	k-1	k+1	k+3
0	2			-0.5	1.5
1	1		0.5	0.5	
2	0	1.5	-0.5		

Отже, на даному етапі обчислюються вейвлет-коефіцієнти. Проте, нас не влаштовує вибір  $\lambda_{-1,k}$  із-за значного елайзингу. Ця проблема вирішується на третьому етапі. На етапі оновлення коефіцієнти  $\lambda_{-1,k}$  «піднімаються» за допомогою вейвлет-коефіцієнтів  $\gamma_{-1,k}$ . Суть полягає в у знаходженні  $\lambda_{-1,k}$ , яка зберігала б деяку скалярну характеристику  $Q(\cdot)$ , наприклад середнє значення

$$Q(\lambda_{-1,k}) = Q(\lambda_{0,k}). \quad (2.22)$$

Ми могли б виконати це, здійснивши пошук оператора обчислення  $\lambda_{-1,k}$  безпосередньо з  $\lambda_{0,k}$ . Проте в цьому випадку у край важко отримати схему зворотного перетворення. Тому в ліфтингової схемі використовуються вже обчислені вейвлет-коефіцієнти для оновлення послідовності  $\lambda_{-1,k}$ , для збереження  $Q(\cdot)$ . Тобто вводиться оператор оновлення  $U$ , такий що

$$\lambda_{-1,k} = \lambda_{-1,k} + U(\gamma_{-1,k}). \quad (2.23)$$

Тому, використовуючи вже обчислені вейвлет-коефіцієнтів необхідно знайти масштабуючу функцію, що забезпечує збереження деяких властивостей 1 на всіх рівнях декомпозиції. Один з можливих шляхів наступний. Прирівнюємо все  $\{\lambda_{0,k}\}$  до нуля, окрім першого, який прирівнюваний до 1. Потім виконуємо інтерполяційний підрозділ нескінченне число разів. В результаті вийде масштабуюча функція, за допомогою якої можна створити дійсний вейвлет, який зберігає необхідні властивості початкового сигналу. Ця функція матиме порядок, залежний від деякого (парного) числа  $\tilde{N}$ , яке необов'язково рівне N.  $\tilde{N}$  називається числом дійсних нульових моментів. Чим вище порядок цієї функції, тим менше буде в перетворенні, що вийшло, ефект елайзингу.

Оновлення I відбувається наступним чином: для кожного вейвлет-коефіцієнта знаходимо коефіцієнти ліфтинга, наприклад, (a, b) для  $\tilde{N}=2$ . Знаходимо l, на яку впливає цей g, наприклад,  $\gamma_{-j,k-1}$  і  $\gamma_{-j,k+1}$ . Тепер

$$\begin{aligned}\lambda_{-j,k-1} &= \lambda_{-j,k-1} + a \cdot \gamma_{-j,k} \\ \lambda_{-j,k+1} &= \lambda_{-j,k+1} + b \cdot \gamma_{-j,k}.\end{aligned}\quad (2.24)$$

«Для достатньо довгих сигналів ліфтингові коефіцієнти стають рівними (1/4,1/4) для всіх  $\lambda$  далеко від меж» [24]. Використовуючи ці значення, можна оновлювати коефіцієнти таким чином:

$$\lambda_{-1,k} = \lambda_{-1,k} + \frac{1}{4}(\gamma_{-1,k} + \gamma_{-1,k-1}).\quad (2.25)$$

Об'єднання трьох етапів ліфтинга, представлених на діаграмі мал. 8-1, дає нам алгоритм одновимірного швидкого ліфтингового ВП:

$$\text{вiд } j = -1 \text{ до } -n : \begin{cases} \{\lambda_{j,k}, \gamma_{j,k}\} = S(\lambda_{j+1,k}) \\ \gamma_{j,k}^- = P(\lambda_{j,k}) \\ \lambda_{j,k}^+ = U(\gamma_{j,k}) \end{cases}.\quad (2.26)$$

Тепер можна показати одну чудову властивість ліфтинга: для реалізації «зворотне перетворення досить в алгоритмі прямого перетворення поміняти місцями знаки "+" і "-"» [25]. В такому разі, алгоритм для оберненого перетворення має вигляд

$$\text{сiд } j = -n \text{ до } -1: \begin{cases} \lambda_{jk} = U(\gamma_{jk}) \\ \gamma_{jk} = P(\lambda_{jk}) \\ \{\lambda_{jk}, \gamma_{jk}\} = \text{об'єднати}(\lambda_{j+1k}) \end{cases} \quad (2.27)$$

«Для підрахунку числа операцій, потрібних для даного перетворення, повинні враховуватися три чинники: довжина сигналу  $L$ , число дуальних нульових моментів  $N$  і число первинних нульових моментів  $\tilde{N}$ » [26]. Може бути показано, що всього необхідна наступна кількість ітерацій

$$n = \left\lceil \log_2 \left( \frac{L-1}{N_{\max} - 1} \right) \right\rceil \quad (2.28)$$

де  $N_{\max} = \max(N, \tilde{N})$ . Як видно, довжина сигналу не обов'язково повинна дорівнювати ступеню двійки. Схема інтерполяційного підрозділу гарантує правильну обробку меж сигналу у будь-якому випадку.

Перенесення алгоритму ліфтинга на випадок двовимірних сигналів полягає в простому виконанні перетворення по рядках і стовпцях, оскільки перетворення роздільне. Вираз для числа ітерацій при цьому змінюється  $L = \max(L_x, L_y)$ . Якщо коефіцієнти фільтру дорівнюють  $(1/2, 1/2)$ , а коефіцієнти ліфтинга -  $(1/4, 1/4)$ , то ми отримуємо біортогональне вейвлет-перетворення Коена-Добеші-Фово. Цей простий приклад вже показує, як ліфтинг може прискорити процес обчислень. Класично коефіцієнти  $\{\lambda_{-1k}\}$  знаходяться як згортка коефіцієнтів  $\{\lambda_{0k}\}$  з фільтром  $\tilde{h} = \left\{ -\frac{1}{8}, \frac{1}{4}, \frac{3}{4}, \frac{1}{4}, -\frac{1}{8} \right\}$ .

Для цього потрібно 6 операцій на коефіцієнт, тоді як у разі ліфтинга витрати складають 3 операції. Як початкове розбиття можливий інший вибір замість вейвлета *Lazy*.

Класичним прикладом є вейвлет Хаара. В цьому випадку етап оновлення можна опустити, оскільки на етапі розбиття вже з'являється вейвлет з нульовими моментами.

Перевагою ліфтингової схеми є також і виконання обчислень без витрачання додаткової пам'яті (рисунок 2.16). Розбиття, обчислення вейвлет-коефіцієнтів, як ступені відхилення сигналу від лінійного і використання їх

для оновлення.

Припустимо, що початковий сигнал збережений в масиві  $v[k]$ . Кожен коефіцієнт  $\lambda_{j,k}$  або  $\gamma_{j,k}$  зберігається у позиції  $[v2^{-j}k]$ . Потім застосовується вейвлет Лейзі. Решта всіх кроків полягає у виконанні операцій  $+=$  або  $-=$ . Інакше кажучи, після прогнозу коефіцієнтів  $\gamma$  коефіцієнти  $\lambda$  можуть замінюватися ними за тією ж адресою пам'яті. На етапі оновлення оновлені  $\lambda$  замінюють собою колишні значення.

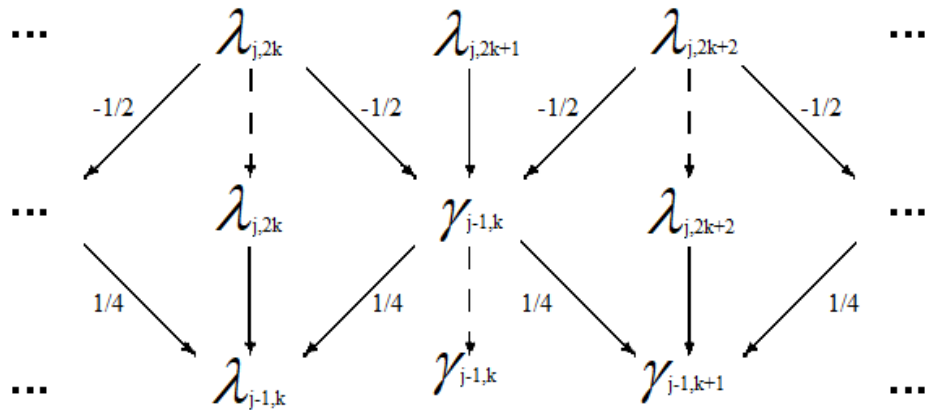


Рисунок 2.16 - Ліфтингова схема

Перевагами підходу, використовуваного ліфтинг-схемою, є: процес перетворення доволі швидкий, набір вейвлет-коефіцієнти займають, що співпадає з об'ємом первинних даних, зворотнє перетворення дозволяє відновити сигнал з абсолютною точністю, що є недосяжним при використанні гауссових вейвлетів.

### 2.2.3 Дискретне вейвлет-перетворення

При опрацюванні даних на ПК може використовуватися версія безперервного чи дискретного ВП (ДВП), із заданням значень дискретних параметрів (a, b) вейвлетів із будь-яким кроком  $D_a$  і  $D_b$ , але вона вимагає великого числа обчислень [24]. Крім того, в результаті отримується велике число коефіцієнтів, яке великою мірою перевершує кількість відліків початкового сигналу, яке не потрібне для реконструкції сигналів.

ДВП дозволяє забезпечити достатній рівень даних, і для проведення аналізу і для синтезу сигналу, при цьому залишаючись ефективним з точки

зору кількості операцій і необхідної пам'яті.

#### 2.2.4 Порівняння методів одновимірного вейвлет перетворення

Одній з головних проблем при виконанні ВП є швидкодія. Обчислення коефіцієнтів за основною формулою вимагає виконання великої кількості операцій складання-множення, до того ж містить багато надмірної інформації. Існують способи скорочення обчислень шляхом перегруповування доданків на підставі властивостей гауссових вейвлетів, шляхом введення обмежень на вибір кроку зміни зсуву або з урахуванням відносної площі.

Проте таким чином не вдається добитися істотного виграшу, і тому як альтернатива була запропонована формула ШВП, виведена з теорії кратномасштабного аналізу. В той же час простотою обчислення володіє і інший алгоритм виконання ВП - ліфтинг. Зараз ці два методи займають перші місця по швидкодії серед всіх існуючих методів вейвлет-перетворення.

Один крок одновимірного швидкого вейвлет-перетворення є твір вектора коефіцієнтів апроксимації попереднього рівня на матрицю вейвлет-перетворення, складену з коефіцієнтів НЧ і ВЧ фільтрів.

$$\begin{bmatrix} c_{1,0} \\ c_{1,1} \\ c_{1,2} \\ c_{1,3} \\ d_{1,0} \\ d_{1,1} \\ d_{1,2} \\ d_{1,3} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 & h_1 & h_2 & h_3 \\ h_2 & h_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & h_0 & h_1 \\ g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 \\ g_2 & g_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{0,0} \\ c_{0,1} \\ c_{0,2} \\ c_{0,3} \\ c_{0,4} \\ c_{0,5} \\ c_{0,6} \\ c_{0,7} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

При довжині фільтру рівної  $L$  і довжині сигналу  $N$  відліків, число операцій на першому рівні розкладання складатиме ( $L$  множень і  $L-1$  складань для обчислення одного коефіцієнта):

$$N_1 = N \cdot (2L - 1), \quad (2.30)$$

де  $N_s = \log_2 \frac{N}{L} + 1$  - число кроків перетворення. Таблиця 2.3 містить зведені дані по числу необхідних операцій і необхідних для цього кроків перетворення.

Таблиця 2.3 - Оцінка швидкодії алгоритму ШВП

Довжина сигналу	Число кроків, $N_s$		Число операцій, $N_{op}$	
	L=2	L=4	L=2	L=4
8	3	2	42	84
64	6	5	378	868
256	8	7	1530	3556
512	9	8	3066	7140
1024	10	9	6138	14308

У таблиці 2.3 L=2 відповідає, наприклад, вейвлетам Хаара, а L=4 у вейвлета Дюбеші D4.

Швидкодія ліфтинг-схеми також залежатиме від довжини сигналу, а аналогію фільтрам складуть операторів прогнозу і оновлення, як які використовуються інтерполяційні поліноми різних порядків.

$$\text{Передбачення: } \gamma_{-1,l} = \lambda_{0,2k+1} - P(\lambda_{-1,k}), \quad (2.31)$$

$$\text{Оновлення: } \gamma_{-1,k} = \lambda_{-1k} + U(\lambda_{-1,k}). \quad (2.32)$$

Лінійна інтерполяція для прогнозу використовує 2 сусідніх відліку, тоді як кубічна - чотири. Етап прогнозу реалізується шляхом пошуку в таблицях коефіцієнтів відповідних значень для обчислення вейвлет-коефіцієнтів. Приклад для кубічної інтерполяції наведений в таблиці 2.4.

У загальному випадку число операцій, потрібних для прогнозу одного відліку, складатиме, де L - число коефіцієнтів інтерполяційного многочлена (L = 2,  $N_{op}= 3$  у разі лінійної інтерполяції і L = 4,  $N_{op}=15$  для кубічної).

Таблиця 2.4 - Коефіцієнти для кубічної інтерполяції

№ зліва	№ справа	k-7	k-5	k-3	k-1	k+1	k+3	k+5	k+7
0	4					35/16	-35/16	21/16	-5/16
1	3				1/16	15/16	-5/16	1/16	
2	2			-1/16	9/16	9/16	-1/16		
3	1		1/16	-5/16	15/16	5/16			
4	0	5/16	21/16	-35/16	35/16				

Проте, як видно з таблиць коефіцієнтів, в кожній строчці за рахунок симетричності є хоч би одна пара коефіцієнтів рівна по модулю, що у свою чергу приводить до скорочення числа операцій. Якщо не брати до уваги обробку меж і використовувати тільки коефіцієнти третьої строчки (для 2 відліків справа і 2 зліва), то число операцій у разі кубічної інтерполяції скорочується до 6!

$$\gamma_{-j,k} = \lambda_{-j+1,k} - \frac{1}{16} \cdot (9 \cdot (\lambda_{-j+1,k-1} + \lambda_{-j+1,k+1}) - \lambda_{-j+1,k-3} - \lambda_{-j+1,k+3}) \quad (2.33)$$

Оновлення коефіцієнтів є простішою процедурою, і може проводитися за одним сценарієм незалежно від ступеня інтерполяційного полінома. Для сигналів, що є достатньо довгими, ліфтинг-коефіцієнти рівні (1/4, 1/4) для усіх  $k$  далеко від меж.

$$\lambda_{-1,k} = \lambda_{-1,k} + \frac{1}{4} \cdot (\gamma_{-1,k-1} + \gamma_{-1,k}) \quad (2.34)$$

таким чином, на оновлення одного відліку потрібно всього 3 операції.

Враховуючи те, що в прогнозі і оновленні бере участь тільки половина відліків сигналу, максимальне число операцій, потрібних для обчислення ліфтинг-перетворення, на першому рівні складатиме

$$N_1 = \frac{N}{2} \cdot (2L + 3) \quad (2.35)$$

Подальші рівні перетворення скорочують довжину сигналу удвічі доти, поки вона не стане рівною  $L$ . Отже, максимальне число кроків перетворення



при ліфтинг-схемі і при ШВП будуть однаковими:

$$N_s = \log_2 \frac{N}{L} + 1 \quad (2.36)$$

Проте, на практиці зазвичай виконують тільки перші декілька кроків залежності від поставленої задачі і виду вхідного сигналу. Сумарне число операцій (на всіх кроках перетворення) у ліфтинг-схемі

$$N_{op} = N_1 \cdot \sum_{k=0}^{N_s-1} 2^{-k} \quad (2.37)$$

Очевидно, при використанні фільтрів однакової довжини на швидкодію алгоритму впливає кількість операцій, вироблюваних на першому рівні перетворення. Для ШВП  $N_1 = N(2L - 1)$  для ліфтинг-схеми  $N_1 = N/2(2L + 3)$ . Враховуючи можливість скорочення числа операцій на етапі прогнозу для кубічної інтерполяції, число операцій на першому рівні складатиме  $N_1 = N/2 \cdot 9$  замість  $N_1 = N/2 \cdot 11$ , що прискорить обчислення. Залишається додати, що для аналогічного ШВП з фільтром  $L=4$  число операцій на першому рівні рівне  $N_1 = 7N$ .

Доповнимо дані параметрами швидкодії ліфтинг-схеми для порівняння швидкодії методів ШВП і ліфтинг-схеми (таблиця 2.5).

Таблиця 2.5 - Порівняння швидкодії методів ШВП і ліфтинг-схеми

Довжина сигналу	N <sub>op</sub> (ШВП)		N <sub>op</sub> (ліфтинг-схема)		
	L=2	L=4	L=2	L=4	Спрощ.
8	3	2	42	84	54
64	6	5	378	868	558
256	8	7	1530	3556	2286
512	9	8	3066	7140	4590
1024	10	9	6138	14308	9198

Як видно з таблиці 2.5 ліфтинг-схема має кращі показники по швидкодії для фільтрів порядку більше 4. В той же час не варто забувати і

про якісні результати перетворення. З урахуванням того, що ліфтинг-перетворення повністю оборотне і не приводить до втрат якості, а часто виходять навіть кращі результати, чим при використанні ШВП, слід визнати, що даний метод обчислення ВП в даний час є якнайкращим. Проте, варто ще раз підкреслити, що вибір методу перетворення повинен залежати від виду поставленого завдання.

На даний час представлений широкий вибір ВП, проте, необґрунтоване застосування того або іншого їх типу здатне привести до розчарування. Тому потрібно узагальнити властивості ВП різних типів. Це дозволить вибирати максимально відповідні типи ВП для вирішення конкретних завдань ЦОС і зображень. Зрозуміло, при рішенні серйозних задач в даних областях бажане застосування хоч би декількох типів вейвлетів з подальшим порівнянням результатів і вибором якнайкращих з них. До «грубих» (Crude) вейвлетів відносяться вейвети Гаусового типу (gaus), Морле (morlet) і «мексиканського капелюха» (mexihat) [21-23]. Вони характеризуються мінімальним набором властивостей, якими повинні володіти вейвети, що забезпечують максимальні можливості стосовно перетворення сигналів, наприклад:

- не передбачена функція  $\phi_i$ ;
- аналіз не ортогональний;
- відсутній компактний носій  $\psi_i$ ;
- не гарантуються можливості відновлення;
- можливість проводити декомпозицію безперервно;
- головні властивості: симетричність та функція  $\psi_i$  явно задається;
- неможливими є швидкість алгоритмів перетворень і точність реконструкції.

До нескінченних регулярними вейвлетам належать вейвети Мейера [19-21]. Вони мають наступні властивості:

- мають функцію  $\phi_i$  і їх аналіз ортогональний;
- функції не визначені явно  $\psi_i$  і  $\phi_i$  ;

- функції  $\psi$  і  $\phi$  на всьому числовому відрізку;
- ВП є симетричними і регулярними у нескінченості;
- не реалізований швидкий алгоритм для перетворення.

У даних ВП можливі такі методи для аналізу:

- перетворення неперервні;
- дискретний аналіз, проте без використання фільтрів FIR.

Ще одним ВП такого типу є дискретне ВП Мейера (dmeu). Його властивості [20]:

- апроксимація фільтром класу FIR ;
- підтримка безперервного і дискретного перетворень.

До ортогональних вейвлетів з компактним носієм відносяться - Добеші (dbN), Симлета (symN) і Койфлета (coifN), властивості яких такі:

- $\phi$  функція і аналіз відноситься до ортогонального типу;
- функції мають певне число моментів зникнення;
- компактний носій функції  $\psi$  і  $\phi$  передбачений;
- можливість безперервних перетворень і ДВП застосовуючи

ШВП;

- забезпечена можливість відношення сигналів і функцій.

Недоліками є недостатня періодичність, а до проблем відносяться:

- вейвлети dbN несиметричні;
- вейвлети symN: близькі з симетричним;
- вейвлети coifN: відсутність симетрії, функцій  $\phi$  і  $\psi$ , наявність

моментів зникнення.

До біортогональних вейвлетів із компактними носіями відносяться В-сплайнові біортогональні вейвлети (biorNr, Nd і rbioNr.Nd) [18, 22], які мають наступні властивості:

- функція  $\phi$  є, і аналіз відноситься до біортогональному типу;
- обидві функції  $\psi$  і  $\phi$  мають компактний носій що для декомпозиції що й для відновлення;
- присутні моменти зникнення  $\phi$  і  $\psi$  при декомпозиції;

- $\psi$  і  $\phi$  для відновлення може бути певна періодичність.

Можливими видами аналізу є безперервне перетворення і ДВП з використанням алгоритму ШВП.

Перевагами є симетрія з фільтрами, бажані властивості для декомпозиції та відновлення з, хорошим розподілом. Недоліком є: відсутня ортогональність.

До комплексних відносяться досить велика група вейвлетів: Гауса ( $cgauN$ ), Морле ( $cmorFb - Fc$ ), Шеннона ( $shanFb - Fc$ ) і частотні В-сплайнові вейвлети ( $fbspM - Fb - Fc$ ) з такими мінімальними властивостями [17, 21, 25]:

- функція  $\phi$  відсутня;
- аналіз не ортогональний;
- функція  $\psi$  не відсутній компактний носій;
- реконструкція не завжди забезпечується;
- можливість аналізу у формі - комплексна декомпозиція.

Обмеження у застосуванні: неможливість швидкого алгоритму та реконструкції.

Одними з найбільш широко розповсюджених алгоритмів ЦОС є ШПФ та ВП. Існує безліч алгоритмів для їх реалізації. Оскільки обробка сигналів проводиться в реальному часі, то важливим фактором при їх оцінці є кількість операцій, який і впливає на тривалість виконання алгоритму. Основною відмінністю між ШПФ та ВП є те як подаються спектральні коефіцієнти, оскільки в першому випадку відображається залежність між амплітудою і частотою, а в другому залежність між частотою і часом.

## 2.3 Обґрунтування вибору апаратних засобів для реалізації проектованої системи

### 2.3.1 Організація обчислювача на базі програмованого мікроконтролера

Зростаюча продуктивність і простота використання та постійне збільшення продуктивності цифрових сигнальних процесорів (DSP)

зумовлюють їх альтернативне застосування стосовно мікроконтролерів. Для того, щоб ці процесори могли бути використані у системах управління, вони повинні виконувати загальні завдання. Для цього ядро DSP повинно мати можливість виконувати функції, характерні для мікроконтролерів, і в комплекті має мати відповідний набір периферійних пристроїв, таких як таймери, інтерфейси, АЦП та модулі пам'яті.

На рисунку 2.17 подано приклад об'єднання архітектури мікроконтролера та DSP. Зазвичай традиційні мікроконтролери призначені для завдань управління, мають невеликий обсяг програми, що спрощує їхню програмування, але обмежує їхню здатність обробки сигналів. Навпаки, традиційні DSP призначені для складної цифрової обробки сигналів та операцій над матрицями, але вони складно програмуються і не завжди підходять для завдань управління [27].

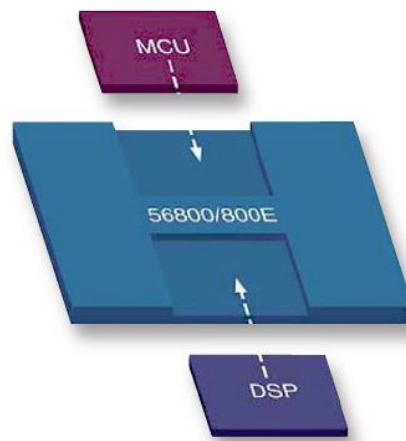


Рисунок 2.17 - Поєднання архітектури мікроконтролера та DSP

У якості відповіді на збільшення запитів фірмою Motorola розроблена нова архітектура мікросхем, яка орієнтована на виконання складних алгоритмів ЦОС та на вирішення задач управління. Дана архітектура володіє наступними характеристиками:

- команди, що спеціально оптимізовані для здійснення управління, ЦОС й виконання матричних операцій;
- компактний асемблерний і С-код, що полегшує програмування;
- високий рівень продуктивності;

- розширення простору адрес.

Цифрові сигнальні контролери (DSC) застосовуються в різних галузях, наприклад в системах електронної допомоги при паркуванні (EPAS), контролі гальмування автомобілів, використання технології X-Wire для передачі даних і сигналів, управління трансмісією автомобілів та роботою двигунів автомобілів [27]. Це лише деякі з прикладів застосування DSC у сфері автомобільної промисловості, і ці контролери можуть бути корисними для вирішення різноманітних завдань і функцій.

Мікросхеми сімейства DSP568xx базується на ядрі 16-розрядного процесора DSP56800E з фіксованою крапкою (рисунок 2.18) [28]. Воно розроблене з метою ефективного вирішення завдань управління і цифрової обробки сигналів. Включений набір команд дозволяє проводити цифрову обробку сигналів з такою ж ефективністю, що й у високопродуктивних DSP загального призначення, при цьому забезпечуючи простоту створення компактних програм управління.

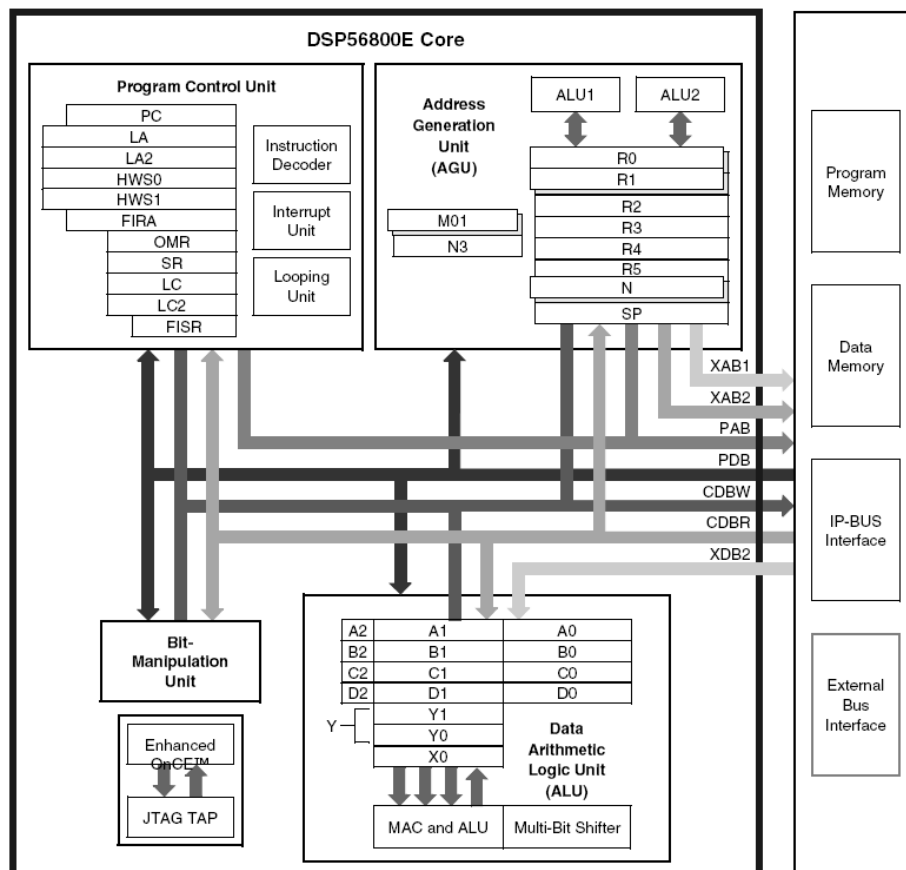


Рисунок 2.18 – Структурна схема ядра DSP56800E

Ядро DSP56800E - це програмований 16-розрядний КМОП процесор, розроблений для виконання цифрової обробки сигналів в реальному часі та розв'язання обчислювальних завдань. Воно складається з чотирьох функціональних блоків: управління програмою, генерації адрес, арифметико-логічної обробки даних та обробки бітів. Щоб підвищити продуктивність, операції в цих блоках виконуються паралельно. Кожен з них має свій власний набір регістрів та логіку управління, і може функціонувати незалежно і одночасно з трьома іншими блоками. «Внутрішні шини адрес і даних з'єднують між собою пам'ять, функціональні та периферійні пристрої, регістри яких розташовані в області пам'яті» [27].

Тому, ядро дозволяє виконувати декілька операцій одночасно: «пристрій управління вибирає першу команду, пристрій генерації адрес формує до двох адрес другої команди» [27], а АЛУ виконує множення третьої команди. Також існує можливість альтернативної операції, де пристрій обробки бітів виконує операцію замість АЛУ. Конвеєрна архітектура дозволяє реалізувати паралельну роботу всіх блоків, що входять до складу мікросхеми, і значно зменшити тривалість роботи програми. «Конвеєрна архітектура ядра DSP56800E оптимізована для досягнення ефективної цифрової обробки сигналів, компактності програм управління і обробки сигналів, а також для полегшення програмування» [28].

### 2.3.2 Аналого-цифровий перетворювач

«Модуль АЦП (Dual ADC module) містить два мультиплектори на 4 входи, два пристрої вибірки і зберігання, два 12-розрядних АЦП з мінімальним часом перетворення 1,2 мкс» [29] (рисунок 2.19). Набір регістрів дозволяє одночасно зберігати результати перетворення восьми вимірювань.

АЦП забезпечує можливість задавати послідовний або одночасний режими роботи два АЦП. Незалежно від цього схемотехніка входних ланцюгів дозволяє кожному парі сусідніх аналогових входів розглядати або як два окремі сигнали, або як один диференціальний. Таким чином, можливо

задавати різні режими сканування аналогових входів, наприклад, здійснювати послідовну вибірку 8 аналогових сигналів або мати 4 диференціальних сигнала і за допомогою двох АЦП одночасно опитувати відразу два з них. Можливо також мати комбінації диференціальних і одиночних сигналів.

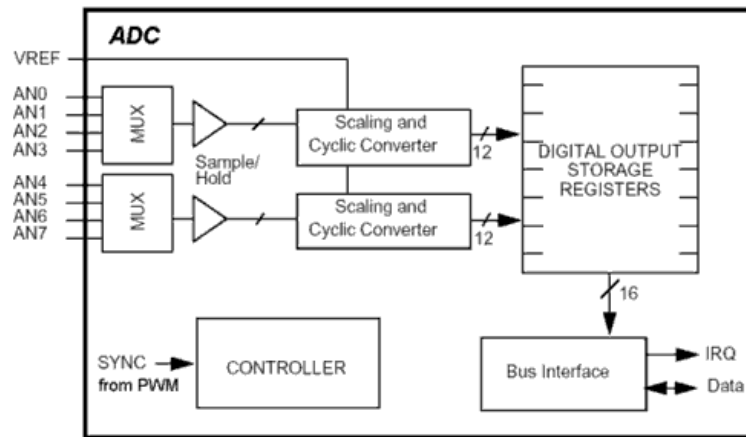


Рисунок 2.19 - Структура модуля високошвидкісного АЦП

Результат перетворення може представлятися як число із знаком або без знаку і автоматично скоректований шляхом віднімання заданого зсуву. Є можливість синхронізувати запуск АЦП з роботою модуля генерації ШІМ-сигналів, що управляють, і між собою.

Для кожного аналогового каналу відведено по три компаратори, які дозволяють апаратний, без участі процесора, визначати момент, коли сигнал міняє знак або виходить за межі заданого діапазону.

Аналогові мультиплексори дозволяють організувати вимірювання 8 джерел сигналів з потенційним включенням  $U_{\text{вим}} = U_{\text{AN}} - GND$ , або 4 джерел сигналів з диференціальним включенням  $U_{\text{вим}} = U_{\text{AN1}} - U_{\text{AN2}}$ . Допускається також комбінація способів електричного підключення, наприклад: одне джерело з диференціальним включенням і 6 джерел з потенційним.

Схема управління дозволяє організувати наступні режими вимірювання:

- однократне оцифрування програмно вибраного аналогового



каналу. Час перетворення складає 1,7 мкс;

- послідовне 8-кратне оцифрування вибраного каналу. Час перетворення рівний 10,1 мкс;

- одночасна вибірка УВХ;

- послідовна оцифрування восьми різних каналів або 4-ох пар каналів в режимі одночасної вибірки. Послідовність номерів каналів призначається програмно. Цей режим називається вимірювальною сесією. Час перетворення 4-ох пар каналів складає 5,3 мкс.

Після оцифрування будь-якого з каналів отриманий код автоматично коректується шляхом віднімання коду зсуву нуля, заздалегідь записаного в однойменній реєстр. Потім код розміщується в елементі двохпортової пам'яті, адреса якої визначається номером аналогового каналу. Представлення результату можливе у форматі із знаком і без нього.

Після корекції код порівнюється з мінімально і максимально допустимими значеннями, також занесеними в спеціальні реєстри. У разі виходу коду за межі заданого коридору, генерується запит на переривання. Реєстри коду зсуву значень  $\min$  та  $\max$  індивідуальні для кожного каналу вимірювання.

Звичайний модуль АЦП генерує переривання вже після завершення перетворення (у будь-якому з режимів), при виході коду якого-небудь каналу за межі призначеного діапазону значень, при зміні кодом знаку щодо кодового представлення рівня  $V_{REF}/2$  з урахуванням програмного призначеного напрямку перетину (рисунок 2.20).

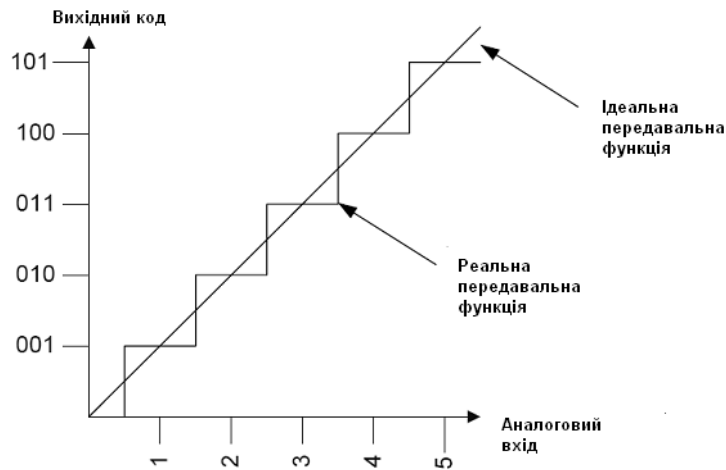


Рисунок 2.20 - АЦП передавальна функція

АЦП проводиться щодо рівня опорної напруги  $2.7V \leq V_{REF} \leq V_{DD}$ , для підключення якого використовується спеціальне виведення МК. Якщо у складі МК є два модулі АЦП, то ці модулі можуть мати різну опорну напругу.

### 2.3.3 Особливості ARM7 архітектури при реалізації алгоритмів цифрової обробки сигналів

Високопродуктивні застосування, такі як стільникові телефони, дисководи та модеми, ставлять вимоги до вбудованих контролерів щодо високої продуктивності, при цьому зберігаючи низьку вартість.

Використання 32-розрядних ядер RISC-процесорів може бути потенційним рішенням для цих вимог. Проте ранні версії RISC-процесорів не завжди повністю використовували переваги RISC-архітектури порівняно з CISC-архітектурою, основна причина чому полягала у великому обсязі коду, який потребував великої обсягу пам'яті і, отже, призводив до підвищення вартості всієї системи.

ARM займає активну позицію в цій галузі і спеціалізується на розробці мікропроцесорів та відповідної периферії. Вони надають ліцензії на свою інтелектуальну власність (IP) і грають ключову роль у вирішенні цих проблем, надаючи продукти з високою продуктивністю, при цьому залишаючи систему доступною за вартістю.

Першим Thumb-орієнтованим є ядро ARM7TDMI (рисунок 2.21) з наступними характеристиками [30]:

- вбудований макроосередок EmbeddedICE™, що підтримує відладку;
- 32-розрядний апаратний перемножувач;
- декомпресор Thumb;
- 32-розрядний з продуктивністю в 8- і 16-розрядні керуючі застосування.

ARM7TDMI використовується в якості ліцензійного макроосередку ASIC ARM, призначеного для використання у створенні спеціалізованих приладів загального призначення.

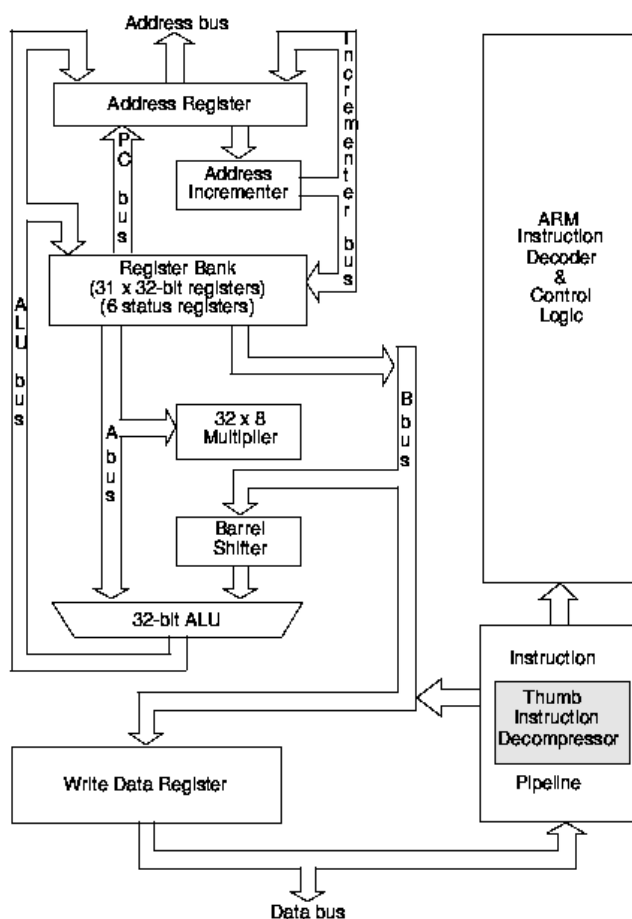


Рисунок 2.21 - Ядро ARM7TDMI і розташування декомпресора команд Thumb

Thumb-версії стандартних ядер фірми ARM, які вже розроблені та перебувають у розробці, можуть забезпечити ще більшу продуктивність в

області вбудованого управління в 8 і 16-розрядному середовищі. Технологія стиснення коду Thumb, разом з винятковою продуктивністю STRONGARM, надасть неперевершені рішення для вбудованих систем управління, які вимагають продуктивності на рівні робочої станції.

Технологія Thumb є додатковим розширення архітектури ARM. Система складається із 36 команд, що базуються на стандартній від 32-розрядній системі команд ARM, перекодованих в 16-розрядні коди (рисунок 2.22). Такий підхід дозволяє забезпечити високий рівень щільності коду, оскільки Thumb команди складають 1/2 ширини формату ARM команд. При виконанні Thumb коди розкодовуються процесором відповідно до аналогічних команд ARM, які виконуються ядром у звичайному режимі.

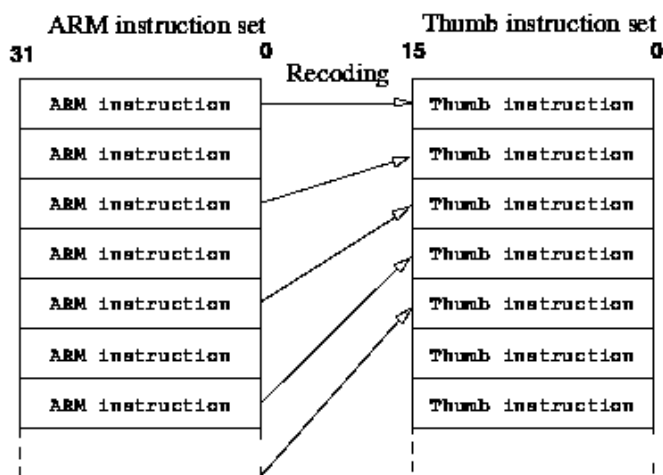


Рисунок 2.22 - Thumb команди і кодовані команди ARM

Спрощена, а, відповідно, більш доступним, процесом тестування, порівняно CISC ядрами, та низький рівень виділення тепла дозволяють монтувати прилад у пластиковий корпус. Перелічені фактори визначають переваги його використання.

«Основне оновлення до архітектури ARM, що забезпечує підтримку системи команд Thumb - декомпресор Thumb. Першим ядром ARM, оснащеним декомпресором, стало ядро ARM7TDMI» [30] (рисунок 2.23).

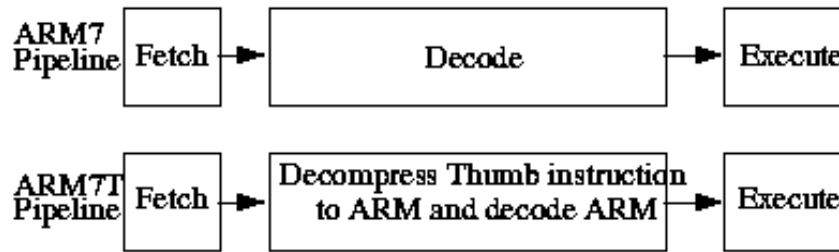


Рисунок 2.23 - Конверсна вибірка, декодування і виконання інструкції

#### 2.3.4 Аналіз продуктивності мікроконтролера

Існує величезна кількість методів для порівняльного аналізу мікроконтролерів з цифровими сигнальними процесорами. Самі прості з них полягають в простому порівнянні тактових частот, об'ємів пам'яті. У більш складних методах аналізується число певних операцій, наприклад у при проектуванні КІС це можуть бути множення та додавання, виконуваних у одиницю часу.

Найскладніші, і, скоріше всього, найбільш коректні, базуються на порівнянні швидкості виконання алгоритмів таких як ШПФ, фільтрація і згортка та ін. Також існують стандартні синтезовані алгоритми для визначення продуктивності ядра, наприклад, Dhrystone.

За допомогою методів стиснення коду, концепція Thumb привносить 32-розрядну продуктивність в 16-розрядні системи при забезпеченні 16-розрядної вартості систем. Еталонне тестування розміру коду, відстежує ефективність цього рішення в забезпеченні розробників мінімальним, можливим в 8/16-розрядних системах, розміром коду (таблиця 2.6).

Підхід, що приймається, був використаний Micrologic Solutions для отримання результатів для Espresso, Xlisp і Eqntott. Ці підпрограми були узяті з SPECint набору програм еталонного тестування. Значень для чотирьох популярних конкуруючих процесорів були набуті з від третіх постачальників. Дані для ARM7TDMI Thumb-орієнтованого ядра згенерували з використанням C компілятора ARM Thumb.

Таблиця 2.6 - Розмір коду в байтах для еталонних тестів

Процесор	Eqntott	Xlisp	Espresso
ARM7TDMI	10608	26388	72596
ARM7 ядро	16768	40768	109932
Intel 386	17640	28097	125686
Intel 8088	19106	29401	137194
Moto 68020	20542	46746	131854
Sparc 2	22256	44648	142752

Для забезпечення чесного порівняння фірма ARM використовувала також значення розмірів кодів, публічно доступні для конкуруючих вирішень і додавала дані по ARM7TDMI Thumb-орієнтованому ядру (рисунок 2.24). Вказані в байтах розміри коду, є даними в Dhrystone (таблиця 2.7).

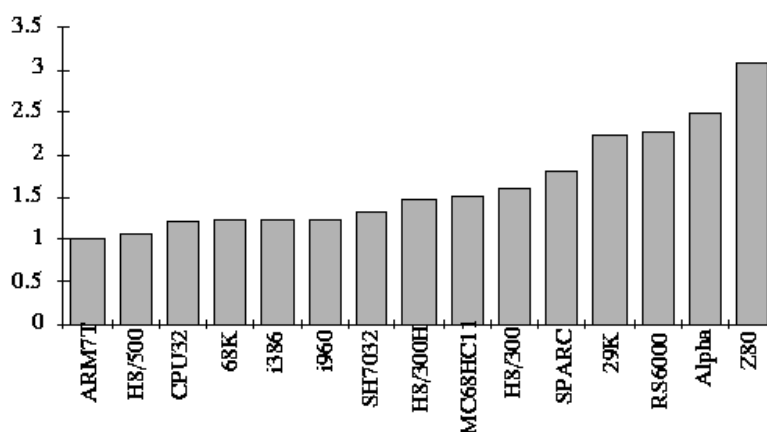


Рисунок 2.24 - Нормалізований розмір коду Dhrystone для моделей , що мають пам'ять великої місткості

Таблиця 2.7 - Нормалізований розмір коду Dhrystone для моделей , що мають пам'ять великої місткості

Процесор	Розмір коду (Байти)	Співвідношення
ARM7TDMI	1032	1,00
H8/500	1097	1,06
CPU32	1254	1,22
68000	1268	1,23
I386	1280	1,24
I960	1280	1,24
SH7032	1384	1,34
H8/300H	1530	1,48
MC68HC11	1558	1,51
29000	2296	2,22
Z80	3201	3,10

32-розрядний RISC код архітектури фірми ARM завжди вважався виключно щільним кодом. Дійсно, результати показують, що щільність природного коду ARM близька до щільності кодів традиційних 16-розрядних процесорів, залишаючи інші 32-розрядні RISC ядра далеко позаду. Це результат нових можливостей системи ARM команд, таких як умовне виконання кожної команди і опції зворотного запису регістра. Ці еталонні тести повинні показати, що навіть з чудовою щільністю коду ядра Thumb, його продуктивність в 16-розрядних системах перевершує і стандартні ядра ARM і загальні рішення конкурентів. Щоб гарантувати чесність результатів, порівняння виконувалося в два етапи: для процесорів, що працюють 16-розрядною пам'яттю; для процесорів, що працюють з 32-розрядною пам'яттю. Ядра ARM використовуються для портативних вбудованих застосувань, оскільки мають не високий рівень споживання (таблиці 2.8 та 2.9), тому показуються значення і Dhrystone 1.1 MIPS і MIPS/Watt.

Таблиця 2.8 - Процесори в 16-розрядних системах

Процесор	Тактова частота, напруга живлення	Потужність (W)	Ds1. 1 MIPS	MIPS/Watt
ARM7TDMI	33MHz 5V	0,181	21,2	117
ARM7D	33MHz 5V	0,165	16,3	99
ARM710	33MHz 5V	0,424	38,2	90
Z380	18 MHz	0,04	3,1	78
SH7032	20MHz 5V	0,5	16,4	33
H8/500	10MHz 5V	0,1	1	10
486SLC	33MHz 5V	2,25	18	8
H8/300H	16MHz 5V	0,25	1,9	8
386SLC	25 MHz 5V	2,5	8	3

На рисунках 2.25 та 2.26 наведено процесори 16 та 32-розрядних систем при напрузі живлення 5В, відповідно процесори, помічені зірочкою оснащені вбудованим кеш.

Для завершеності, фірма ARM генерувала також значення Dhrystone 2.1 для ARM7TDMI в 16 і 32-розрядних системах пам'яті при напрузі живлення 5В. Опублікованих даних Dhrystone 2.1 для конкуруючих ядер немає.

Таблиця 2.9 - Процесори в 32-розрядних системах



Процесор	Тактова частота, напруга живлення	Споживання (W)	Dst1.1 MIPS	MIPS/Watt
ARM7D	33MHz 5V	0,165	30,6	185
ARM7TDMI	33MHz 5V	0,181	25,8	143
ARM710	40MHz 5V	0,424	37	87
PC403GA	40MHz 5V	1	39	39
V810	25MHz 5V	0,5	18	36
ARM610	25MHz 5V	0,625	14	22
PC/кристал	14,3MHz 5V	0,216	3	14
68349	25MHz 5V	0,96	9	9
29200	16MHz 5V	1,1	8	7
486DX	33MHz 5V	4,5	27	6
I960SA	16MHz 5V	1,25	5	4

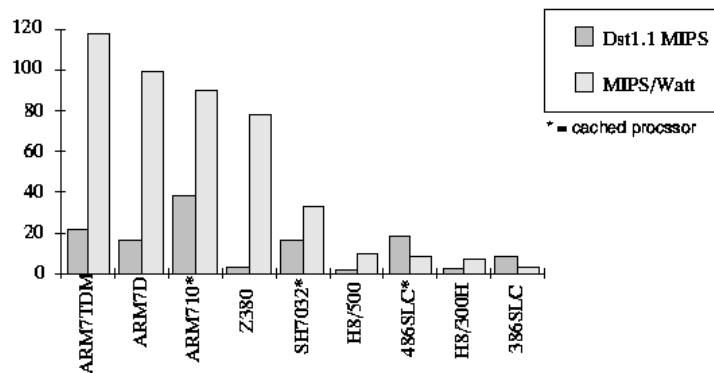


Рисунок 2.25 - Dhrystone 1.1 MIPS і MIPS/Watt 16-розрядних систем

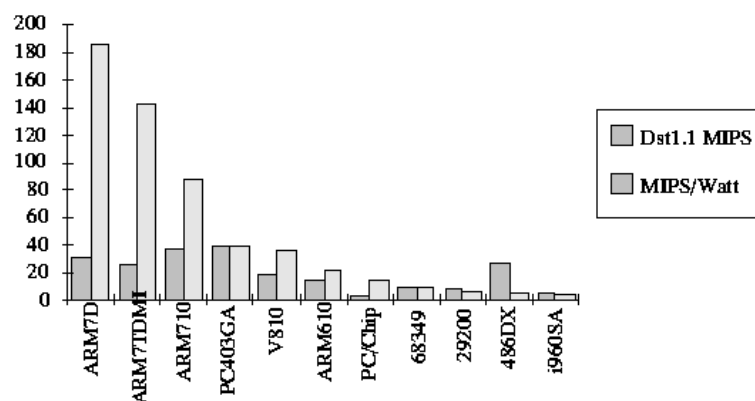


Рисунок 2.26 - Dhrystone 1.1 MIPS і MIPS/Watt для 32-розрядних

Продуктивність і значення споживаної потужності моделювалися

також при 3В, і для ARM7D і ARM7TDMI, виконуючих Dhrystone 1.1/2.1 при тактовій частоті 20 MHz і напрузі живлення 3,3 В (таблиці 2.10 та 2.11)

Таблиця 2.10 - Ядра ARM в 16-розрядній системі

Процесор	Еталонний тест	Споживання (W)	DS MIPS	MIPS/Watt
ARM7TDMI	Dstone 2.1	0,036	11,6	322
ARM7D	Dstone 1.1	0,033	9,9	300
ARM7D	Dstone 2.1	0,033	9,1	276

Таблиця 2.11 - Ядра ARM в 32-розрядній системі

Процесор	Еталонний тест	Споживання (W)	DS MIPS	MIPS/Watt
ARM7TDMI	Dstone 1.1	0,036	15,6	433
ARM7TDMI	Dstone 2.1	0,036	14,0	389
ARM7D	Dstone 1.1	0,033	19,1	579
ARM7D	Dstone 2.1	0,033	18,0	545

У 16-розрядній системі ARM7TDMI перевершує по швидкодії ARM7 на 150%, оскільки не виконує двох вибірок на команду; у 32-розрядній системі, Thumb-сумісне ядро зберігає всю продуктивність ARM7 просто працюючи в ARM режимі все 100% часу.

### 3. ПРОЕКТУВАННЯ КОМП'ЮТЕРНО-ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ ВІЗУАЛЬНОГО КОНТРОЛЮ ЯКОСТІ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ

#### 3.1 Розробка структури цифрового аналізатора сигналів

Цифровий аналізатор сигналів є ключовим компонентом комп'ютерно-інтегрованої системи візуального контролю якості цифрових сигналів. Структура цифрового аналізатора сигналів для обробки одновимірних сигналів в реальному часі включає наступні основні компоненти:

- АЦП - призначений для збору аналогового сигналу і перетворення його у цифрову форму, яку можна обробляти цифровими схемами.
- DSP - обчислювальний блок, який виконує обробку сигналу в реальному часі, використовуючи вбудовані алгоритми і програми.
- блок пам'яті - RAM і ROM для зберігання даних і програмного коду.

Інформація, оброблена DSP, може виводитися на графічний дисплей або інші засоби візуалізації за допомогою USB.

Запропонована структура дозволяє отримувати, обробляти та відображати дані з одновимірних сигналів у реальному часі для візуального контролю їх якості.

Для розробки і роботи з налагоджувальним модулем використовується програмний комплекс CodeWarrior, що надає наступні можливості:

- написання програми, її трансляція (асемблювання),
- завантаження отриманого коду в налагоджувальний модуль
- відладка роботи програми.

В процесі відлагодження користувач може встановлювати точки зупинки, проводити трасування команд, переглядати і модифікувати вміст регістрів і пам'яті. Також є можливість програмувати вбудовані EPROM і EEPROM.

Схема вілагоджувального модуля MC56F8367EVM (рисунок 3.1)

включає:

- MC56F8367 це 16-бітний цифровий сигнальний контролер;
- зовнішня швидка RAM (FSRAM);
- 8.00MHz генератор тактових імпульсів для DSP;
- порт для під'єднання зовнішнього генератора імпульсів;
- Joint Test Action Group (JTAG) інтерфейс для відлагодження;
- паралельний порт для зв'язку з ПК через кабель;
- RS-232 інтерфейс;
- два роз'єми, що надають користувачу можливість використати їх в процесі проектування;
- високошвидкісний 1 Mbps CAN інтерфейс.

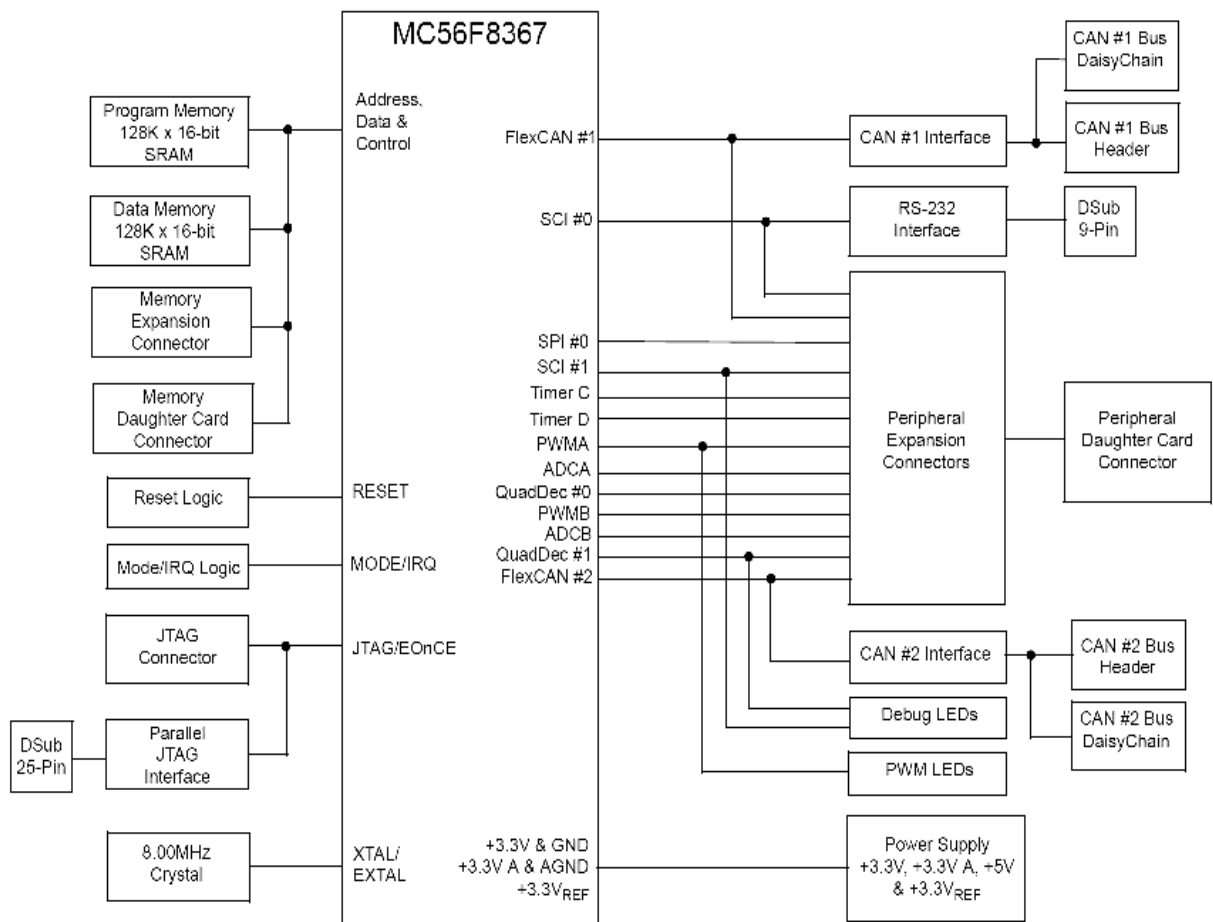


Рисунок 3.1 - Схема вілагоджувального модуля MC56F8367EVM

На рисунку 3.2 наведено загальний вигляд модуля MC56F8367EVM.

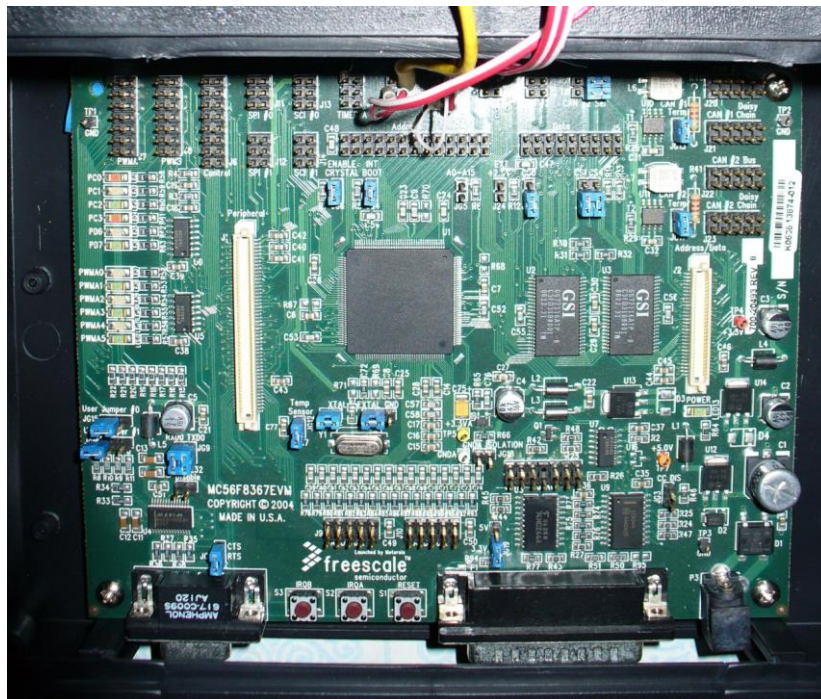


Рисунок 3.2 - Загальний вигляд модуля MC56F8367EVM

Відлагодження програмного ядра відбувається за допомогою ADuC7128 Eval Board (рисунок 3.3), що характеризується наступними особливостями:

- 2 шарова плата розміром (4" X 5");
- регулятор напруги від 9В до 3.3В ;
- 4-контактний UART що підключається RS232 інтерфейсного кабеля;
- 20-контактний JTAG порт який з'єднаний з JTAG емулятором;
- 32.768кГц кварц, що регулюється модулем PLL;
- 2.5V зовнішнє джерело напруги;
- кнопки скиду, завантаження та переривання;
- індикатор живлення/ Світлодіоди LEDs загального призначення;
- доступ до всіх входів АЦП та виходів ЦАП.

Гібридні DSP-мікроконтролери надають користувачам нові можливості реалізації систем управління різними об'єктами з використанням даних, отриманих шляхом цифрової обробки отримуваних аналогових сигналів. Їх застосування дозволяє скоротити терміни проектування таких систем,

понижити їх вартість, забезпечити високі технічні характеристики. Сімейства гібридних DSP-мікроконтролерів о випускаються компанією Freescale Semiconductor, відрізняються високою продуктивністю (до 120 млн.оп./с), значним об'ємом внутрішньої пам'яті (десятки і сотні Кбайт), широким набором інтерфейсних пристроїв.



Рисунок 3.3 - Загальний вигляд модуля ADuC7128 Eval Board

Набір як апаратних так і програмних засобів пропонованих користувачам для розробки прототипних зразків проєктованих виробів і прикладного програмного забезпечення, дозволяє в короткі терміни створювати робочі зразки пристроїв і систем різного призначення. Найбільш перспективними областями застосування гібридних DSP-мікроконтролерів є системи промислової автоматики, автомобільна електроніка, управління електроприводом робототехніка, контрольно-вимірювальна і медична апаратура, телекомунікаційне устаткування, складні побутові прилади та засоби обробки аудіо- і відеоінформації.

Альтернативою використанню DSP є архітектура ARM. Мікроконтролер ARM7 широко застосовується, оскільки його орієнтовано на

використання в персональних інформаційних пристроях (PDA) і органайзерах, інтелектуальних мобільних пристроях і багатофункціональних вимірювальних пристроях, системах збору даних та ін. Організація пристрою відповідно до модульного принципу з внутрішньою шиною AMBA, дозволяє організувати взаємодію ядра з широким колом периферії.

### 3.2 Розробка програмного забезпечення проектованої системи

У додатку А наведено код програми, що реалізує процедуру DWT (Discrete Wavelet Transform), яка виконує ВП для вхідного сигналу за допомогою вказаного фільтра. ВП є математичним методом аналізу сигналів, який використовується для виділення деталей та апроксимації сигналу на різних масштабах та часових проміжках.

Основні елементи коду наступні:

- `DWT(const Signal, Filter: TVector; var Approx, Details: TVector);`: Ця процедура приймає вхідний сигнал (Signal), фільтр (Filter) та два вихідних вектори (Approx і Details), в які будуть збережені результати апроксимації та деталі після вейвлет-перетворення;
- `K, L, N`: Ці змінні визначають довжину вхідного сигналу, фільтру та буфера;
- перевірка на відповідність довжини сигналу і фільтру;
- створення буфера Buffer та копіювання вхідного сигналу в цей буфер.
- доповнення сигналу до парної довжини;
- обчислення згортки сигналу та фільтра для отримання результатів вейвлет-перетворення. Результати зберігаються в вихідних векторах Approx і Details;
- результати вейвлет-перетворення повертаються через вихідні параметри Approx і Details.

Дане ПЗ реалізує ВП і може використовуватися для аналізу та обробки

сигналів у додатках, що пов'язані із ЦОС, наприклад, таких як обробка зображень чи аналіз сигналів в області обробки сигналів.

У додатку Б наведено фрагмент коду, написаного на мові програмування C++, для керування мікроконтролером із вбудованими периферійними пристроями, такими як АЦП і UART, а також виконання певних операцій і взаємодії зі зовнішнім обладнанням. Код включає налаштування мікроконтролера для правильної роботи з АЦП, UART, іншими периферійними пристроями та обробки переривань. ПЗ призначене для збору, обробки і передачі даних про цифрові сигнали через UART для подальшого аналізу якості цих сигналів.

Основні елементи коду наступні:

- налаштування PLL і POW фазового автономного генератора і живлення мікроконтролера для встановлення потрібної частоти такту.
- конфігурація АЦП - налаштування і включення його для зчитування аналогових сигналів;
- конфігурація UART - налаштування універсального асинхронного приймача/передавача для зв'язку з іншими пристроями чи комп'ютером;
- конфігурація переривань - налаштування обробника переривань для обробки подій в системі.
- цикл while - в якому виконується головний код програми.
- My\_IRQ\_Function - обробник переривань, який викликається при спрацюванні певної події (пов'язаної з АЦП) здійснює певні дії, такі як зміна стану піну GP4DAT і відправлення даних через UART;
- Senddata - функція, яка відправляє дані через UART;
- hex2ascii - функція, яка перетворює числа у 16-му форматі в ASCII-символи;
- delay - функція затримки.

Для оцінки роботи ПЗ, що виконується на мікроконтролері чи вбудованій системі, зокрема MC56F8367 використано аналіз програмного



ядра в середовищі Keil  $\mu$ Vision3 (рисунок 3.4). Основною метою є визначення ефективності та коректність роботи програми, виявити можливі проблеми, помилки чи витрати ресурсів, інші аспекти, які можуть впливати на стабільність та продуктивність вбудованої системи.

Keil  $\mu$ Vision3 [32] надає графічне середовище для перегляду та редагування вихідного коду, що дозволяє аналізувати ПЗ зручно та швидко. Середовище може надавати спеціальні інструменти для аналізу, такі як лінійка, аналіз покриття коду, профайлінг та ін., що можуть допомогти виявити ділянки коду, які вимагають оптимізації або виправлення помилок. Також існує можливість використовувати інструменти відлагодження, такі як емулятори та симулятори, що дозволяють відстежувати виконання програми та виявляти помилки на рівні виконавчого коду.

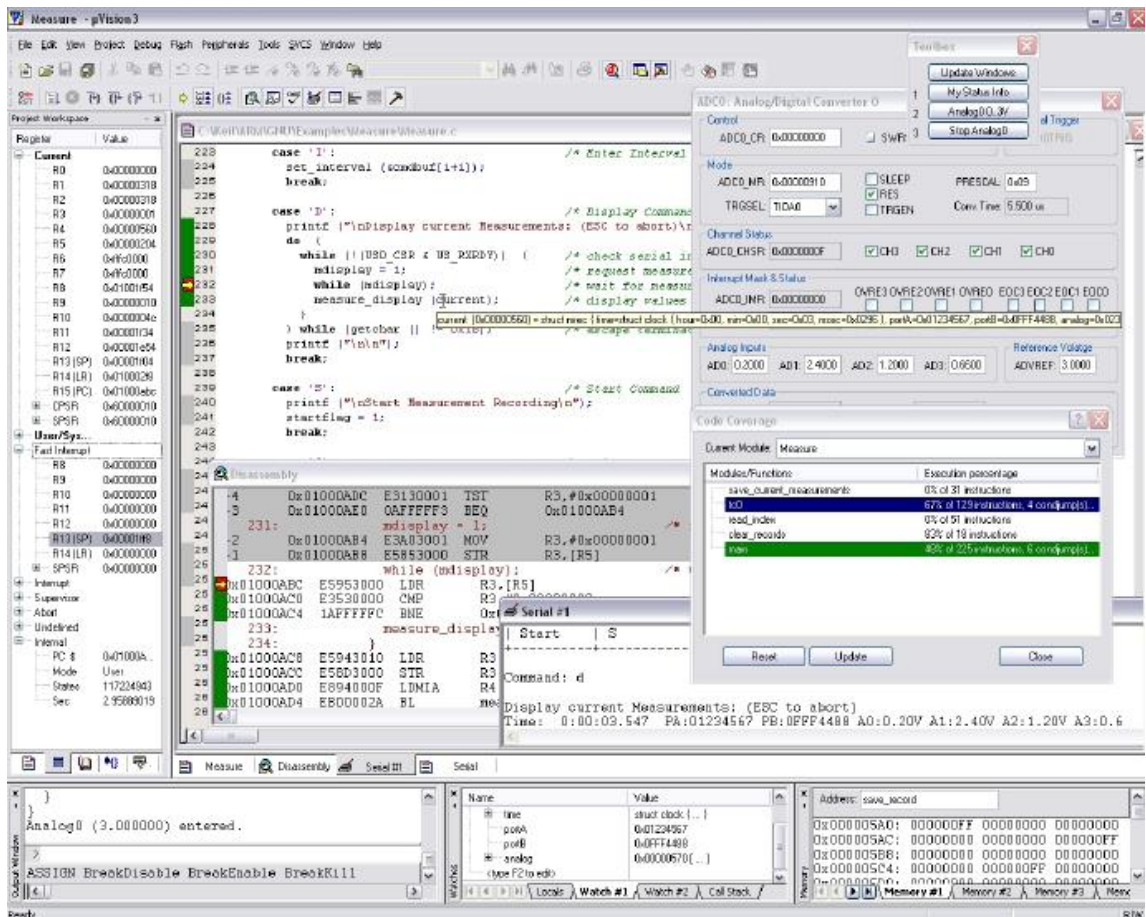


Рисунок 3.4 - Загальний вигляд середовища

Крім аналізу коду, Keil  $\mu$ Vision3 може надавати інформацію про використання ресурсів, таких як пам'ять програми та даних, обсяг стеку,

реєстри і ін., що допомагає забезпечити ефективне використання обмежених ресурсів мікроконтролера. За допомогою засобів середовища також можуть створюватися та виконуватися тестові сценарії, що допомагають в перевірці коректності роботи програмного коду та виявленні помилок.

Під час реалізації проекту розробнику надається доступ до бази з великою кількістю пристроїв на базі яких вестиметься проектування. ПЗ Wizard скорегує дії користувача щоб не допустити помилок. В ході роботи користувачу надається перелік доступних регістрів й пристроїв для обраного мікроконтролера. У процесі відладки забезпечується можливість визначення точок зупинки, що дозволяє відслідкувати несправності роботи ПЗ. Для користувачів надаються можливості навігації за функціями, робота з логічним аналізатором, «CAN і I2C симулятори, Flash програмування і JTAG відлагодження» [32].

Результатом роботи програми є розклад вхідного сигналу на спектральні складові за допомогою вейвлет алгоритму. Програма побудована так, що вхідні дані завантажуються з файлу і проходять подальшу обробку із вказанням рівня розкладу. В результаті отримано коефіцієнти наближення та деталізації для усіх рівнів розкладу, на основі яких будується спектральний профіль сигналу. Щоб отримати точнішу спектральну картину, необхідно провести більш глибокий аналіз.

### 3.3 Аналіз результатів роботи проекрованої системи

В основу роботи проекрованої КІС візуального контролю якості цифрових сигналів закладено ДВП аналіз вхідного сигналу. Значення коефіцієнтів сигналу завантажуються із файлу. Також є можливість вказати кількість рівнів обробки сигналу.

На рисунку 3.5 наведено графік вихідного сигналу. Для наочності вибрано такий сигнал, в якого частотна характеристика є змінною в часі.

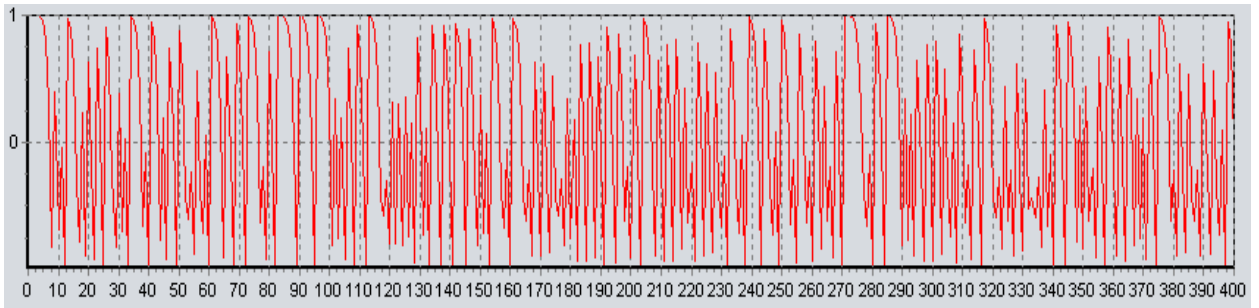


Рисунок 3.5 - Графік вхідного сигналу

Одночасно відбувається розкладання сигналу з використанням високочастотного (high-pass) фільтру. В результаті отримуються:

- коефіцієнти деталізації - числові значення або параметри сигналу, які виникають після того, як сигнал пройшов через високочастотний фільтр (ВЧ-фільтр);
- коефіцієнти апроксимації - числові значення, які виникають після проходження сигналу через низькочастотний фільтр (НЧ-фільтр).

ВЧ-фільтр та НЧ-фільтр зв'язано між собою і такий зв'язок називають квадратурним дзеркальним фільтром (QMF).

Оскільки частина, як правило  $1/2$ , діапазону частоти сигналу в результаті відфільтровується, то, згідно теоремі Котельнікова, дозволяється провести прорідження відліків сигналів можна до 2 разів (рисунок 3.6).

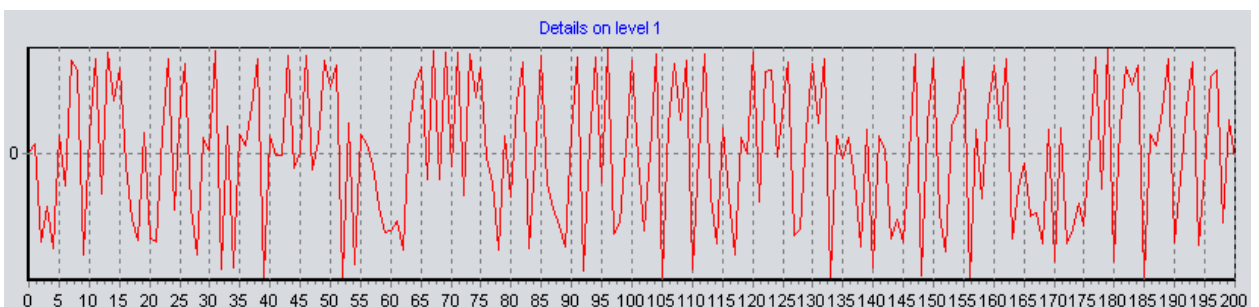


Рисунок 3.6 - Деталізуючі коефіцієнти першого рівня для вхідного сигналу

Таким чином після першого етапу перетворення ми отримали два графіка, що показують деталізуючі та апроксимуючі коефіцієнти.

Таке розкладання дозволяє удвічі зменшити розширення сигналу у часі

через втрату частини інформації у результаті проріджування сигналу. Кожний із отриманих сигналів, представляє собою 1/2 смуги частоти початкового сигналу, тому частотне розширення подвоїлось.

Необхідно зазначити, що зменшення розширення за часом може бути недоцільним у деяких додатках, де потрібна висока часова точність або деталізація. Проте проріджування сигналу може бути важливим для зменшення обсягу даних або ресурсів, необхідних для ЦОС, і може бути використане в додатках, де важливі інші параметри, такі як обсяг або швидкість обробки.

Відповідно із збільшенням рівня ми отримаємо більш детальну картину розкладу вхідного сигналу (рисунок 3.7).

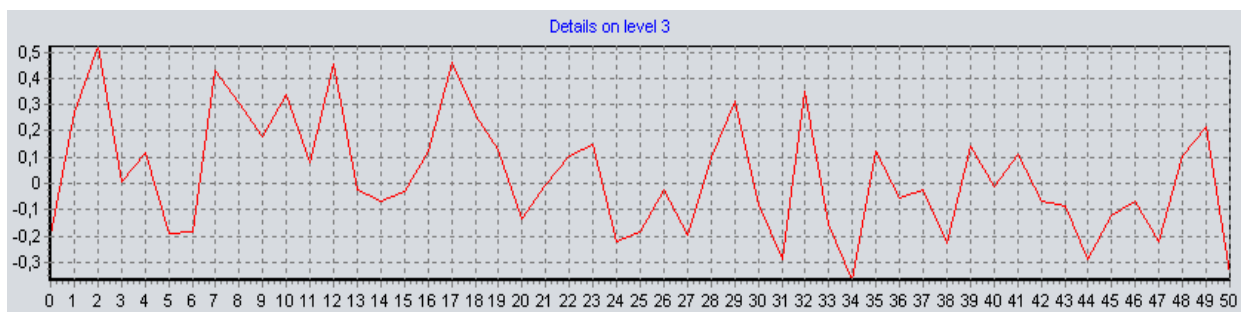


Рисунок 3.7 - Деталізуючі коефіцієнти третього рівня для вхідного сигналу

Аналогічно результатом роботи фільтра низької частоти ми отримуємо апроксимаційні коефіцієнти третього рівня (рисунок 3.8).

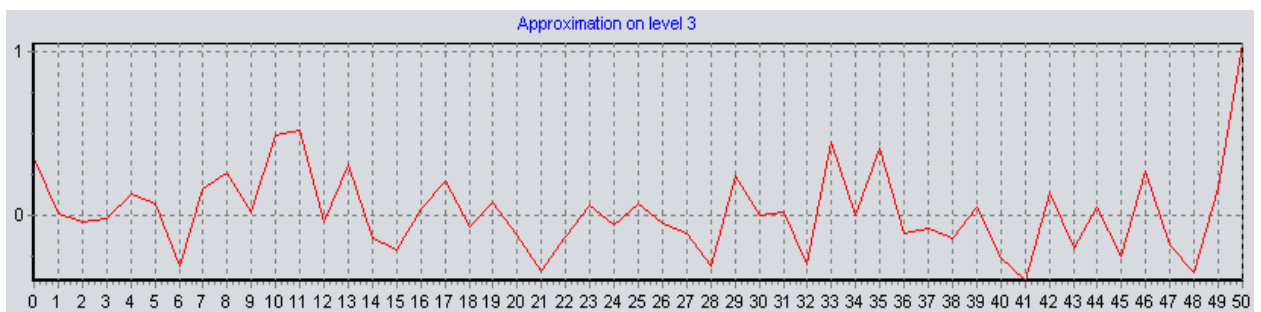


Рисунок 3.8 - Апроксимаційні коефіцієнти третього рівня

На третьому рівні обробка даного сигналу закінчується і від отриманих результатів ми можемо побудувати спектральну характеристику, яка наведена на рисунку 3.9.

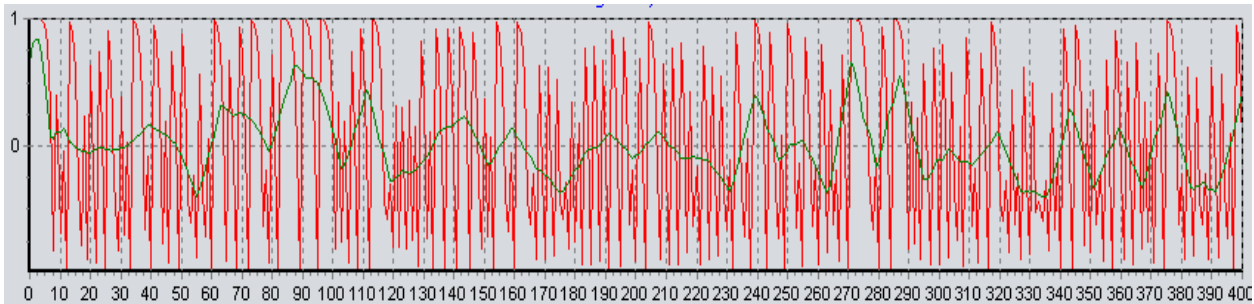


Рисунок 3.9 - Графік спектральних вейвлет коефіцієнтів

Із рисунка 3.9 видно як новостворений графік показує зміну частоти в часі, що і є основою ВП. Для того, щоб отримати більш точну картину, треба брати більшу кількість відліків вхідного сигналі, і відповідно збільшувати кількість рівнів фільтрації.

## ВИСНОВКИ

В роботі проведено аналіз приладів для вимірювання та візуалізації електричних сигналів, зокрема їх апаратну та мікропроцесорну структури. Проведено дослідження функцій та принцип роботи цифрових осцилографів, їх можливості та обмеження. Проаналізовано можливості візуального контролю якості цифрових сигналів, зокрема, аналіз та відображення результатів на графічному дисплеї. Досліджено аналогічні системи щодо обробки цифрових сигналів в режимі реального часу, включаючи вимоги до обчислювальних ресурсів та швидкодії. Проведені дослідження дозволили сформулювати вимоги до характеристик проектованої системи та її компонентів.

Проведені дослідження методів цифрової обробки сигналів. Проаналізовано ряд алгоритмів з точки зору обчислювальної складності та можливості контролю якості цифрового сигналу, що дозволило обґрунтувати вибір алгоритму, визначивши переваги вейвлет-перетворення щодо обробки одновимірних сигналів.

Обґрунтовано вибір апаратних засобів для реалізації комп'ютерно-інтегрованої системи, включаючи організацію обчислювача, вибір АЦП та аналіз продуктивності мікроконтролера. Розглянуто і оцінено продуктивність апаратних структур: на базі процесора з ядром DSP56800E та з ядром ARM7. Для реалізації досліджуваних алгоритмів вибрано ARM архітектуру процесора.

В результаті запропоновано комп'ютерно-інтегровану систему візуального контролю якості цифрових сигналів, яка складається із процесора, портів вводу виводу, графічного індикатора. Система призначена для вимірювання та аналізу одновимірних сигналів в невеликому діапазоні частот в режимі реального часу. Керування відбувається через меню за допомогою клавіатури, що входить до складу системи. Для забезпечення зв'язку з ПК в системі розроблено USB порт. Вивід інформації відбувається

на графічний індикатор або на дисплей ПК.

Розроблено структуру цифрового аналізатора сигналів для обробки одновимірних сигналів в реальному часі, враховуючи обрані алгоритми вейвлет-перетворення. Розроблено програмне забезпечення спроектованої системи.

Проведено аналіз результатів роботи системи та розглянуто програмне ядро в середовищі Keil  $\mu$  Vision 3, що дозволило побудувати основу для подальшого розвитку та вдосконалення. В результаті створено інноваційний інструмент, який дозволить виявляти та аналізувати аномалії, шуми та спотворення у цифрових сигналах в реальному часі з використанням алгоритму вейвлет-перетворення.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Шкодич М.В., Давлетова А.Я., Сенюк А.І. Комп'ютерно-інтегрована система цифрового аналізу сигналів / Збірник матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конференції Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології, Тернопіль, 2023. -с. 93-96.

2. Шкодич М.В., Сенюк А.І., Абизов І.С. Підвищення якості візуального контролю цифрових сигналів в реальному часі / Збірник матеріалів науково-практичної конференції молодих вчених, аспірантів та студентів «Кібербезпека та комп'ютерно-інтегровані технології» (КБКІТ - 2023), Тернопіль, 2023. - Тернопіль, 2023. - с. 183-188.

3. Ушенко Ю.О. Основи та методи цифрової обробки сигналів: від теорії до практики: навч. посібник / Ю.О. Ушенко, М.С. Гавриляк, М.В. Талах, В.В. Дворжак. – Чернівці: ЧНУ ім. Ю. Федьковича, 2021. 308 с.

4. Наконечний А.Й. Цифрова обробка сигналів. Навчальний посібник / А.Й. Наконечний, Р.А. Наконечний, В.А. Павлиш.- Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2010.- 368 с.

5. Винцюк Т.К. Анализ, распознавание и интерпретация речевых сигналов. – К.: Наук.думка, 1987. – 264 с.

6. Ваврук, Євгеній Ярославович. Алгоритми та засоби обробки сигналів : навч. посібн. / Ваврук Є., Лашко О., Попович Р. – Львів: СПОЛОМ, 2021. – 240 с.

7. Бортник Г.Г. Цифрова обробка сигналів в телекомунікаційних системах : підручник / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2014. – 232 с.

8. Осцилограф DS 5152CA фірми Rigol.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://rigol.com.ua/ru/products/digital-oscilloscope-rigol-ds1054z/>

9. Осцилографи та методи вимірювання радіотехнічних величин : навч. посіб. / Ю.Я. Бобало, Л.А. Недоступ, М.Д. Кіселичник, О.В. Надобко,



НУ "Львів. політехніка". – Львів: В-во Львів. політехніки, 2014. – 85.

10. Karmalita Viacheslav. Metrology of Automated Tests: Static and Dynamic Characteristics.- De Gruyter, 2020. - 115 p.

11. Morris A.S., Langari R. Measurement and Instrumentation: Theory and Application.- 3rd Edition. - Elsevier Inc., 2021. - 711 p.

12. Осцилографи Analog Devices.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.analog.com/en/applications/markets/instrumentation-and-measurement-pavilion-home/electronic-test-and-measurement/oscilloscopes-and-digitizers.html>

13. Аналізатори фірми Agilent.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.investor.agilent.com/news-and-events/news/news-details/2004/TRADE-NEWS-Agilent-Technologies-Offers-Industry-First-FPGA-Dynamic-Probe-Application-for-Mixed-Signal-Oscilloscopes/default.aspx>

14. Цифровий осцилограф O DSO 5052A Agilent Technologies серії DSO.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: [https://www.unitest.com/meas\\_eq/agilent/dso\\_5000.html](https://www.unitest.com/meas_eq/agilent/dso_5000.html)

15. Цифровий осцилограф LeCroy WR6100A.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: [https://www.tehencom.com/Products/ElectronicEquipment/Categories/Oscilloscopes/Oscilloscopes\\_1GHzAndMore/LeCroy\\_WR\\_6100A.htm](https://www.tehencom.com/Products/ElectronicEquipment/Categories/Oscilloscopes/Oscilloscopes_1GHzAndMore/LeCroy_WR_6100A.htm)

16. Цифрова обробка сигналів.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: [https://nmetau.edu.ua/file/07\\_7.4\\_lbr\\_gr\\_rbr\\_.pdf](https://nmetau.edu.ua/file/07_7.4_lbr_gr_rbr_.pdf)

17. Сергієнко А.М. Цифрова обробка сигналів / А.М. Сергієнко, Ю.М. Виноградов, Т.М. Лесик.- К.: НТУУ«КПІ», 2012. –104 с.

18. Колєнов С.О. Цифрова обробка інформації.– Київ: Радіофізичний факультет Київського національного університету імені Тараса Шевченка, 2008. – 56 с.

19. Рибальченко М.О. Цифрова обробка сигналів. Навчальний посібник / М.О. Рибальченко, О.П. Єгоров, В.Б. Зворикін – Дніпро: НМетАУ, 2018. – 79 с.

20. Заболотній С.В. Цифрове оброблення сигналів. / С.В.Заболотній;

За ред. Ю.Г. Леги, ЧДТУ. – Черкаси: ЧДТУ, 2010. – 119 с.

21. Бабак В.П. Обробка сигналів: Підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандлецький, Е. Шрюфер – К.: Либідь, 1996. – 392 с.

22. Arfaoui S., Mabrouk A., Cattani C. Wavelet Analysis: Basic Concepts and Applications. - Chapman and Hall/CRC, 2021. - 255 p

23. Bhatnagar N. Introduction to Wavelet Transforms.-New York: Chapman and Hall/CRC, 2020. - 484 p.

24. Mohammady Somayeh. Wavelet Theory.- ITexLi, 2021. - 365 p.

25. Jorgensen P.E.T., Song M.-S. Mathematics Of Multilevel Systems: Data, Scaling, Images, Signals, And Fractals.- World SCientific Publishing, 2023. - 270 p.

26. Misiti Michel, Misiti Yves, Oppenheim Georges, Poggi Jean-Michel. Wavelet Toolbox User's Guide R2023b.- The MathWorks, Inc., 2023. — 1360 p.

27. Velure Arild. A Digital Signal Processor for Particle Detectors: Design, Verification and Testing.- New York: Springer, 2021. — 173 p.

28. Digital Signal Controller DSP56800E.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://datasheetspdf.com/pdf/1191234/FreescaleSemiconductor/DSP56800E/1>

29. Матвієнко, М.П. Пристрої цифрової електроніки: навчальний посібник. - Київ : Ліра-К, 2019. - 392 с.

30. ARM7TDMI (Rev 3) Core Processor.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://developer.arm.com/documentation/dvi0027/b/the-arm7-family>

31. Semiconductors MC56F8367EVM.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://www.nxp.com/products/processors-and-microcontrollers/additional-mpu-mcus-architectures/digital-signal-controllers/evaluation-kit-for-digital-signal-controllers:MC56F8367EVM>

32. Keil  $\mu$ Vision3.- [Електронний ресурс].- Режим доступу: <https://developer.arm.com/documentation/101407/0538/User-Interface/uVision-GUI>