

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ІМЕНІ ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ  
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ ТА ЕЛЕКТРОНІКИ  
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ НАУК ТА ІНЖЕНЕРІЇ**

**УДК 004.3**

**До захисту допускається  
В.о. завідувача кафедри  
комп'ютерних наук та інженерії  
д.т.н., проф. Рязанцев О. І.**

\_\_\_\_\_ 2021 р.  
«\_\_\_\_\_»\_\_\_\_\_

**МАГІСТЕРСЬКА РОБОТА**

**НА ТЕМУ:**

**«Дослідження впливу параметра фільтра на якість аналого-цифрового  
перетворення сигналу»**

Освітньо-кваліфікаційний рівень «Магістр»

Спеціальність 123 «Комп'ютерна інженерія»

Науковий керівник роботи:

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Кардашук В. С.

(ініціали, прізвище)

Консультант з охорони праці:

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Критська Я. О.

(ініціали, прізвище)

Студент:

\_\_\_\_\_  
(підпис)

Рибалко Р. А.

(ініціали, прізвище)

Група:

КІ-19 дм

**Сєвєродонецьк – 2021**

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
**СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**  
**ІМЕНІ ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ**

Факультет інформаційних технологій та електроніки  
Кафедра комп'ютерних наук та інженерії  
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр  
Спеціальність 123 «Комп'ютерна інженерія»

**«ЗАТВЕРДЖУЮ»**

Т.в.о. завідувача кафедри  
комп'ютерних наук та інженерії  
к.т.н., доц. Кардашук В.С.

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2020 року

**ЗАВДАННЯ**  
**НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

\_\_\_\_\_ Рибалку Роману Андрійовичу

(прізвище, ім'я, по-батькові)

**1. Тема проекту (роботи):** «Дослідження впливу параметра фільтра на якість аналого-цифрового перетворення сигналу» затверджена наказом по університету № 136/15.15 від «11» жовтня 2020 р.

**2. Строк здачі студентом закінченого проекту (роботи):** 10.01.2021 р.

**3. Вихідні дані проекту (роботи):** матеріали переддипломної практики

**4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які необхідно розробити):**

1. Огляд основних параметрів АЦП та способів перетворення сигналів;
2. Дослідження цифрових фільтрів в каналах перетворення аналогового значення сигналу в цифровий код;
3. Основні задачі при прийомі сигналів;
4. Принцип цифрової обробки сигналів;
5. Реалізація моделі фільтрації сигналів та її дослідження.
6. Моделювання прийому аналогового сигналу.
7. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

**5. Перелік графічного матеріалу (з точною назвою обов'язкових креслень):**

\_\_\_\_\_ електронні плакати

**6. Консультанти роботи, з вказівкою розділів, що до них відносяться**

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Основна частина	Кардашук В. С.		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Критська Я. О.		

**7. Дата видачі завдання:** 11.10.2020 р.

Керівник \_\_\_\_\_ Кардашук В.  
(підпис)

Завдання до виконання прийняв \_\_\_\_\_ Рибалко Р. А.  
(підпис)

**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ п/п	Найменування етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітки
1.	Отримання завдання, збір матеріалів	11.10.20- 24.10.20	
2.	Огляд методів перетворення аналогової інформації в цифрову	25.10.20–28.10.20	
3.	Огляд існуючих концепцій розвитку елементної бази АЦП	29.10.20– 28.11.20	
4.	Дослідження впливу параметра фільтру на якість перетворення аналогової інформації в цифрову	28.11.20–31.12.20	
5.	Розроблення схеми каналу АЦП інформаційно-вимірювальної системи	03.01.21 – 04.01.21	
6.	Оформлення пояснювальної записки	05.01.21 – 08.01.21	
7.	Підготовка та подання магістерської роботи до захисту	09.01.21 – 10.01.21	

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Науковий керівник \_\_\_\_\_  
(підпис)

## АНОТАЦІЯ

**Рибалко Р. А. Дослідження впливу параметра фільтра на якість аналого-цифрового перетворення сигналу.**

Досліджено вплив параметра фільтра нижніх частот, в тому числі частоти зрізу і порядку фільтра, на вході аналого-цифрового перетворювача на основну похибку перетворення при обробці сигналів.

Встановлено, що зниження частоти зрізу фільтра нижніх частот зменшує рівень адитивної складової похибки, але при цьому в деяких випадках також знижується стабільність роботи системи.

**Ключові слова:** похибка перетворення, аналогово-цифрове перетворення, інформаційно-вимірвальна система, оброблення сигналів.

## АННОТАЦИЯ

**Рыбалко Р. А. Исследование влияния параметра фильтра на качество аналого-цифрового преобразования сигнала.**

Исследовано влияние параметров фильтра нижних частот, в том числе частоты среза и порядка фильтра, на входе аналого-цифрового преобразователя на основную погрешность преобразования при обработке медленноменяющихся сигналов.

Установлено, что снижение частоты среза фильтра нижних частот снижает уровень аддитивной составляющей погрешности, но при этом в некоторых случаях также снижается стабильность работы системы.

**Ключевые слова:** погрешность преобразования, аналого-цифровой преобразователь, информационно-измерительная система, обработка сигналов.

## THE ABSTRACT

**Rybalko R. A. Study of the influence of the filter parameter on the quality of analog-to-digital signal conversion.**

The influence of the low pass filter, including cutoff frequency and the order of the filter, the input analog-to-digital converter for converting the basic error in the processing of slowly varying signals. It has been established that lowering the cutoff frequency of the lowpass filter reduces the error component of the additive, but in some cases also decreases the stability of the system.

**Keywords:** transformation error, analog-to-digital converter, information-measuring system, processing of slowly varying signals.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ .....	8
ВСТУП .....	9
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ АЦП ТА СПОСОБІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ .....	11
1.1 Аналіз основних параметрів АЦП .....	11
1.2 Паралельні АЦП.....	15
1.3. Багатоступінчасті АЦП.....	18
1.4 Багатотактні послідовно-паралельні АЦП.....	19
1.5 Конвеєрні АЦП.....	20
1.6 АЦП послідовного відліку.....	22
1.7 АЦП послідовного наближення.....	23
1.8 Інтегруючі АЦП .....	26
1.9 АЦП багатотактного інтегрування.....	26
1.10 Сігма-дельта АЦП .....	29
1.11 Висновки до розділу 1 .....	34
1.12 Перелік джерел посилань до вступу та розділу 1 .....	35
РОЗДІЛ 2 ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ В КАНАЛАХ ПЕРЕТВОРЕННЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ В ЦИФРОВИЙ КОД .....	36
2.1 Цифрові фільтри .....	36
2.2 Алгоритм цифрового фільтра .....	40
2.3 Висновки до розділу 2 .....	44
2.4 Перелік джерел посилань до розділу 2 .....	45
РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ .....	46
3.1 Основні задачі при прийомі сигналів .....	46
3.2 Узгоджений лінійний фільтр .....	47
3.3 Оптимальна фільтрація випадкових сигналів .....	52

3.4	Постановка задачі и критерій оптимальності .....	53
3.5	Мінімізація дисперсії помилки .....	54
3.6	Дискретні фільтри .....	55
3.7	Дискретизація періодичних сигналів .....	61
3.8	Принцип цифрової обробки сигналів .....	61
3.9	Квантування сигналів в ЦФ .....	63
3.10	Алгоритм лінійної цифрової фільтрації .....	63
3.11	Дискретні гармонічні послідовності .....	66
3.12	Частотний коефіцієнт передачі ЦФ .....	66
3.13	Системна функція ЦФ .....	67
3.14	Реалізація алгоритмів цифрової фільтрації .....	68
3.15	Трансверсальні ЦФ .....	68
3.16	Імпульсна характеристика ЦФ .....	70
3.17	Частотна характеристика .....	70
3.18	Методи синтезу цифрового фільтра .....	70
3.18.1	Метод інваріантних імпульсних характеристик .....	70
3.18.2	Синтез ЦФ на основі дискретизації диференційного рівняння аналогового ланцюга .....	71
3.18.3	Метод інваріантних частотних характеристик .....	72
3.19	Висновки до розділу 3 .....	73
3.20	Перелік джерел посилань до розділу 3 .....	74
РОЗДІЛ 4 РЕАЛІЗАЦІЯ МОДЕЛІ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ ТА ЇЇ ДОСЛІДЖЕННЯ .....		77
4.1	Нормалізація сигналів .....	77
4.2	Транзисторні комутаційні пристрої .....	79
4.3	Активні фільтри на основі операційних підсилювачів .....	82
4.4	Сучасні апаратні та програмні засоби збору і обробки сигналів .....	84
4.5	Моделювання прийому аналогового сигналу .....	85

4.6 Алгоритм роботи програмних модулів .....	88
4.7 Результати моделювання .....	90
4.8 Висновки до розділу 4 .....	93
4.9 Перелік джерел посилань до розділу 4 .....	93
<b>РОЗДІЛ 5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІ ...</b>	<b>94</b>
5.1 Загальні питання з охорони праці .....	94
5.1.1 Правові та організаційні основи охорони праці .....	94
5.1.2 Організаційно-технічні заходи з безпеки праці .....	95
5.2 Аналіз стану умов праці .....	95
5.2.1 Вимоги до приміщень .....	95
5.2.2 Вимоги до організації місця праці .....	96
5.2.3 Навантаження та напруженість процесу праці .....	97
5.3 Виробнича санітарія .....	97
5.3.1 Аналіз небезпечних та шкідливих факторів при виробництві (експлуатації) виробу .....	97
5.3.2 Пожежна безпека .....	98
5.3.3 Електробезпека .....	99
5.4 Гігієнічні вимоги до параметрів виробничого середовища .....	99
5.4.1 Параметри мікроклімату .....	99
5.4.2 Освітлення .....	100
5.4.3 Шум та вібрація, електромагнітне випромінювання .....	102
5.4.4 Вентилювання .....	103
5.5 Заходи з організації виробничого середовища та попередження виникнення надзвичайних ситуацій .....	103
5.6 Охорона навколишнього природного середовища .....	105
5.7 Висновки до розділу 5 .....	106
5.8 Перелік джерел посилань до розділу 5 .....	106
<b>ВИСНОВКИ .....</b>	<b>108</b>

ДОДАТОК А – Алгоритм роботи програмного модуля ASPIL .....	111
ДОДАТОК Б – Алгоритм роботи програмного модуля S_FILTER .....	112
ДОДАТОК В – Алгоритм роботи програмного модуля ASPID .....	113
ДОДАТОК Д – Презентація .....	114



**ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ І  
ТЕРМІНІВ**

ІВС	– інформаційно-вимірювальна система
АЦП	– аналогово-цифровий перетворювач
ФНЧ	– фільтр нижніх частот
ПЛІС	– програмована логічна інтегральна схема
МК	– мікроконтролер
ПК	– персональні комп'ютер
ЦАП	– цифро-аналоговий перетворювач
ПВЗ	– пристрій вибірки-зберігання
MSPS	– швидкість виконання операцій перетворення (Million Signal Per Second)
АЧХ	– амплітудно-частотна характеристика
ОМР	– одиниця молодшого розряду
ЦФ	– цифровий фільтр

## ВСТУП

Дослідження новітніх методів перетворення аналогової інформації в цифрову і навпаки на даному етапі розвитку інформаційних та схемо-технічних рішень є досить актуальним, оскільки від якості та швидкодії такого перетворення залежить достовірність та вчасність отриманих результатів у різних сферах технологічних процесів вимір температури, тиску, швидкості переміщення тощо.

На додаток на кінцевий результат перетворення впливають ряд негативних чинників, що виникають в ІВС.

При цифровій обробці сигналів, які повільно змінюються необхідно враховувати похибки, що вносяться аналоговими блоками інформаційно-вимірювальної системи (ІВС), в першу чергу - похибка перетворення напруги вхідним фільтром і аналогово-цифровим перетворювачем (АЦП) [1].

Аналоговий сигнал є безперервною функцією часу, в АЦП він перетвориться в послідовність цифрових значень. Отже, необхідно визначити частоту вибірки цифрових значень з аналогового сигналу. Частота, з якою проводяться цифрові значення є частотою дискретизації АЦП.

Постійно змінюваний сигнал з обмеженою спектральної смугою перетворюється у цифровий код (тобто значення сигналу вимірюються через інтервал часу  $T$  - період дискретизації), і вихідний сигнал може бути точно відновлений з дискретних в часі значень шляхом інтерполяції. Точність відновлення обмежена помилкою квантування. Однак відповідно до теореми Котельникова-Шеннона точне відновлення амплітуди можливо, тільки якщо частота дискретизації вище, ніж подвоєна максимальна частота в спектрі сигналу.

Оскільки реальні АЦП не можуть зробити аналого-цифрове перетворення миттєво, вхідне аналогове значення має утримуватися постійним, по крайній мірі, від початку до кінця процесу перетворення (цей інтервал є часом перетворення).

Таке завдання вирішується шляхом використання спеціальної схеми на вході АЦП - пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ).

ПВЗ, як правило, зберігає вхідну напругу на конденсаторі, який з'єднаний з входом через аналоговий ключ: при замиканні ключа відбувається вибірка вхідного сигналу (конденсатор заряджається до вхідної напруги), при розмиканні – зберігання.

Багато АЦП, виконані у вигляді інтегральних мікросхем, містять вбудоване ПВЗ.

Прикладом таких мікросхем є продукція фірми Analog Devices. Швидкодіючі аналого-цифрові перетворювачі (швидкодіючі АЦП) компанії Analog Devices, Inc. мають найвищу

точністю і найбільшу швидкості дискретизації серед продуктів, що пропонуються в даному сегменті ринку.

Для виміру швидкості надходження сигналів в пристрій цифрової обробки даних використовується значення (число) вибірок в одиницю часу (MSPS – Million Signal Per Second).

Лінійка компонентів фірми Analog Devices, що включає в себе АЦП для дискретизації на низьких частотах (10 MSPS - 125 MSPS), АЦП для дискретизації на високих частотах (125 MSPS - 1 GSPS), інтегровані приймачі та широкосмугові АЦП (> 1 GSPS), містить рішення для будь-яких можливих завдань високошвидкісного перетворення даних.

**Мета роботи** – дослідження впливу параметра фільтра на якість аналого-цифрових перетворення інформації та порівняльний аналіз найбільш популярних методів.

**Об'єкт дослідження** – цифрові фільтри (ЦФ) та АЦП.

**Предмет дослідження** – методи перетворення аналогової інформації в цифрову.

**Методи дослідження** - аналіз існуючих традиційних методів перетворення аналогової інформації в цифрову, моделювання фільтрації аналогового сигналу.

**Апробація результатів роботи.** Основні результати роботи представлені у наступній публікації:

1. Рибалко Р. А. Вплив параметра фільтра на якість аналого-цифрового перетворення сигналу / Збірник науково-практичних праць VI молодіжного форуму «ІТ-Ідея 2020» (11 грудня 2020 р.). – Сєвєродонецьк.

**Наукова новизна** магістерської роботи полягає в подальшому дослідженні створених методів перетворення аналогової інформації в цифрову з застосування сучасної елементної бази. На основі проведених досліджень вироблені рекомендації щодо використання запропонованих методів перетворення.

**Практичне використання.** Результати дослідження, запропоновані рішення дозволять підвищити якість перетворення аналогових сигналів в цифровий код, а також можуть бути використані у навчальному процесі кафедри комп'ютерних наук та інженерії при вивченні дисципліни «Цифрова схемотехніка».

**Структура і обсяг роботи.**

Магістерська робота складається зі вступу, 5 розділів, висновків, переліку посилань до розділів з 51 найменування, 4 додатків на 21 сторінці. Загальний обсяг роботи складає 131 сторінку. Магістерська робота містить 43 рисунки та 13 таблиць.

## РОЗДІЛ 1

### ОГЛЯД ОСНОВНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА СПОСОБІВ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ

#### 1.1 Аналіз основних параметрів АЦП

Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП) призначені для перетворення аналогової інформації (звичайно у вигляді напруги) у цифровий код.

Застосовують АЦП у мікропроцесорних системах, у цифрових вимірювальних приладах. Області застосування їх багато в чому аналогічні ЦАП, оскільки вони часто використовуються спільно.

Основними параметрами і характеристиками АЦП є [1]:

- число розрядів  $p$  вихідного коду;
- роздільна здатність  $h$  – мінімальний квант вхідної напруги, за якої вихідний код змінюється на одиницю молодшого розряду;
- нелінійність  $\delta_L$  – максимальне відхилення вихідного коду від розрахункового значення у всьому діапазоні шкали;
- абсолютна похибка  $\delta_A$  – найбільше відхилення вихідного коду від розрахункового в кінцевій точці шкали;
- час перетворення  $t_{пр}$  – інтервал від моменту початку перетворення до появи на виході сталого коду; часто замість  $t_{пр}$  швидкодія АЦП характеризується частотою перетворення;
- діапазон і полярність вхідної напруги, число джерел живлення, струм споживання, можливість спільної роботи з мікропроцесорами.

Процедура аналого-цифрового перетворення неперервних сигналів, яку реалізують за допомогою АЦП, це перетворення неперервної функції часу  $U(t)$ , яка описує вхідний сигнал, у послідовність чисел  $\{U'(t_j)\}$ ,  $j=0,1,2,;$ , що віднесені до деяких фіксованих моментів часу. Цю процедуру можна розділити на дві самостійні операції. Перша з них називається дискретизацією і полягає в перетворенні неперервної функції часу  $U(t)$  в неперервну послідовність  $\{U(t_j)\}$ .

Друга називається квантуванням і полягає в перетворенні неперервної послідовності в дискретну  $\{U'(t_j)\}$ .

В основі дискретизації неперервних сигналів лежить принципова можливість подання їх у виді зважених сум [1]

$$U(t) = \sum_j a_j f_j(t) \quad (1.1)$$

де  $a_j$  - деякі коефіцієнти чи відліки, які характеризують початковий сигнал в дискретні моменти часу;

$f_j(t)$  - набір елементарних функцій, які використовуються при відновленні сигналу за його відліками.

Найпоширенішою формою дискретизації є рівномірна дискретизація, в основі якої лежить теорема відліків. Згідно цієї теореми в якості коефіцієнтів  $a_j$  потрібно використовувати миттєві значення сигналу  $U(t_j)$  в дискретні моменти часу  $t_j=j\Delta t$ , а період дискретизації вибирати з умови [1]:

$$\Delta t = \frac{1}{2} F_m \quad (1.2)$$

де  $F_m$  – максимальна частота спектру сигналу, що перетворюється.

При цьому вираз (1.1) переходить у відомий вираз теореми відліків [1]

$$U(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} U(j\Delta t) \frac{\sin[2\pi F_m(t-j\Delta t)]}{2\pi F_m(t-j\Delta t)} \quad (1.3)$$

Для сигналів зі строго обмеженим спектром цей вираз є тотожністю. Однак спектри реальних сигналів прямують до нуля тільки асимптотично.

Застосування рівномірної дискретизації до таких сигналів викликає виникнення в системах обробки інформації специфічних високочастотних спотворень, які зумовлені вибіркою. Для зменшення цих спотворень необхідно або збільшувати частоту дискретизації, або використовувати перед АЦП додатковий фільтр нижніх частот, який обмежуватиме спектр вхідного сигналу перед його аналого-цифровим перетворенням.

У загальному випадку вибір частоти дискретизації буде залежати також від виду функції  $f_j(t)$ , що використовується в (1.1) та допустимого рівня похибок, які виникають при відновленні початкового сигналу за його відліками. Усе це необхідно враховувати при виборі частоти дискретизації, яка визначає необхідну швидкодію АЦП. Часто цей параметр задають розробнику АЦП.

Розглянемо досконаліше місце АЦП при виконанні операції дискретизації.

Для достатньо вузькополосних сигналів операцію дискретизації можна виконувати за допомогою самих АЦП і суміщувати таким чином з операцією квантування. Основною закономірністю такої дискретизації є те, що за рахунок кінцевого часу одного перетворення

та невизначеності моменту його закінчення, який, у загальному випадку, залежить від параметрів вхідного сигналу, не вдається отримати однозначної відповідності між значеннями відліків та моментами часу, до яких їх потрібно віднести. В результаті при роботі з сигналами, які змінюються в часі виникають специфічні похибки, динамічні за своєю природою, для оцінки яких вводять поняття апертурної невизначеності, яка переважно характеризується апертурним часом.

Апертурним часом  $t_a$  є час, на протязі якого зберігається невизначеність між значенням вибірки та часом, до якого вона відноситься. Ефект апертурної невизначеності проявляється або як похибка миттєвого значення сигналу при заданих моментах вимірювання, або як похибка моменту часу, в якій проводиться вимірювання при заданому миттєвому значенні сигналу. При рівномірній дискретизації наслідком апертурної невизначеності є виникнення амплітудних похибок, які називаються апертурними та чисельно рівні приростові сигналу на протязі апертурного часу.

Якщо використовувати іншу інтерпретацію ефекту апертурної невизначеності, то її наявність викликає "тремтіння" істинних моментів часу, в які беруться відліки сигналу, по відношенню до моментів, які рівновіддалені на осі часу.

В результаті замість рівномірної дискретизації зі строго постійним періодом проводиться дискретизація с флюктуючим (випадковим відхиленням фізичної величини) періодом повторення. Це викликає порушення умов теореми відліків та появи уже розглянутих апертурних похибок в системах цифрової обробки інформації.

Таке значення апертурної похибки можна визначити, розклавши вираз для вхідного сигналу в ряд Тейлора навколо точок відліку, який для  $j$ -ї точки має вид [3]:

$$U(t) = U(t_j) + t_a U'(t_j) + \frac{t_a^2}{2} U''(t_j) + \dots \quad (1.4)$$

та в першому наближенні дає апертурну похибку:

$$\Delta U_a(t_j) \approx t_a U'(t_j) \quad (1.5)$$

де  $t_a$  - апертурний час, який для розглянутого випадку в першому наближенні є часом перетворення АЦП.

Зазвичай для оцінки апертурних похибок використовують синусоїдальний випробувальний сигнал  $U(t) = U_m \sin \omega t$ , для якого максимальне відносне значення апертурної похибки становить:

$$\Delta U_a / U_m = \omega t_a \quad (1.6)$$

На рисунку 1.1 зображено утворення апертурної похибки для випадку, коли вона дорівнює крокові квантування [1].

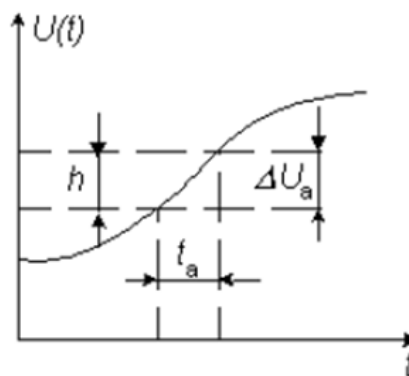


Рисунок 1.1 – Утворення апертурної похибки

Якщо прийняти, що для  $n$ -розрядного АЦП з роздільною здатністю  $2^{-n}$  апертурна похибка не повинна перевищувати крок квантування (рисунок 1), то залежність між частотою сигналу  $\omega$ , апертурним часом  $t_a$  та відносною апертурною похибкою буде наступною [3]:

$$\frac{1}{2^n} = \omega t_a \quad (1.7)$$

Для забезпечення дискретизації синусоїдального сигналу частота якого 100 кГц з похибкою 1% час перетворення АЦП повинен бути рівним 25 нс. У той же час за допомогою такого швидкодіючого АЦП принципово можна дискретизувати сигнали, які мають ширину спектру біля 20 МГц. Таким чином, дискретизація за допомогою самого АЦП викликає суттєве розходження вимог між швидкодією АЦП та періодом дискретизації. Це розходження досягає 2...3 порядків та сильно ускладнює і здорожчує процес дискретизації, оскільки навіть для порівняно вузькополосних сигналів вимагає досить швидкодіючих АЦП.

Для достатньо широкого класу сигналів, які швидко змінюються, цю проблему вирішують за допомогою пристроїв вибірки-зберігання, що мають малий апертурний час.

На рисунку 1.2 наведена класифікація АЦП [1].

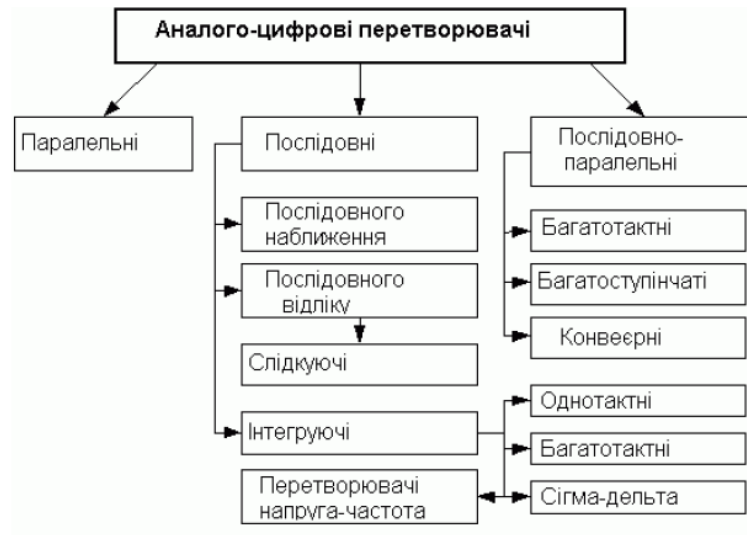


Рисунок 1.2 – Класифікація АЦП

Зараз відома велика кількість методів перетворення напруга-код. Ці методи суттєво відрізняються один від одного потенційною точністю, швидкістю перетворення та складністю апаратної реалізації. На рисунку 1.2 наведена класифікація АЦП за методами перетворення.

В основу класифікації АЦП покладено ознаку, яка вказує на те, як в часі розгортається процес перетворення аналогової величини в цифрову. В основі перетворення вибіркового значень сигналу в цифрові еквіваленти лежать операції квантування та кодування. Вони можуть проводитись за допомогою або послідовної, або паралельної, або послідовно-паралельної процедур наближення цифрового еквівалента до перетворюваної величини.

## 1.2 Паралельні АЦП

АЦП цього типу проводять квантування сигналу одночасно за допомогою набору компараторів, які увімкнені паралельно джерелу вхідного сигналу.

На рисунку 1.3 наведено реалізацію паралельного методу аналого-цифрового перетворення для 3- розрядного числа [4].



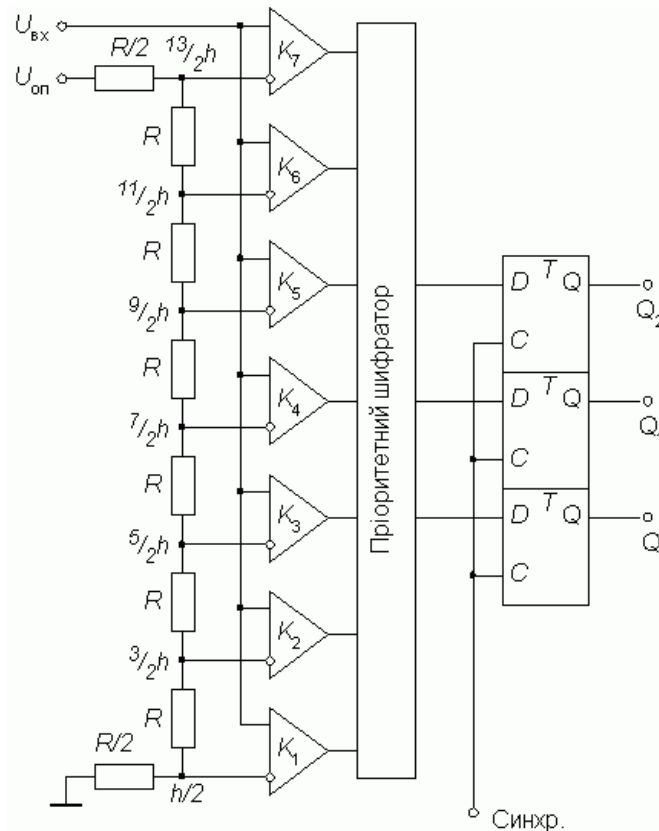


Рисунок 1.3 – Схема паралельного АЦП

За допомогою трьох двійкових розрядів можна подати вісім різних чисел, включаючи нуль. Отже необхідно сім компараторів. Сім відповідних опорних напруг утворюються за допомогою резистивного дільника.

Якщо прикладена вхідна напруга не виходить за межі діапазону від  $5/2h$ , до  $7/2h$ , де  $h=U_{оп}/7$  - квант вхідної напруги, який відповідає одиниці молодшого розряду АЦП, то компаратори з 1-го по 3-й встановлюються в стан 1, а компаратори з 4-го по 7-й - в стан 0. Перетворення цієї групи кодів у трьохзначне двійкове число виконує пріоритетний шифратор.

Підключення пріоритетного шифратора безпосередньо до виходу АЦП може викликати появу помилкового результату при зчитуванні вихідного коду. Розглянемо, наприклад, перехід від трьох до чотирьох, чи в двійковому коді від 011 до 100. Якщо старший розряд внаслідок меншого часу затримки змінить свій стан раніше за інші розряди, то тимчасово на виході виникне число 111, тобто сім. Величина помилки в цьому випадку складе половину вимірюваного діапазону.

Діаграма станів пріоритетного шифратора наведена в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Діаграма станів пріоритетного шифратора

Вхідна напруга	Стан компараторів							Виходи			
	U <sub>вх</sub> /h	K <sub>7</sub>	K <sub>6</sub>	K <sub>5</sub>	K <sub>4</sub>	K <sub>3</sub>	K <sub>2</sub>	K <sub>1</sub>	Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>0</sub>
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	1	1	0	1	1
3	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0
4	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1
6	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Оскільки результати аналого-цифрового перетворення записуються, як правило, в запам'ятовуючий пристрій, існує ймовірність отримати повністю неправильну величину. Рішити цю проблему можна, наприклад, за допомогою пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ). В деякі інтегральні мікросхеми (ІМС) паралельних АЦП, наприклад MAX100, монтується надшвидкісні ПВЗ, які мають час вибірки порядку 0,1 нс. Інший шлях полягає в використанні коду Грея, характерною особливістю якого є зміна тільки однієї кодової позиції при переході від одного кодового значення до іншого.

В деяких АЦП, наприклад, MAX1151 [5], для зниження ймовірності збоїв при паралельному аналого-цифровому перетворенні використовується двохтактний цикл, коли спочатку стани виходів компараторів фіксуються, а потім, після встановлення стану пріоритетного шифратора, шляхом подачі активного фронту на синхровхід вихідного регістра, в нього записують вихідне слово АЦП.

Як видно з таблиці 1, при збільшенні вхідного сигналу компаратори встановлюються в стан 1 по черзі - знизу вверх. Така почерговість не гарантується при швидкому наростанні вхідного сигналу, оскільки через розбіжність в часі затримки компаратори можуть переключатись в іншому порядку. Пріоритетне кодування дає можливість уникнути помилки, яка можлива в цьому випадку, завдяки тому, що одиниці в молодших розрядах не приймаються до уваги пріоритетним шифратором.

Завдяки одночасній роботі компараторів паралельний АЦП є самим швидким. Наприклад, 8-розрядний перетворювач типу MAX104 дає можливість отримати 1 млрд відліків за секунду при часові затримки проходження сигналу не більше 1,2 нс.

Недоліком цієї схеми є висока складність. Дійсно,  $N$ -розрядний паралельний АЦП містить  $2^N - 1$  компараторів та  $2^N$  резисторів узгодження.

Для 10-бітного АЦП потрібно 1023 компаратора і 1024 резистора. Наслідком цього є висока вартість та значна потужність споживання (MAX104, наприклад, споживає біля 4 Вт) [5].

### 1.3 Багатоступінчасті АЦП

У багатоступінчастому АЦП процес перетворення вхідного сигналу розділений у просторі. Як приклад, на рисунку 1.4 представлена схема двоступінчастого 8-розрядного АЦП [6].

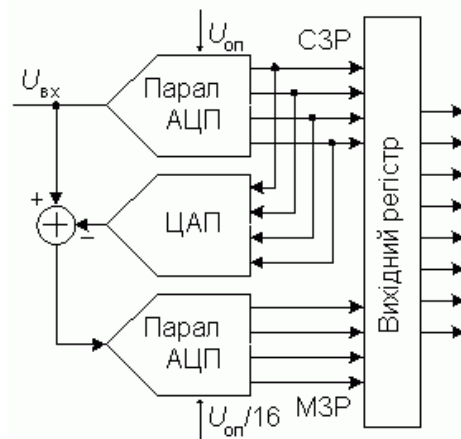


Рисунок 1.4 – Структурна схема двоступінчастого АЦП

Верхній за схемою АЦП здійснює грубе перетворення сигналу в чотири старших розряди вихідного коду. Цифрові сигнали з виходу АЦП надходять на вихідний регістр і одночасно на вхід 4-розрядного швидкодіючого ЦАП. У багатьох ІМС багатоступінчастих АЦП (AD9042, AD9070 і ін.) цей ЦАП виконаний за схемою підсумовування струмів на диференційних перемикачах, але деякі (AD775, AD9040A і ін.) містять ЦАП з підсумовуванням напруг. Залишок від віднімання вихідної напруги ЦАП із вхідної напруги схеми надходить на вхід АЦП2, опорна напруга якого в 16 разів менша, ніж у АЦП1.

Як наслідок, квант АЦП2 у 16 разів менший кванта АЦП1. Цей залишок, перетворений АЦП2 у цифрову форму являє собою чотири молодших розряди вихідного коду. Відмінність між АЦП1 і АЦП2 полягає насамперед у вимозі до точності: у АЦП1 точність повинна бути такий ж як у 8-розрядного перетворювача, у той ж час як АЦП2 може мати точність 4-розрядного. Грубо наближена і точна величини повинні відповідати тій самій вхідній напрузі

$U_{\text{вх}}(t_j)$ . Через наявність затримки сигналу в першій ступені виникає, однак, часове запізнення. Тому при використанні цього способу вхідну напругу необхідно підтримувати постійною за допомогою пристрою вибірки-зберігання доти, поки не буде отримано всю кількість потрібних значень.

#### 1.4 Багатотактні послідовно-паралельні АЦП

Розглянемо приклад 8-розрядного послідовно-паралельного АЦП, що відноситься до типу багатотактних (рис. 1.5) [6].

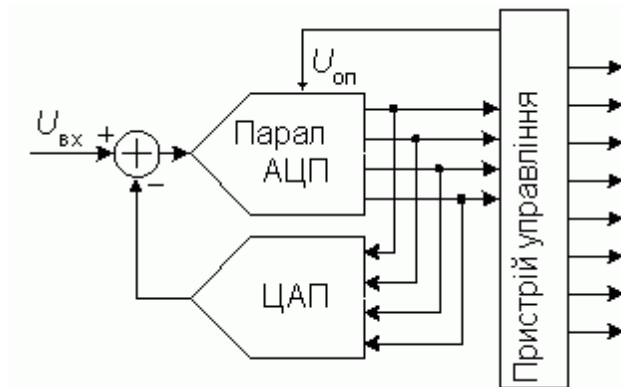


Рисунок 1.5 - Структурна схема двотактного АЦП

Процес перетворення розділений у часі. Перетворювач складається з 4-розрядного паралельного АЦП, квант  $h$  якого визначається величиною опорної напруги, 4-розрядного ЦАП та пристрою керування. Якщо максимальний вхідний сигнал дорівнює 2,56 В, то в першому такті перетворювач працює з кроком квантування  $h_1=0,16$  В.

У цей час вхідний код ЦАП дорівнює нулю. Пристрій керування пересилає отримане від АЦП у першому такті слово в чотири старших розряди вихідного регістра, подає це слово на вхід ЦАП і зменшує в 16 разів опорну напругу АЦП. Таким чином, у другому такті крок квантування  $h_2=0,01$  В та залишок, що утворився при відніманні з вхідної напруги схеми вихідної напруги ЦАП, буде перетворений у молодший напівбайт вихідного слова.

Очевидно, що використовувані в цій схемі 4-розрядні АЦП та ЦАП повинні мати 8-розрядну точність, у противному випадку можливий пропуск кодів, тобто при монотонному наростанні вхідної напруги вихідний код АЦП не буде приймати деякі значення зі своєї шкали. Так само, як та в попередньому перетворювачі, вхідна напруга багатотактного АЦП під час перетворення повинна бути незмінною, для чого між його входом та джерелом вхідного сигналу варто включити пристрій вибірки-зберігання.

Швидкодія розглянутого багатотактного АЦП визначається повним часом перетворення 4-розрядного АЦП, часом спрацьовування цифрових схем управління, часом установлення ЦАП з похибкою, що не перевищує 0,2...0,3 кванти 8-розрядного АЦП, причому час перетворення АЦП входить у загальний час перетворення двічі. У результаті за інших рівних умов перетворювач такого типу виявляється повільнішим за двоступінчастий перетворювач, який розглянутий вище. Однак він простіший і дешевший.

За швидкістю багатотактні АЦП займають проміжне положення між багатоступінчастими АЦП та АЦП послідовного наближення.

Прикладами багатотактних АЦП є тритактний 12-розрядний AD7886 з часом перетворення 1 мкс., або тритактний 16-розрядний AD1382 з часом перетворення 2 мкс. Тому максимальна частота сигналу не може перебільшувати:

$$F_{\max} < 2/t_{\text{перет}} = 2/2 \cdot 10^{-6} = 1(\text{МГц})$$

### 1.5 Конвеєрні АЦП

Швидкодія багатоступінчастого АЦП можна підвищити, застосувавши конвеєрний принцип багатоступінчастої обробки вхідного сигналу. У звичайному багатоступінчастому АЦП (рисунок 2.2) спочатку відбувається формування старших розрядів вихідного слова перетворювачем АЦП1, а потім йде період установлення вихідного сигналу ЦАП. На цьому інтервалі АЦП2 простоє. На другому етапі під час перетворення залишку перетворювачем АЦП2 простоє АЦП1. Ввівши елементи затримки аналогового та цифрового сигналів між ступенями перетворювача, отримаємо конвеєрний АЦП, схема 8-розрядного варіанта якого наведена на рисунку 1.6 [7].

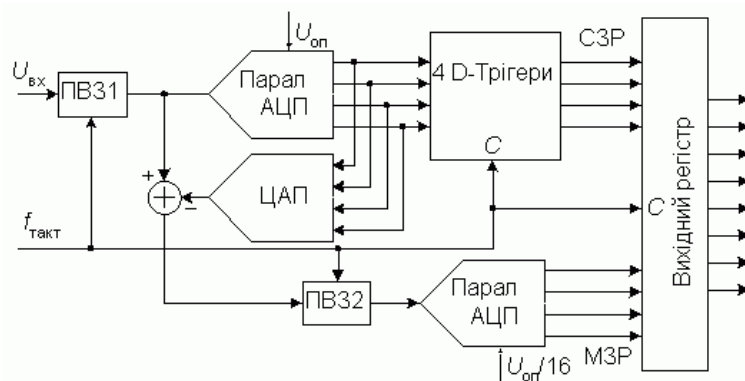


Рисунок 1.6 – Структурна схема конвеєрного АЦП

Роль аналогового елемента затримки виконує пристрій вибірки-зберігання ПВХ2, а цифрового - чотири D-тригери.

Тригери затримують передачу старшого напівбайта у вихідний регістр на один період тактового сигналу CLK.

Сигнали вибірки, що сформовані із тактового сигналу, надходять на ПВХ1 та ПВХ2 у різні моменти часу (рис. 1.7) [7].

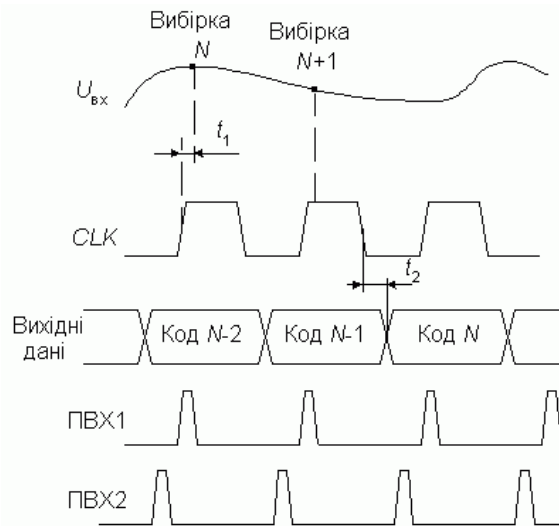


Рисунок 1.7 - Діаграми роботи конвеєрного АЦП

ПВХ2 переводиться в режим збереження пізніше, ніж ПВХ1 на час, рівний сумарній затримці поширення сигналу по АЦП1 та ЦАП. Задній фронт тактового сигналу керує записом кодів у D-тригери та вихідний регістр. Повна обробка вхідного сигналу займає біля двох періодів CLK, але частота появи нових значень вихідного коду дорівнює частоті тактового сигналу.

Таким чином, конвеєрна архітектура дозволяє істотно (у кілька разів) підвищити максимальну частоту вибірок багатоступінчастого АЦП. Те, що при цьому зберігається сумарна затримка проходження сигналу, яка відповідає звичайному багатоступінчастому АЦП із рівною кількістю ступенів, не має істотного значення, тому що час наступної цифрової обробки цих сигналів усе рівно багаторазово перевершує цю затримку. За рахунок цього можна без програшу у швидкодії збільшити кількість ступенів АЦП, понизивши розрядність кожної ступені. У свою чергу, збільшення кількості ступенів перетворення зменшує складність АЦП. Дійсно, наприклад, для побудови 12-розрядного АЦП із чотирьох 3-розрядних необхідно 28 компараторів, тоді як його реалізація з двох 6-розрядних зажадає

126 компараторів Конвеєрну архітектуру має велика кількість багатоступінчастих АЦП, які випускаються в даний час. Зокрема, 2-ступеневий 10-розрядний AD9040A, що виконує до 40 млн. перетворень у секунду (Мпс), 4-ступеневий 12-розрядний AD9220 (10 Мпс), що споживає всього 250 мвт, та ін. При виборі конвеєрного АЦП варто мати на увазі, що багато з них не допускають роботу з низькою частотою вибірок. Наприклад, виробник не рекомендує роботу ІМС AD9040A з частотою перетворень менше 10 Мпс, 3-ступеневого 12-розрядного AD9022 з частотою менше 2 Мпс і т.д. Це викликано тим, що внутрішні ПВХ мають досить високу швидкість розряду конденсаторів збереження, тому робота з великим тактовим періодом приводить до значної зміни перетворюваного сигналу в ході перетворення.

### 1.6 АЦП послідовного відліку

Цей перетворювач є типовим прикладом послідовних АЦП із одиничним наближенням та складається з компаратора, лічильника та ЦАП (рис. 1.8) [8].

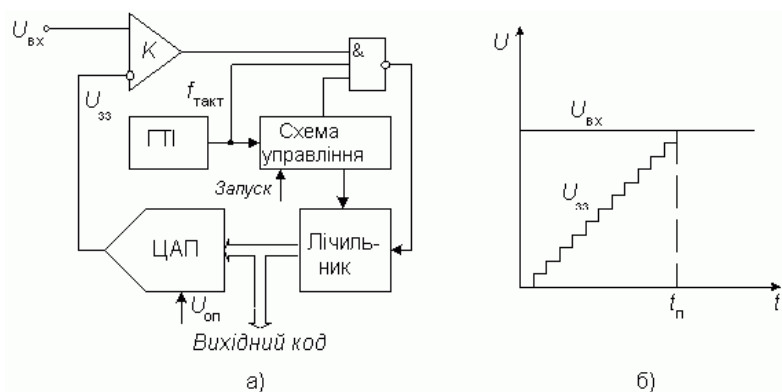


Рисунок 1.8 – Структурна схема АЦП послідовного відліку

На один вхід компаратора надходить вхідний сигнал, а на інший – сигнал зворотного зв'язку з ЦАП.

Робота перетворювача починається з приходу імпульсу запуску, який включає лічильник, котрий підсумовує кількість імпульсів, які надходять від генератора тактових імпульсів ГТІ. Вихідний код лічильника подається на ЦАП, що здійснює його перетворення в напругу зворотного зв'язку  $U_{ос}$ .

Процес перетворення продовжується доти, поки напруга зворотного зв'язку зрівняється з вхідною напругою та переключиться компаратор, який своїм вихідним сигналом припинить

надходження тактових імпульсів на лічильник. Перехід виходу компаратора з 1 у 0 означає завершення процесу перетворення.

Вихідний код, який пропорційний вхідній напрузі в момент закінчення перетворення, зчитується з виходу лічильника.

Час перетворення АЦП цього типу є змінним та визначається вхідною напругою. Його максимальне значення відповідає максимальній вхідній напрузі та при розрядності двійкового лічильника  $N$  та частоті тактових імпульсів  $f_{\text{такт}}$  дорівнює [8]:

$$t_{\text{ін.макс}} = (2N-1) / \text{такт} \quad (1.8)$$

Наприклад, при  $N = 10$  та  $f_{\text{такт}} = 1$  МГц  $t_{\text{ін.макс}} = 1024$  мкс., що забезпечує максимальну частоту вибірок порядку 1 кГц.

Статична похибка перетворення визначається сумарною статичною похибкою використовуваних ЦАП та компаратора. Частоту лічильних імпульсів необхідно вибирати з урахуванням завершення перехідних процесів в них.

При роботі без пристрою вибірки-зберігання апертурний час збігається з часом перетворення. Як наслідок, результат перетворення надзвичайно сильно залежить від пульсацій вхідної напруги. При наявності високочастотних пульсацій середнє значення вихідного коду нелінійно залежить від середнього значення вхідної напруги. Це означає, що АЦП даного типу без пристрою вибірки-зберігання придатні для роботи з постійними чи такими, що повільно змінюються напругами, які за час перетворення змінюються не більш, ніж на значення кванта перетворення.

Таким чином, особливістю АЦП послідовного відліку є невелика частота дискретизації, що досягає декількох кілогерц. Перевагою АЦП даного класу є порівняльна простота побудови, обумовлена послідовним характером виконання процесу перетворення.

### 1.7 АЦП послідовного наближення

Перетворювач цього типу, який у літературі також називають АЦП із порозрядним врівноваженням, є найбільш розповсюдженим варіантом послідовних АЦП [8].

В основі роботи цього класу перетворювачів лежить принцип дихотомії, тобто послідовного порівняння вимірюваної величини з  $1/2$ ,  $1/4$ ,  $1/8$  та т.д. від можливого максимального її значення.

Це дозволяє для  $N$ -розрядного АЦП послідовного наближення виконати весь процес перетворення за  $N$  послідовних кроків (ітерацій) замість  $2^N - 1$  при використанні послідовного



відліку та отримати істотний виграш у швидкодії. Так, уже при  $N=10$  цей виграш досягає 100 разів та дозволяє отримати за допомогою таких АЦП до 105...106 перетворень у секунду.

У той же час статична похибка цього типу перетворювачів, обумовлена в основному використанням у ньому ЦАП, може бути дуже малою, що дозволяє реалізувати роздільну здатність до 18 двійкових розрядів при частоті вибірок до 200 кГц (наприклад, DSP101 фірми Burr-Brown).

Розглянемо принципи побудови та роботи АЦП послідовного наближення на прикладі класичної структури (рисунок 2.7а) 4-розрядного перетворювача, що складається з трьох основних вузлів: компаратора, регістра послідовного наближення (РПН) та ЦАП [8].

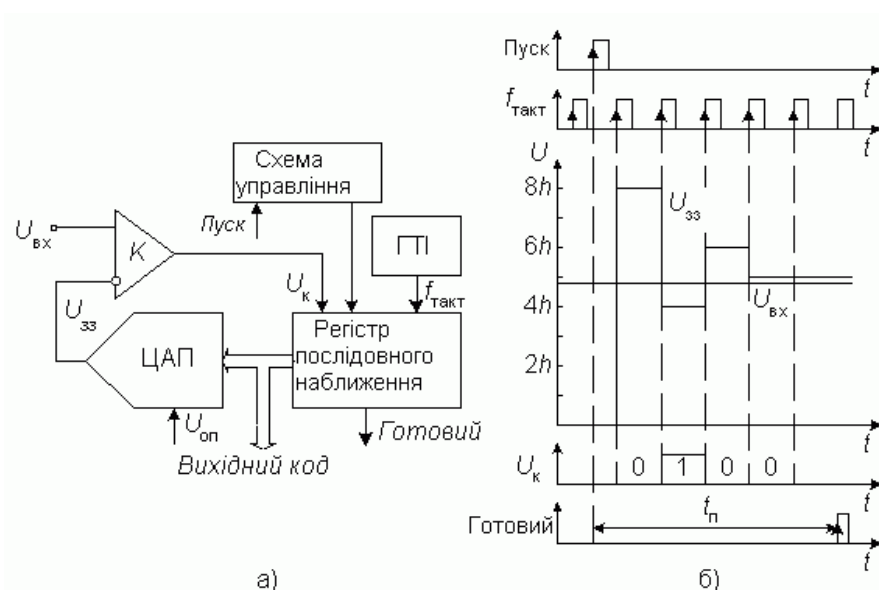


Рисунок 1.9 – Структурна схема та часові діаграми АЦП послідовного наближення

Після подачі команди "Пуск" із приходом першого тактового імпульсу РПН примусово задає на вхід ЦАП код, який дорівнює половині його шкали (для 4-розрядного ЦАП це  $1000_2=8_{10}$ ). Завдяки цьому напруга  $U_{ос}$  на виході ЦАП (рисунок 1.9б) [8]:

$$U_{ос}=2^3h. \quad (1.9)$$

де  $h$  - квант вихідної напруги ЦАП, що відповідає одиниці молодшого розряду (ОМР).

Ця величина складає половину можливого діапазону перетворюваних сигналів. Якщо вхідна напруга більша, ніж ця величина, то на виході компаратора встановлюється 1, якщо

менша, то 0. У цьому останньому випадку схема управління повинна переключити старший розряд  $d_3$  назад у стан нуля. Безпосередньо слідом за цим залишок  $U_{вх} - d^3 2^3 h$  таким же чином порівнюється з найближчим молодшим розрядом.

Після чотирьох подібних кроків, що вирівнюють, у регістрі послідовного наближення виявляється двійкове число, з якого після цифро-аналогового перетворення виходить напруга, що відповідає  $U_{вх}$  із точністю до 1 ОМР.

Вихідне число може бути зчитане з РПН у виді паралельного двійкового коду по  $N$  лініях. Крім того, у процесі перетворення на виході компаратора, як це видно з рисунок б, формується вихідне число у виді послідовного коду старшими розрядами вперед.

Швидкодія АЦП даного типу визначається сумою часу встановлення твст ЦАП до сталого значення з похибкою, що не перевищує 0,5 ОМР, часу переключення компаратора  $t_{до}$  та затримки поширення сигналу в регістрі послідовного наближення  $t_3$ . Сума  $t_{до} + t_3$  є величиною постійною, а  $t_{вст}$  зменшується зі зменшенням ваги розряду. Отже для визначення молодших розрядів може бути використана більш висока тактова частота. При порозрядній варіації  $f_{такт}$  можливе зменшення часу перетворення  $t_{ін}$  на 40%. Для цього до складу АЦП може бути включений контролер.

При роботі без пристрою вибірки-зберігання апертурний час дорівнює часові між початком та фактичним закінченням перетворення, яке так само, як в АЦП послідовного відліку, по суті залежить від вхідного сигналу, тобто є змінним. Виникаючі при цьому апертурні похибки носять також нелінійний характер. Тому для ефективного використання АЦП послідовного наближення, між його входом та джерелом перетвореного сигналу варто включати ПВХ.

Більшість випускаються в дійсний час ІМС АЦП послідовного наближення (наприклад, 12-розрядний MAX191, 16-розрядний AD7882 та ін.), має убудовані пристрої вибірки-зберігання, чи, частіше, пристрої спостереження-збереження (track-hold), керовані сигналом запуску АЦП.

Пристрій спостереження-збереження відрізняється тим, що постійно знаходиться в режимі вибірки, переходячи в режим збереження тільки на час перетворення сигналу.

Даний клас АЦП займає проміжне положення по швидкодії, вартості та роздільній здатності між послідовно-паралельними та інтегруючими АЦП та знаходить широке застосування в системах управління, контролю та цифрової

обробки сигналів.

## 1.8 Інтегруючі АЦП

Недоліком розглянутих вище послідовних АЦП є низька завадостійкість результатів перетворення. Дійсно, вибірка миттєвого значення вхідної напруги, переважно включає доданок у виді миттєвого значення завади. Згодом при цифровій обробці послідовності вибірок ця складова може бути подавлена, однак на це потрібен час та обчислювальні ресурси.

У АЦП, що розглянуті раніше, вхідний сигнал інтегрується або безупинно, або у визначеному часовому діапазоні, тривалість якого переважно вибирається кратною періоду завади. Це дозволяє в багатьох випадках придушити заваду ще на етапі перетворення. Платою за це є понижена швидкодія інтегруючих АЦП [9].

## 1.9 АЦП багатотактного інтегрування

Спрощена схема АЦП, який працює в два основних такти (АЦП двотактного інтегрування), наведена на рисунку 1.10 [9].

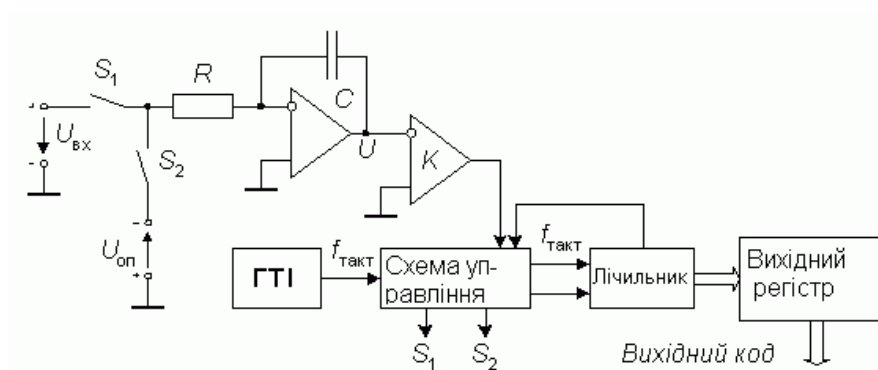


Рисунок 1.10 – Спрощена схема АЦП двотактного інтегрування

Перетворення проходить на протязі двох стадій: стадії інтегрування та стадії відліку. На початку першої стадії ключ  $S_1$  замкнутий, а ключ  $S_2$  розімкнутий. Інтегратор І інтегрує вхідну напругу  $U_{вх}$ . Час інтегрування вхідної напруги  $t_1$  постійний; як таймер використовується лічильник з коефіцієнтом перерахування  $K_{л}$ , так, що

$$t_1 = K_{сч} / f_{такт} \quad (1.10)$$

До моменту закінчення інтегрування вихідна напруга інтегратора складає [9]

$$U_{\text{н}}(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{\text{вх}}(t) dt = -\frac{U_{\text{вх.ср}} K}{f_{\text{ТАКТ}} R C} \quad (1.11)$$

де  $U_{\text{вх.ср}}$  – середнє за час  $t_1$  значення вхідної напруги.

Після закінчення стадії інтегрування ключ  $S_1$  розмикається, а ключ  $S_2$  замикається та опорна напруга  $U_{\text{оп}}$  надходить на вхід інтегратора. При цьому вибирається опорна напруга, протилежна за знаком вхідній напрузі. На стадії відліку вихідна напруга інтегратора лінійно зменшується за абсолютною величиною, як показано на рисунку 1.11 [9].

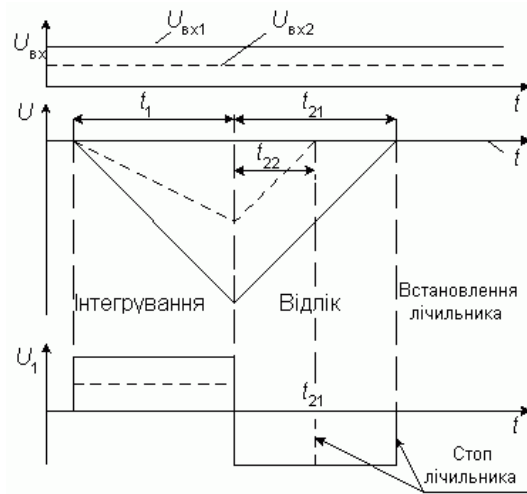


Рисунок 1.11 - Часові діаграми АЦП двотактного інтегрування

Стадія відліку закінчується, коли вихідна напруга інтегратора переходить через нуль. При цьому компаратор  $K$  переключається та відлік зупиняється.

Діапазон часу, у якому проходить стадія відліку, визначається рівнянням [9]

$$U_{\text{н}}(t_1) + \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_1+t_2} U_{\text{оп}} dt = 0 \quad (1.12)$$

Підставивши значення  $U_{\text{н}}(t_1)$  з (1.3) у (1.4) з урахуванням того, що

$$t_2 = n_2 / f_{\text{такт}} \quad (1.13)$$

де  $n_2$  – вміст лічильника після закінчення стадії відліку, отримаємо результат

$$n_2 = (U_{вх\ cр} K_{сч}) / U_{он} \quad (1.14)$$

З цієї формули випливає, що відмінною рисою методу багатотактного інтегрування є те, що ні тактова частота, ні постійна інтегрування RC не впливають на результат. Необхідно тільки вимагати, щоб тактова частота протягом часу  $t_1+t_2$  залишалася постійною.

Це можна забезпечити при використанні простого тактового генератора, оскільки істотні часові чи температурні дрейфи частоти відбуваються за час який більший, ніж час перетворення.

При виведенні виразів (1.2)...(1.6) слідує, що в остаточний результат входять не миттєві значення перетворюваної напруги, а тільки значення, усереднені за час  $t_1$ .

Тому змінна напруга послаблюється тим сильніше, чим вища її частота.

Визначимо коефіцієнт передачі завади  $K_{п}$  для АЦП двотактного інтегрування.

Нехай на вхід інтегратора надходить гармонійний сигнал одиничної амплітуди частотою  $f$  з довільною початковою фазою  $j$ .

Середнє значення цього сигналу за час інтегрування  $t_1$  дорівнює [9]

$$U_{ср} = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \sin(2\pi ft + \varphi) dt = \frac{\sin(\pi ft_1 + \varphi) \sin \pi ft_1}{\pi ft_1} \quad (1.15)$$

Ця величина досягає максимуму за модулем при  $\varphi = \pm k\pi$ ,  $k=0, 1, 2, \dots$

У цьому випадку [9]

$$K_{п} = \left| \frac{\sin^2 \pi ft_1}{\pi ft_1} \right| \quad (1.16)$$

На рисунку 1.11 наведена частотна характеристика коефіцієнта придушення завад АЦП двотактного інтегрування.

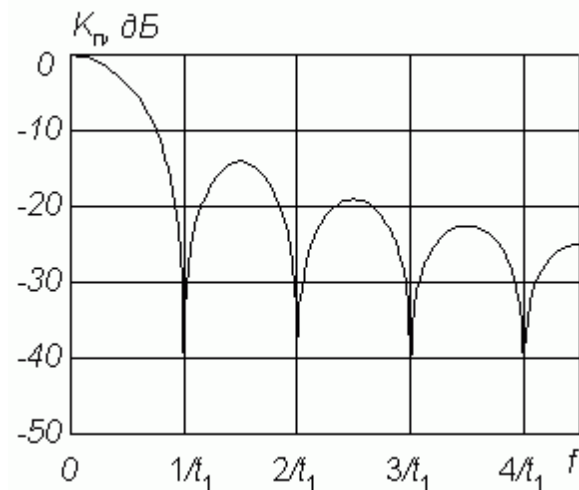


Рисунок 1.11 – Частотна характеристика коефіцієнта придушення завад АЦП двотактного інтегрування

З (2.8) випливає, що змінна напруга, період якої в ціле число раз менший  $t_1$ , придушується зовсім (рисунок 2.10). Тому доцільно вибрати тактову частоту такою, щоб добуток  $K_{сч} f_{такт}$  був би рівним, чи кратним періодові напруги промислової мережі

### 1.10 Сіigma-дельта АЦП

АЦП багатотактного інтегрування мають ряд недоліків [10].

По-перше, не лінійність перехідної статичної характеристики операційного підсилювача, на якому виконують інтегратор, помітним чином позначається на інтегральній нелінійності характеристики перетворення АЦП високої роздільної здатності.

Для зменшення впливу цього фактора АЦП виготовляють багатотактними.

Наприклад, 13-розрядний AD7550 виконує перетворення в чотири такти [11].

Іншим недоліком цих АЦП є та обставина, що інтегрування вхідного сигналу займає в циклі перетворення тільки приблизно третю частину. Дві третини циклу перетворювач не приймає вхідний сигнал. Це погіршує завадостійкісні властивості інтегруючого АЦП. По-третє, АЦП багатотактного інтегрування повинен мати досить велику кількість зовнішніх резисторів та конденсаторів з високоякісним діелектриком, що значно збільшує місце, яке перетворювач займає на платі та, як наслідок, підсилює вплив завад.

Ці недоліки багато в чому усунуті в конструкції сіigma-дельта АЦП (у ранній літературі ці перетворювачі називалися АЦП із врівноваженням чи балансом зарядів). Своєю назвою ці

перетворювачі зобов'язані наявністю в них двох блоків: суматора (позначення операції -  $\Sigma$ ) та інтегратора (позначення операції -  $\Delta$ ).

Один із принципів, закладених у такого роду перетворювачах, що дозволяє зменшити похибку, внесену шумами, а отже збільшити роздільну здатність - це усереднення результатів виміру на великому діапазоні часу

Основні вузли АЦП – це сігма-дельта модулятор та цифровий фільтр.

На рисунку 1.12 наведена структурна схема сігма-дельта модулятора [10].

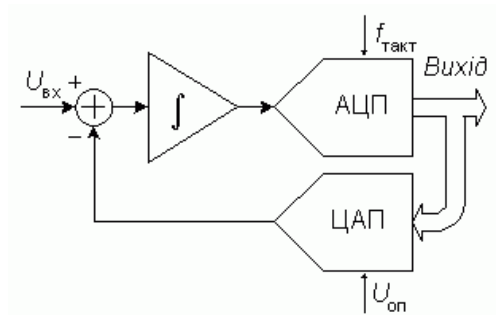


Рисунок 1.12 – Структурна схема сігма-дельта модулятора

Робота цієї схеми заснована на відніманні від вхідного сигналу  $U_{вх}(t)$  величини сигналу на виході ЦАП, отриманої на попередньому такті роботи схеми. Отримана різниця інтегрується, а потім перетвориться в код паралельним АЦП невисокої розрядності. Послідовність кодів надходить на цифровий фільтр нижніх частот.

Порядок модулятора визначається кількістю інтеграторів та суматорів у його схемі. Сігма-дельта модулятори  $N$ -го порядку містять  $N$  суматорів та  $N$  інтеграторів та забезпечують більше співвідношення сигнал/шум при тій ж частоті відліків, ніж модулятори першого порядку. Прикладами сігма-дельта модуляторів високого порядку є одноканальний AD7720 сьомого порядку та двохканальний ADMOD79 п'ятого порядку.

Схема  $n$ -розрядного сігма-дельта модулятора першого порядку наведена на рисунку 1.13 [10].

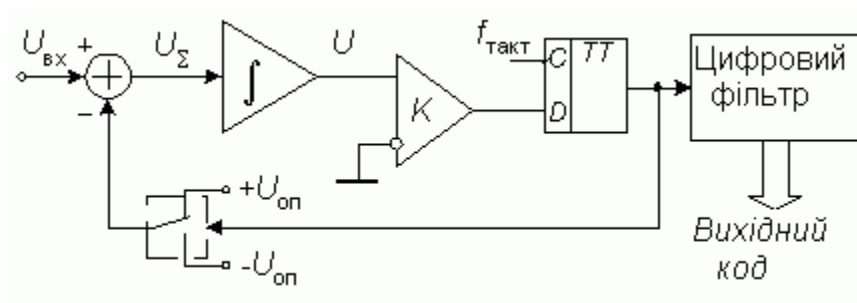


Рисунок 1.13 – Структурна схема сігма-дельта АЦП

Найширше в складі ІМС використовуються однобітні сігма-дельта модулятори, у яких у якості АЦП використовується компаратор, а в якості ЦАП – аналоговий комутатор. Принцип дії пояснений у таблиці 2 на прикладі перетворення вхідного сигналу, рівного 0,6В, при  $U_{on}=1$  В.

Нехай постійна часу інтегрування інтегратора чисельно дорівнює періодові тактових імпульсів. У нульовому періоді вихідна напруга інтегратора скидається в нуль.

На виході ЦАП також встановлюється нульова напруга. Потім схема проходить через показану в таблиці 1.2 послідовність станів

Таблиця 1.2 – Послідовність станів на виході ЦАП

$U_{вх}=0,6$ В					$U_{вх}=0$ В				
N такту	$U_{\Sigma}$ , У	$U_i$ , В	$U_k$ , біт	$U_{ЦАП}$ , В	N такту	$U_{\Sigma}$ , У	$U_i$ , В	$U_k$ , біт	$U_{ЦАП}$ , В
1	0,6	0,6	1	1	1	1	1	1	1
2	-0,4	0,2	1	1	2	-1	0	0	-1
3	-0,4	-0,2	0	-1	3	1	1	1	1
4	1,6	1,4	1	1	4	-1	0	0	-1
5	-0,4	1,0	1	1	5	1	1	1	1
6	-0,4	0,6	1	1	6	-1	0	0	-1
7	-0,4	0,2	1	1	7	1	1	1	1
8	-0,4	-0,2	0	-1	8	-1	0	0	-1
9	1,6	1,4	1	1	9	1	1	1	1
10	-0,4	1,0	1	1	10	-1	0	0	-1
11	-0,4	0,6	1	1	11	1	1	1	1
12	-0,4	0,2	1	1	12	-1	0	0	-1
13	-0,4	-0,2	0	-1	13	1	1	1	1
14	1,6	1,4	1	1	14	-1	0	0	-1
15	-0,4	1,0	1	1	15	1	1	1	1
16	-0,4	0,6	1	1	16	-1	0	0	-1

У тактові періоди 2 та 7 стани системи ідентичні, тому що при незмінному вхідному сигналі  $U_{вх}=0,6$ В цикл роботи займає п'ять тактових періодів. Усереднення вихідного сигналу ЦАП за цикл дійсно дає величину напруги 0,6 В:

$$(1-1+1+1+1)/5=0,6 \text{ В.}$$

Для формування вихідного коду такого перетворювача необхідно яким-небудь чином перетворити послідовність біт на виході компаратора у виді унітарного коду в послідовний чи паралельний двійковий позиційний код. У найпростішому випадку це можна зробити за



допомогою двійкового лічильника. Візьмемо в нашому прикладі 4-розрядний лічильник. Підрахунок біт на виході компаратора за 16-ти тактний цикл дає число 13.

Нескладно побачити, що при  $U_{вх}=1$  В на виході компаратора завжди буде одиниця, що дає за цикл число 16, тобто переповнення лічильника.

Навпаки, при  $U_{вх}=-1$  В на виході компаратора завжди буде нуль, що дає рівний нулю вміст лічильника наприкінці циклу. У випадку, якщо  $U_{вх}=0$  то, як це видно з табл. 2, результат відліку за цикл складе  $8_{10}$  або  $1000_2$ .

Це означає, що вихідне число АЦП представляється в зміщеному коді. У розглянутому прикладі верхня границя повної шкали складе  $1111_2$  или  $+7_{10}$ , а нижня -  $0000_2$  чи  $-8_{10}$ . При  $U_{вх}=0,6$  В, як це видно з лівої половини табл. 2, вміст лічильника складе  $13_{10}$  у зміщеному коді, що відповідає  $+5$ . З огляду на те, що  $+8$  відповідає  $U_{вх}=1$  В, знайдемо  $5 \cdot 1/8 = 0,625 > 0,6$  U.

При використанні двійкового лічильника як перетворювач потоку бітів, які надходять з виходу компаратора, необхідно виділяти фіксований цикл перетворення, тривалість якого дорівнює добуткові  $Kл \cdot t_{такт}$ . Після його закінчення повинне відбуватися зчитування результату, наприклад, за допомогою регістра та обнулення лічильника. У цьому випадку з огляду завадостійкісних властивостей сігма-дельта АЦП близькі до АЦП багатотактного інтегрування. Більш ефективним є з цього погляду застосування в сігма-дельта АЦП цифрових фільтрів з кінцевою тривалістю перехідних процесів.

У сігма-дельта АЦП зазвичай застосовуються цифрові фільтри з амплітудно-частотною характеристикою (АЧХ) виду  $(\sin x/x)^3$ . Передаточна функція такого фільтра в z-області визначається виразом [10]

$$W(z) = \left[ \frac{1 - z^{-M}}{M(1 - z^{-1})} \right]^3 \quad (1.17)$$

де  $M$  - ціле число, яке задається програмно та дорівнює відношенню тактової частоти модулятора до частоти відліків фільтра. (Частота відліків - це частота, з якої обновлюються дані).

Наприклад, для АЦП AD7714 це число може приймати значення від 19 до 4000. У частотній області модуль передаточної функції фільтра [12]

На рисунок 1.14 наведено графік амплітудно-частотної характеристики цифрового фільтра, яка побудована відповідно до виразу (13) при  $f_{такт}=38,4$  кгц та  $M = 192$ , що дає значення частоти відліків, котра збігається з першою частотою режекції фільтра АЦП,  $f_{від}=50$ Гц.

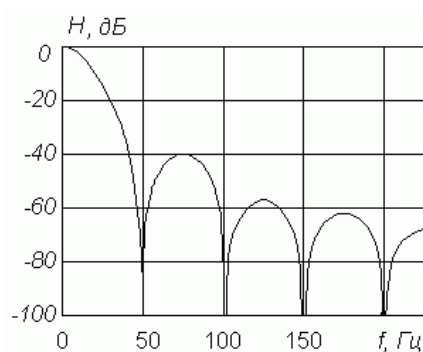


Рисунок 1.14 – АЧХ цифрового фільтра сігма-дельта АЦП

Порівняння цієї АЧХ з АЧХ коефіцієнта придушення завад АЦП із двохкратним інтегруванням (див. рис. 12) показує значно кращі завадостійкісні властивості сігма-дельта АЦП.

У той же час застосування цифрового фільтра нижніх частот у складі сігма-дельта АЦП замість лічильника викликає перехідні процеси при зміні вхідної напруги. Час установлення цифрових фільтрів з кінцевою тривалістю перехідних процесів, як впливає з їхньої назви, кінцевий та складає для фільтра виду  $(\sin x/x)^3$  чотири періоди частоти відліків, а при початковому обнуленні фільтра – три періоди.

Це знижує швидкодію систем збору даних на основі сігма-дельта АЦП. Тому випускаються ІМС AD7730 та AD7731 [13], обладнані складним цифровим фільтром, що забезпечують переключення каналів з часом установлення 1 мс при збереженні ефективної розрядності не нижче 13 біт (так званий Fast-Step режим). Звичайно цифровий фільтр виготовляється на тій ж кристалі, що і модулятор, але іноді вони випускаються у виді двох окремих ІМС (наприклад, AD1555 - модулятор четвертого порядку та AD1556 - цифровий фільтр).

Порівняння сігма-дельта АЦП із АЦП багатотактного інтегрування показує значні переваги перших. Насамперед, лінійність характеристики перетворення сігма-дельта АЦП вища, ніж у АЦП багатотактного інтегрування рівної вартості. Це пояснюється тим, що інтегратор сігма-дельта АЦП працює в значно більш вузькому динамічному діапазоні, та нелінійність перехідної характеристики підсилювача, на якому побудований інтегратор, позначається значно менше.

Ємність конденсатора інтегратора в сігма-дельта АЦП значно менша (десятки пікофарад), так що цей конденсатор може бути виготовлений прямо на кристалі ІМС. Як

наслідок, сігма-дельта АЦП практично не має зовнішніх елементів, що істотно скорочує площу, яку він займає на платі, та знижує рівень шумів.

У результаті, наприклад, 24-розрядний сігма-дельта АЦП AD7714 виготовляється у виді однокристальної ІМС у 24-вивідному корпусі, споживає 3 мвт потужності та коштує приблизно 14 доларів США, а 18-розрядний АЦП восьмитактного інтегрування HI-7159 споживає 75 мвт та коштує близько 30 доларів.

До того ж сігма-дельта АЦП починає давати правильний результат через 3-4 відліки після стрибкоподібної зміни вхідного сигналу, що при величині першої частоти режекції, рівної 50 Гц, та 20-розрядному розрішенні складає 60-80 мс, а мінімальний час перетворення АЦП HI-7159 для 18-розрядного дозволу та тієї ж частоти режекції складає 140 мс. У даний час ряд ведучих по аналого-цифровим ІМС фірм, такі як Analog Devices та Burr-Brown [14], припинили виробництво АЦП багатотактного інтегрування, цілком перейшовши в області аналого-цифрового перетворення високої роздільної здатності на сігма-дельта АЦП.

Сігма-дельта АЦП високого рівня роздільної здатності мають розвитку цифрову частину, що включає мікроконтролер. Це дозволяє реалізувати режими автоматичної установки нуля та самокалібрування повної шкали, зберігати калібровані коефіцієнти та передавати їх за запитом зовнішнього процесора.

### **1.11 Висновки до розділу 1**

У першому розділі магістерської роботи проведено огляд, дослідження та порівняльний аналіз схем АЦП, визначені їх технічні характеристики, можливості та типові схемі використання. Визначено, що при прийомі аналогового сигналу при перетворенні в цифровий код велике значення має його якісний прийом, у цьому випадку доречним є використання ФНЧ від низькочастотних шумів та інших перешкод, які впливають на його якість.

Сучасні схемні рішення каналів аналого-цифрового перетворення виконується як з зовнішніми ФНЧ, так і вбудованими в апаратну частину мікросхем. Прикладом таких мікросхем є продукція лідера сучасного ринку АЦП фірми Analog Devices.

У наступних розділах магістерської роботи необхідно дослідити використання ФНЧ в каналах прийому аналогового сигналу при його перетворенні в цифровий код, визначити їх переваги та недоліки, типові схеми застосування.

На основі проведеного дослідження розробити рекомендації щодо використання ФНЧ в каналах аналого-цифрового перетворення.

## 1.12 Перелік джерел посилань до розділу 1

1. АЦП. Загальні відомості. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://vozom.ho.ua/Adc/page11.html> (дата звернення 07.12.2020).
2. Ряд Тейлора. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Ряд\\_Тейлора](https://ru.wikipedia.org/wiki/Ряд_Тейлора) (дата звернення 08.12.2020).
3. Аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/6bilynskij\\_elektronni\\_systemy/44.htm](https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/6bilynskij_elektronni_systemy/44.htm) (дата звернення 07.12.2020).
4. Паралельні АЦП. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://vozom.ho.ua/Adc/page21.html> (дата звернення 09.12.2020).
5. Electronic Component. Max104 DataSheet. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Max104&gclid=CjwKCAiAn7L-BRBbEiwAI9UtkNcKoW0aCgk-1aZGwgghcF6jpuj6mOI\\_SmoQn704m0B-41xkal80nRoC3twQAvD\\_BwE](https://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Max104&gclid=CjwKCAiAn7L-BRBbEiwAI9UtkNcKoW0aCgk-1aZGwgghcF6jpuj6mOI_SmoQn704m0B-41xkal80nRoC3twQAvD_BwE) (дата звернення 10.12.2020).
6. Багатоступінчаті АЦП. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://vozom.ho.ua/Adc/page31.html> (дата звернення 12.12.2020).
7. Конвейерные АЦП. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://ozlib.com/867764/tehnika/konveyernye> (дата звернення 11.12.2020).
8. АЦП послідовного відліку. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://vozom.ho.ua/Adc/page41.html> (дата звернення 09.12.2020).
9. Комп'ютерна електроніка. Інтегруючі АЦП. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://org2.knuba.edu.ua/mod/book/view.php?id=32487&chapterid=533> (дата звернення 09.12.2020).
10. Сігма-дельта АЦП. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://vozom.ho.ua/Adc/page53.html> (дата звернення 11.12.2020).
11. Analog Devices. AD7557 Converter. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://datasheetspdf.com/pdf/544313/AnalogDevices/AD7550/1> (дата звернення 11.12.2020).
12. Analog Devices. AD7714 Converter. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7714.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
13. Analog Devices. AD7730 Bridge Transducer ADC. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7730\\_7730L.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7730_7730L.pdf) (дата звернення 11.12.2020).
14. Новые изделия Burr-Brown Corporation. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/01\\_04/stat\\_14.htm](http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/01_04/stat_14.htm) (дата звернення 11.12.2020).

## РОЗДІЛ 2

### ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ В КАНАЛАХ ПЕРЕТВОРЕННЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛУ В ЦИФРОВИЙ КОД

#### 2.1 Цифрові фільтри

Цифрові ФНЧ мають важливе значення для функціонування дельта-сигма АЦП, які ґрунтуються на передискретизації сигналу для виносу шуму квантування за межі спектра.

Існує кілька типів цифрових фільтрів, які використовуються в Delta-sigma АЦП, які забезпечують різні переваги і недоліки, для використання в різних додатках.

Структурна схема каналу обробки таких сигналів інформаційно-вимірювальної системи приведена на рис. 2.1 і включає в себе попередній підсилювач, фільтр нижніх частот (ФНЧ), АЦП, мікроконтролер (МК) або програмовану логічну інтегральну схему (ПЛІС) [1].

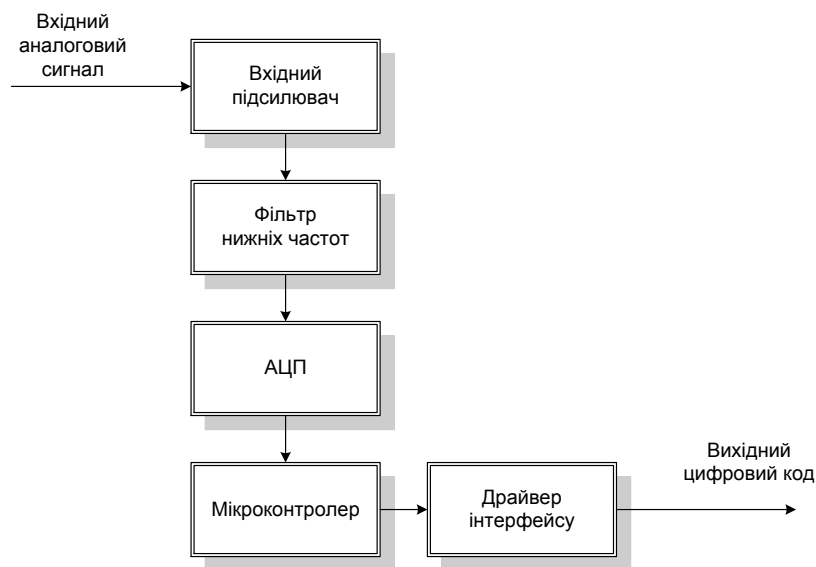


Рисунок 2.1 – Структурна схема системи для дослідження похибки компонентів ІВС

Похибки перетворення кожного з компонентів каналу обробки можна умовно розділити на статичні і динамічні похибки. Статичні похибки основних компонентів ІВС включають адитивну складову похибки перетворення, мультиплікативну складову похибки перетворення, для АЦП також необхідно враховувати складові, обумовлені диференціальною нелінійністю, інтегральною нелінійністю і похибкою квантування [1, 2]. При побудові ІВС, що здійснюють обробку таких сигналів, також необхідно враховувати

вплив шуму, викликаного впливом електромагнітних перешкод на кабель, що з'єднує датчик з входом каналу обробки, а також на інші компоненти системи. Основними способами зниження впливу даного впливу на якість обробки сигналів, які змінюються повільно, в тому числі на похибку перетворення компонентами ІВС, є:

- використання пасивних фільтрів на вході каналу обробки;
- використання активних фільтрів на вході АЦП;
- застосування алгоритмів швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) з подальшою цифровою обробкою.

Для визначення впливу частоти зрізу ФНЧ на вході АЦП на основну похибку компонентів каналу обробки аналогових сигналів ІВС розроблена система, згідно структурній схемі, зображеній на рис. 2.2 [1].



Рисунок 2.2 – Структурна схема визначення впливу частоти зрізу ФНЧ на вході АЦП на основну похибку компонентів каналу обробки аналогових сигналів ІВС

Як джерело напруги використаний імітатор резистивних датчиків типу ВТ4048, як вольтметрів 1, 2 - мікроомметр AGILENT TECHNOLOGIES 34420A [2]. Для чистоти експерименту до обох точкам схеми підключався один і той же прилад.

Для визначення похибки перетворення АЦП до мікроконтролера підключався ПК за допомогою інтерфейсу RS-485. Вхідний підсилювач реалізований на операційному підсилювачі (ОУ) типу 140УД1701 [3]. Проведено дві серії експериментів з різними типами ФНЧ і АЦП. У першому випадку фільтр був реалізований на мікросхемі типу 1478ФН2У [4],

що є фільтром нижніх частот восьмого порядку, в якості керуючого мікроконтролера - мікросхема C8051F410 [5] з використанням вбудованого аналого-цифрового перетворювача.

У другому випадку в якості АЦП була використана мікросхема AD7714, що має вбудований фільтр нижніх частот, для управління АЦП використовувалася ПЛІС типу XCR3128XL-VQ100 [6].

При проведенні експерименту на вхід підсилювача з коефіцієнтом підсилення 20 подавалася стабілізована напруга 100 мВ, контрольована вольтметром 1, коефіцієнт підсилення вхідного підсилювача контролювався за допомогою вольтметрів 1 і 2. Частота зрізу ФНЧ на основі мікросхеми типу 1478ФН2У програмувались за допомогою установки частоти тактування даної мікросхеми керуючим МК.

Частота зрізу ФНЧ, вбудованого в мікросхему типу AD7714, задавалася за допомогою запису певних значень у відповідні регістри управління даної мікросхеми керуючої ПЛІС типу XCR3128XL-VQ100.

Отримані значення основної похибки перетворення компонентів каналу обробки сигналів ІВС, що змінюються повільно, в приміщенні з нормальною електромагнітною обстановкою зведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Основна похибка перетворення компонентами ІВС

Тип АЦП	Похибка перетворення вхідним підсилювачем, %	Похибка перетворення ФНЧ, %	Похибка перетворення АЦП, %	Основна похибка перетворення системи, %
Вбудований , МК C8051F410	0,0014	0,034	0,024	0,025
AD7714	0,0014	-	0,014	0,015

Похибка перетворення фільтра нижніх частот в другій серії експериментів визначити неможливо, оскільки ФНЧ є складовою частиною АЦП типу AD7714 і його вихід не підключений ні до одного з контактів корпусу.

Отримані залежності адитивної складової похибки перетворення АЦП від частоти зрізу ФНЧ наведені на рис. 2.3.

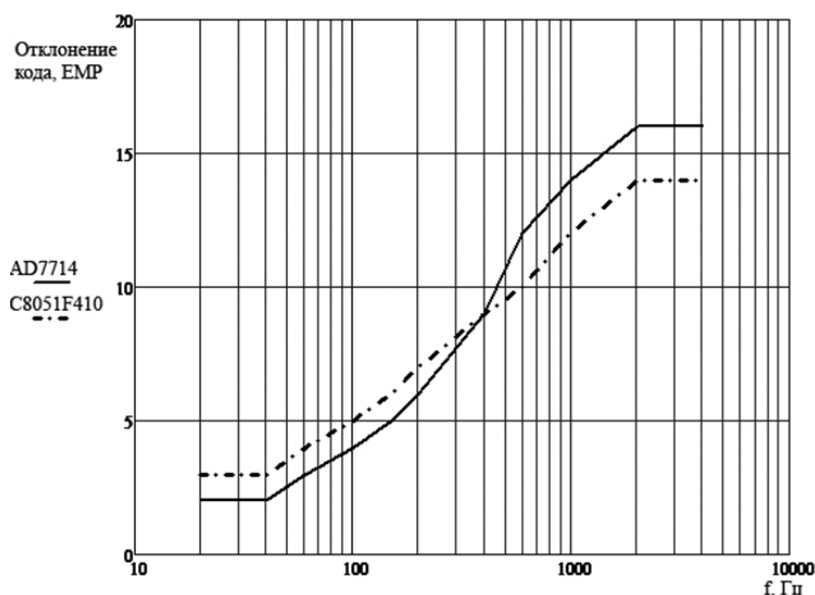


Рисунок 2.3— Залежність адитивної складової похибки перетворення АЦП від частоти зрізу ФНЧ

Крім того, встановлено, що в разі використання АЦП типу AD7714 ймовірність успішного запуску АЦП залежить від частоти зрізу вбудованого ФНЧ і частоти тактування АЦП. Зазначена залежність підтверджена проведенням експерименту з використанням 10 примірників мікросхеми типу AD7714 з трьох різних партій і трьох екземплярів керуючої ПЛІС. У всіх випадках при частоті тактування нижче 2 МГц і частоті зрізу від 80 до 110 Гц АЦП міг запускатися самостійно тільки в 80% випадків, стабільно запускатися при торканні пальцем одного з керівників висновків або не запускатись взагалі. При частоті зрізу від 40 до 80 Гц навіть при торканні пальцем АЦП міг не запускатись. При частоті зрізу нижче 40 Гц АЦП не реагував на дотик пальцем висновків, рідко (менше 10% випадків) запускався самостійно. На рис. 2.4 приведена залежність імовірного запуску АЦП від запрограмованої частоти зрізу вбудованого ФНЧ без здійснення зовнішніх впливів при частоті тактування АЦП 1 МГц.

Ініціалізація АЦП у всіх випадках проходила нормально. Встановлено, що стабільний запуск АЦП даного типу з частотою зрізу вбудованого ФНЧ нижче 110 Гц можливий тільки при частоті тактування вище 2 МГц.



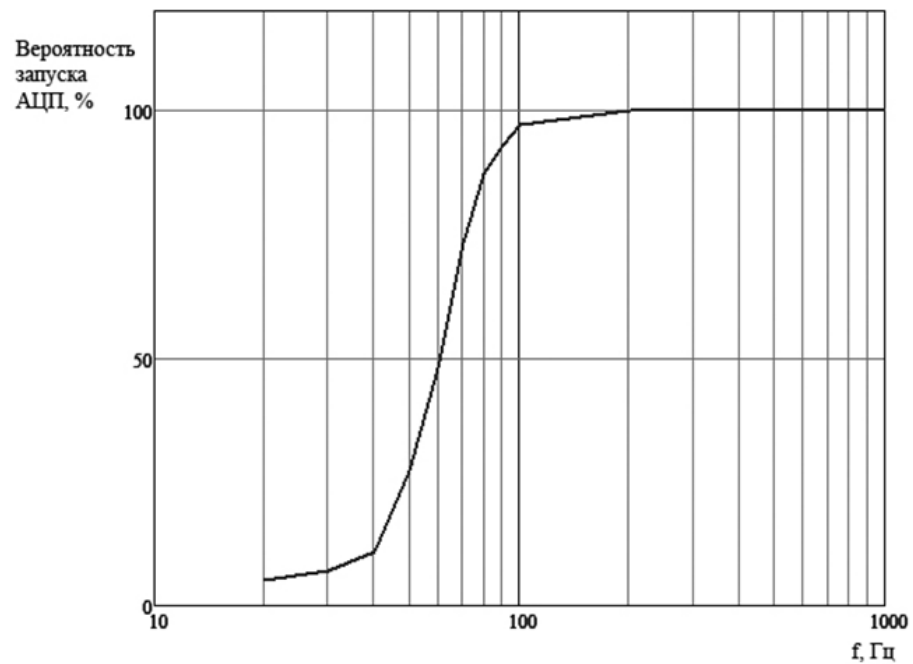


Рисунок 2.4 – Залежність запуску АЦП від частоти зрізу вбудованого ФНЧ

У багатьох цифрових пристроях для перетворення аналогових сигналів використовується АЦП. Часто аналогові сигнали містять небажаний високочастотний шум.

Щоб "очистити" сигнал від цих шумів застосовуються аналогові RC фільтри низьких частот, які встановлюються після джерела сигналу. Такий підхід не завжди ідеальний і практичний. Наприклад, для великих постійних часу потрібні великі значення R і C.

В якості альтернативи, можна "очистити" зашумлений сигнал за допомогою цифрового еквівалента аналогового RC-фільтра нижніх частот.

## 2.2 Алгоритм цифрового фільтра

По суті, програма цього цифрового фільтра складається всього з двох рядків на Сі:

$$D_{acc} = D_{acc} + D_{in} - D_{out}$$

$$D_{out} = D_{acc} / K$$

де  $D_{out}$  - вихідне значення фільтра,  $D_{in}$  - вхідний значення фільтра,  $K$  - постійний коефіцієнт, який розраховується за формулою:

$$K = T \cdot SPS \quad (2.1)$$

де  $T$  – постійна часу фільтра;

$SPS$  – частота дискретизації АЦП.

$Dacc$  і  $Dout$  повинні зберігати свої значення, після виконання алгоритму. Якщо алгоритм реалізувати у вигляді функції, то ці змінні можна просто зробити статичними.

Для 8-ми розрядних входних даних алгоритм цифрового фільтра в Сі коді може виглядати так:

```
#define SPS 9600UL
#define Trc 0.001f
#define K (SPS * Trc)
uint8_t Filtr (uint8_t data)
{
    static uint16_t Dacc = 0;
    static uint8_t Dout = 0;
    uint8_t Din = data;
    Dacc = Dacc + Din - Dout;
    Dout = Dacc / (uint16_t) K;
    return Dout;
}
```

Приклад реалізації цифрового фільтра на АТmega16.

Для наочності розглянемо реальний приклад використання цього алгоритму в мікроконтролері AVR atmega16.

Схема для імітації RC-фільтр з постійною часу представлена на рис. 2.6.

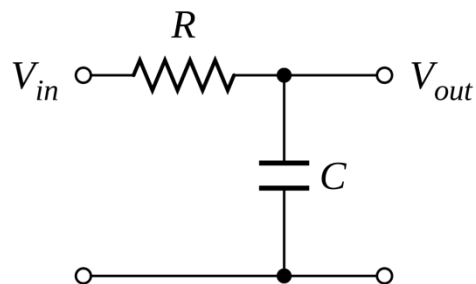


Рисунок 2.6 – Структура RC- фільтру з постійною часу

$R1 = 10 \text{ кОм};$

$C1 = 0.1 \text{ мкФ};$

$$T_{RC} = R_1 * C_1 = 10000 \text{ Ом} * (0.1/1000000);$$

$$\Phi = 0.001 \text{ сF} = 1/(2 * P_i * R_1 * C_1) = 1/(6.28 * T_{RC}) = \sim 50 \text{ Гц}.$$

Тактова частота модуля АЦП в мікроконтролерах AVR залежить від його тактової частоти і внутрішнього попереднього дільника.

Припустимо, наш мікроконтролер тактується від внутрішнього генератора з частотою 8 МГц, а переддільник в модулі АЦП встановлений рівним 64. Тоді тактова частота модуля АЦП буде дорівнює:  $F_{adc} = F_{cpu} / Pre = 8000000/64 = 125 \text{ кГц}$ .

З цієї частоти можна розрахувати частоту дискретизації АЦП при роботі в режимі безперервного перетворення, що дорівнює відношенню тактової частоти АЦП до кількості тактів, які потрібні для виконання одного перетворення.

З документації на МК можна дізнатися, що одне перетворення виконується за 13 тактів (якщо це не перше перетворення).

$F_s = F_{ADC}/n = 125000/13 = 9600 \text{ Гц}$ , так частота дискретизації дорівнює 9600 Гц, а постійна часу 0.001 с.

$$\text{Коефіцієнт фільтра } K = SPS \cdot T = 9600 \cdot 0.001 = 9.6 \sim 10.$$

Тепер всі дані відомі і можна створити тестову програму для перевірки алгоритму.

АЦП працює в режимі безперервного перетворення. У перериванні 8-ми розрядний результат перетворення обробляється алгоритмом і записується в порт С. До порту С підключена схема R-2R ЦАП на основі резисторів, щоб можна було порівняти отриманий сигнал з сигналом від аналогового RC-фільтра.

Код програми:

```
#include <ioavr.h>
#include <intrinsics.h>
#include <stdint.h>
#define SPS 9600UL
#define Trc 0.001f
#define K (SPS*Trc)int main( void )
{ /* ініціалізація АЦП*/ ADMUX = (0<<REFS1)|(1<<REFS0)|(1<<ADLAR);
  ADCSRA
1<<ADEN)|(1<<ADSC)|(1<<ADATE)|(1<<ADIE)|(1<<ADPS2)|(1<<ADPS1)|(0<<ADPS0);
  /* ініціалізація порту
  */ DDRC = 0xff; PORTC = 0x00; __enable_interrupt(); while(1);
  return 0; }
/* обробка переривання АЦП*
```

```

/#pragma vector = ADC_vect__interrupt void Adc(void)
static uint16_t Dacc = 0;
static uint8_t Dout = 0; uint8_t Din = ADCH;
Dacc = Dacc + Din - Dout;
Dout = Dacc/(uint16_t)K;
PORTC = Dout;
}

```

Тестова схема показана на рисунку 2.7

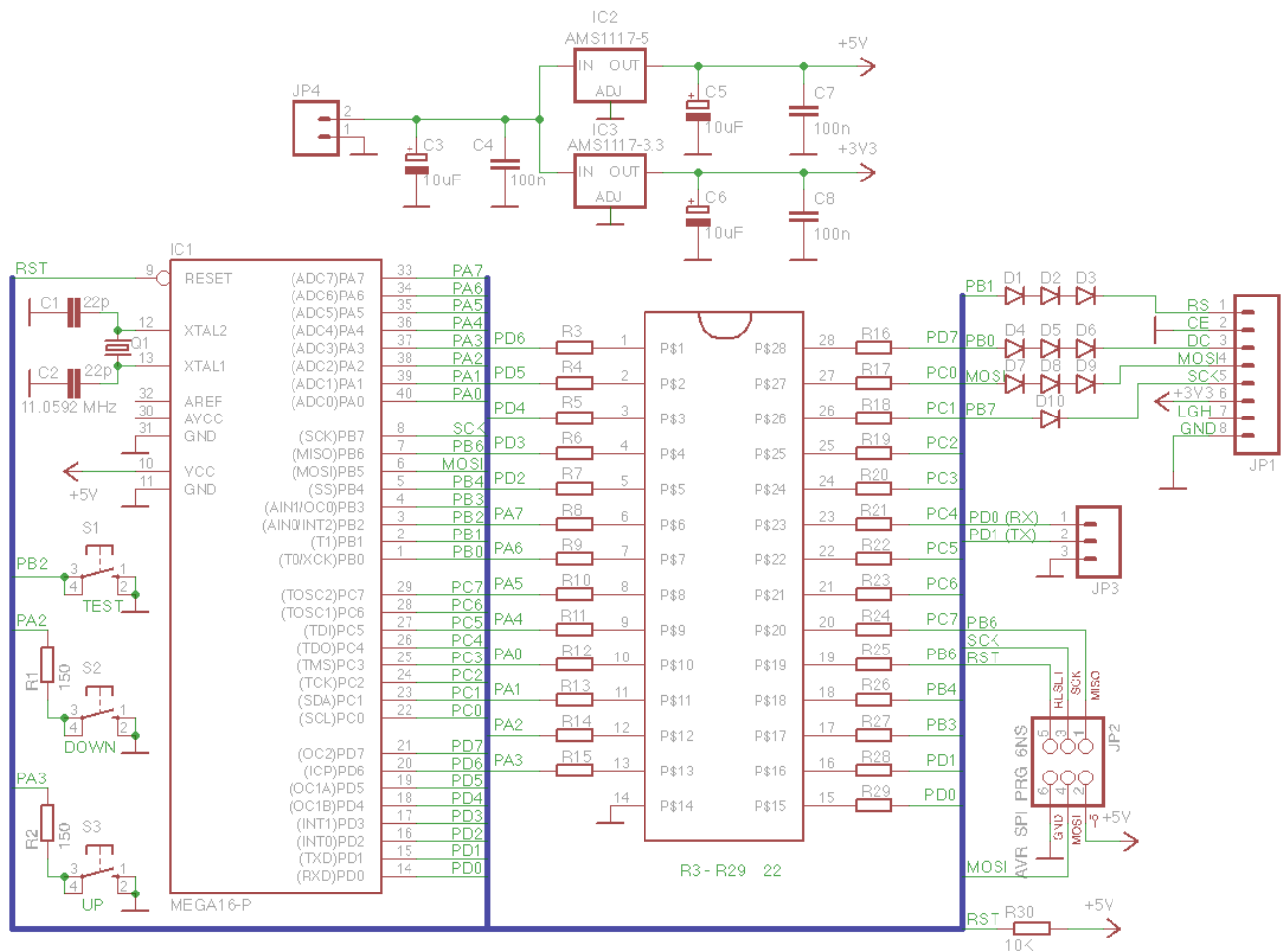


Рисунок 2.7 – Тестова схема на базі МК АТmega16

Тактова частота мікроконтролера АТmega16 – 8МГц, коефіцієнт переддільника АЦП – 64.

Результат моделювання програми у програмі Proteus показаний на рисунку 2.8.

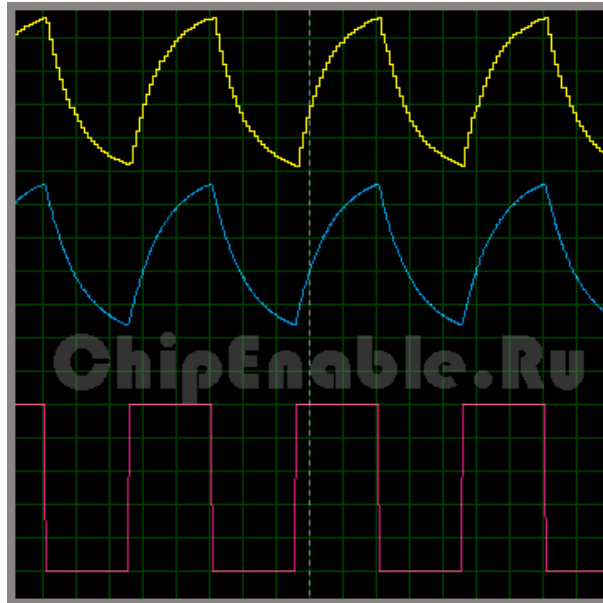


Рисунок 2.8 – Результати моделювання у програмі Proteus

Червоний сигнал – це вхідний меандр частотою 200 Гц, синій - сигнал на виході RC фільтра з постійною часу 0.001 с, а жовтий - сигнал оброблений мікроконтролером. Він має ступінчасту форму, так як після ЦАП піддавався фільтрації.

Як видно з рисунка 2.8, форма сигналу мікроконтролера досить точно повторює сигнал з виходу RC-фільтра.

Для найбільшої швидкодії коефіцієнт  $K$  краще вибирати кратним ступеня 2 (наприклад 2, 4, 8 ..), тоді компілятор буде замінювати операцію ділення зрушеннями. В іншому випадку при високій частоті дискретизації, мікроконтролер може не встигати розраховувати наступне вихідне значення фільтра.

Також необхідно врахувати той момент, що при великих значеннях коефіцієнта  $K$ , змінна  $Dacc$  повинна мати достатню розрядність.

### 2.3 Висновки до розділу 2

У другому розділі магістерської роботи досліджено вплив параметрів фільтра нижніх частот на вході аналого-цифрового перетворювача інформаційно-вимірювальної системи на основну похибку перетворення при обробці сигналів, які змінюються повільно. Встановлено, що при побудові інформаційно-вимірювальних систем, що здійснюють цифрову обробку таких аналогових сигналів для отримання значення адитивної складової похибки перетворення на рівні 4-5 ОМР, необхідно використання фільтра нижніх частот, включеного

в тракт проходження аналогового сигналу перед АЦП з частотою зрізу не вище 100 Гц. Також встановлено, що при використанні АЦП типу AD7714, що має вбудований ФНЧ, ймовірність успішного запуску АЦП даного типу залежить від запрограмованої частоти зрізу вбудованого ФНЧ і частоти тактування.

Рекомендується тактування АЦП даного типу частотою не нижче 2 МГц (оптимально значення 2,4576 МГц, що може бути нездійснено при використанні деяких типів МК і ПЛІС. У такому випадку для досягнення прийняттого значення адитивної складової похибки аналого-цифрового перетворення при використанні АЦП даного типу рекомендується підвищення частоти зрізу до 110-120 Гц при зниженні частоти тактування до 1МГц.

## 2.4 Перелік джерел посилань до розділу 2

1. Михайло Паламар. Проектування комп'ютеризованих вимірювальних систем і комплексів. Навчальний посібник. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://elartu.tntu.edu.ua/bitstream/lib/28670/1/Проектування%20комп'ютеризованих%20вимірювальних%20систем%20і%20комплексів.pdf> (дата звернення 08.12.2020).

2. 34420A Цифровой нановольтметр/микроомметр. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.keysight.com/ru/pdx-2912898-pn-34420A/micro-ohm-meter-7-digit?cc=RU&lc=rus> (дата звернення 08.12.2020).

3. 140УД1701А. Операционный усилитель со сверхмалым коэффициентом смещения. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://batcom.ru/products/mikroskhemy/140/140ud1701a/> (дата звернення 11.12.2020).

4. Микросхема 1478ФН2У. ФНЧ Баттерворта 8-го порядка. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.nzpp.ru/product/gotovye-izdeli/1478FN2U.pdf> (дата звернення 11.12.2020).

5. C8051F410 Datasheet (PDF) - Silicon Laboratories. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/547639/SILABS/C8051F410.html> (дата звернення 11.12.2020).

6. Xilinx. XCR3128XL 128 Macrocell CPLD. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds016.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds016.pdf) (дата звернення 11.12.2020).

## РОЗДІЛ 3

### ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ

#### 3.1 Основні задачі при прийомі сигналів

Центральною проблемою вимірювальної техніки залишається проблема захисту від перешкод в ІВС. Система зв'язку повинна бути спроектованою так, щоб вона була здатна найкращим чином протистояти дії перешкод.

Проблема завадостійкості включає в себе велику кількість інших проблем, що охоплюють всі розділи радіотехніки: генерування потужних коливань, освоєння і вибір хвиль, що забезпечує сприятливі умови поширення, використання антен спрямованої дії, пошуки нових видів радіосигналів і нових способів їх обробки на тлі перешкод тощо [1].

Для теорії радіотехнічних ланцюгів і сигналів особливий інтерес представляє можливість ослаблення шкідливого впливу перешкоди за допомогою лінійної фільтрації, заснованої на використанні лінійних частотних фільтрів. Протягом тривалого періоду розвитку радіотехніки до подібних частотним фільтрам пред'являлося вимога максимально рівномірного пропускання спектру сигналу і можливо більш повного придушення частот поза цього спектру. Ідеальним вважався фільтр з прямокутної П-подібної АЧХ.

З розвитком теорії інформації та статистичної теорії виявлення сигналів трактування функцій лінійного фільтра, а також підхід до його побудови істотно змінилися. Стало очевидним, що зазначена вище трактування має такі недоліки:

- не враховується форма сигналу (яка може бути різною при одній і тій же ширині спектра сигналу);
- не враховуються статистичні властивості перешкоди.

Тому фільтр з П-подібної АЧХ не є оптимальним в тих випадках, коли є апріорна інформація про форму сигналу і характеристики перешкоди [2].

Корінний перелом в теорії і практиці лінійної фільтрації пов'язаний з появою робіт Н. Вінера, А. Н. Колмогорова, В. А. Котельникова та інших вчених [3], які поставили і вирішили задачу синтезу фільтра, оптимального в певному сенсі для прийому заданого сигналу, що діє на тлі перешкоди з заданими статистичними характеристиками.

Залежно від розв'язуваної задачі - виявлення сигналу, вимір його параметрів або дозвіл (розрізнення) сигналів – критерії оптимальності можуть бути різними. Для завдання виявлення сигналів в шумах найбільшого поширення набув критерій максимуму відношення сигнал-перешкода на виході фільтра.

Вимоги до фільтру, що створює максимум відношення сигнал-перешкода, можна сформулювати наступним чином.

На вхід лінійного чотирьохполюсника з постійними параметрами і передавальною функцією  $K(i\omega)$  подається адитивна суміш сигналу  $s(t)$  і шуму  $n(t)$  (рис. 3.1). Сигнал повністю відомий; це означає, що задані його форма і положення на осі часу [4].



Рисунок 3.1 – Впів сигналу перешкоди на лінійний чотирьохполюсник

Шум являє собою випадковий процес із заданими статистичними характеристиками. Потрібно синтезувати фільтр, який забезпечує отримання на виході найбільшого можливого відношення пікового значення сигналу до середньоквадратичного значення шуму. При цьому не ставиться умова збереження форми сигналу, так як для виявлення його в шумах форма значення не має.

### 3.2 Узгоджений лінійний фільтр

Під синтезом фільтра розуміють відшукування передавальної функції фізично здійсненого фільтра, що забезпечує згадану вище максимізацію відношення сигнал-перешкода.

Передавальну функцію представимо у формі [5]:

$$K(i\omega) = K(\omega) e^{i\varphi_k(\omega)} \quad (3.1)$$

Таким чином, завдання зводиться до відшукування АЧХ  $K(\omega)$  і ФЧХ  $\varphi_k(\omega)$  оптимального фільтра. Найбільш просто ця задача вирішується для сигналу, що діє на тлі білого шуму з рівномірним спектром  $W(\omega) = W_0 = \text{const}$ .



Для відшукування оптимальної (в зазначеному сенсі) передавальної функції  $K(i\omega)$  складемо вираз для сигналу і шуму на виході фільтра спочатку окремо порізно, а потім у вигляді їх відношення.

Сигнал у фіксований момент часу  $t_0$  визначаємо загальним виразом [6]:

$$\begin{aligned} s_{\text{ВЫХ}}(t_0) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(i\omega) e^{i\omega t_0} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(i\omega) e^{i[\theta_s(\omega)+\varphi_k(\omega)+\omega t_0]} \end{aligned} \quad (3.2)$$

а середньоквадратичне значення перешкоди – виразом [6]

$$\sigma_{\text{ВЫХ}} = \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega)K^2(\omega) d\omega \right]^{1/2} = \left[ \frac{W_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega \right]^{1/2} \quad (3.3)$$

У виразі (3.2)  $S(\omega) = S(\omega) e^{i\theta_s(\omega)}$  - спектральна щільність заданого вхідного сигналу  $s(t)$ , а під  $t_0$  мається на увазі момент часу (поки ще не визначений), що відповідає максимуму (піку) сигналу на виході фільтра. Сенс і мінімально можливе значення  $t_0$  докладніше розглянуто далі, проте з простих уявлень очевидно, що для утворення піку потрібне використання всієї енергії сигналу, а це можливо не раніше закінчення дії вхідного сигналу. Іншими словами,  $t_0$  не може бути раніше моменту закінчення сигналу.

Складемо тепер відношення

$$\frac{s_{\text{ВЫХ}}(t_0)}{\sigma_{\text{ВЫХ}}} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)K(i\omega) e^{i[\theta_s(\omega)+\varphi_k(\omega)+\omega t_0]} \right|}{\left( \frac{W_0}{2\pi} \right)^{1/2} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega \right]^{1/2}} \quad (3.4)$$

Скористаємося відомою нерівністю Коші-Буняковського [7]:

$$\left| \int_a^b F_1(x)F_2(x)dx \right|^2 \leq \int_a^b |F_1(x)|^2 dx \int_a^b |F_2(x)|^2 dx \quad (3.5),$$

де  $F_1(x)$  и  $F_2(x)$  — у загальному випадку комплексні функції.

Ця нерівність обертається у рівність тільки при виконанні умови:

$$F_2(x) = AF_1^*(x), \quad (3.6)$$

тобто коли функція  $F_2(x)$  пропорційна функції, комплексно прирівнена  $F_1(x)$  ( $A$  - довільний постійний коефіцієнт).

Прирівнюючи  $F_1(x) = S(w)e^{i\theta_s(w)}$  і  $F_2(x) = K(w)e^{i[\varphi_k(w)+w_0t]}$  запишемо нерівність (3.5) у формі

$$\begin{aligned} \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(w)K(w) e^{i[\theta_s(w)+\varphi_k(w)+wt_0]} dw \right| &\leq \\ &\leq \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(w)dw \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw \right]^{1/2}, \end{aligned} \quad (3.7)$$

Тоді вираз (3.7) дозволяє скласти наступну нерівність:

$$\begin{aligned} \frac{s_{\text{ВЫХ}}(t_0)}{\sigma_{\text{ВЫХ}}} &= \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(w)K(iw) e^{i[\theta_s(w)+\varphi_k(w)+wt_0]} dw \right|}{\left( \frac{W_0}{2\pi} \right)^{1/2} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw \right]^{1/2}} \leq \\ &\leq \frac{\left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(w)dw \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw \right]^{1/2}}{\left( \frac{W_0}{2\pi} \right)^{1/2} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw \right]^{1/2}} = \frac{1}{W_0^{1/2}} \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(w)dw \right]^{1/2}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

З огляду на, що вираз в квадратних дужках правої частини цієї нерівності є не що інше, як повна енергія  $E$  вхідного сигналу, приходимо до наступного результату:

$$s_{\text{ВЫХ}}(t_0)/\sigma_{\text{ВЫХ}} \leq \sqrt{E/W_0} \quad (3.9)$$

Нарешті, з виразу (3.9) випливає, що ця нерівність обертається у рівність при виконанні умови

$$K(w)e^{i[\varphi_k(w)+wt_0]} = AS^*(w) = AS(w)e^{-i\theta_s(w)}, \quad (3.10)$$

або,

$$K(i\omega) = K(\omega)e^{i\varphi_k(\omega)} = AS^*(\omega)e^{-i\omega t_0} = AS(\omega)e^{-i[\theta_s(\omega)+\omega t_0]} \quad (3.11)$$

Отримане співвідношення повністю визначає передавальну функцію фільтра, максимізує відношення сигнал-перешкода на виході (при вхідній заваді типу білого шуму).

Функція  $K(i\omega)$ , що відповідає умові (3.11), узгоджена зі спектральними характеристиками сигналу – амплітудної і фазової.

У зв'язку з цим розглядається оптимальний фільтр, який часто називають узгодженим фільтром.

Той факт, що коефіцієнт передачі узгодженого фільтра  $K(i\omega)$  є функцією, пов'язаною по відношенню до спектру сигналу  $S(\omega)$ , вказує на існування тісного зв'язку також і між часовими характеристиками фільтра і сигналу. Для виявлення зв'язку з цим знайдемо імпульсну характеристику узгодженого фільтра.

З огляду на формулу (3.11), отримуємо

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(i\omega) e^{i\omega t} d\omega = A \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S^*(\omega) e^{i\omega(t-t_0)} d\omega \quad (3.12)$$

Враховуючи, що  $S^*(\omega) = S(-\omega)$  і переходячи до нової змінної  $\omega_1 = -\omega$ , запишемо вираз (3.12) наступним чином:

$$g(t) = -\frac{A}{2\pi} \int_{+\infty}^{-\infty} S(\omega_1) e^{-i\omega_1(t-t_0)} d\omega_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega_1) e^{i\omega_1(t_0-t)} d\omega_1 \quad (3.13)$$

Права частина цього виразу є не що інше, як функція  $As(t_0-t)$ .

Отже, якщо заданий сигнал  $s(t)$ , то імпульсна характеристика узгодженого (оптимального) фільтра  $g(t)$  визначається як функція [8]

$$g(t) = As(t_0 - t) \quad (3.14)$$

тобто, імпульсна характеристика за своєю формою повинна збігатися з дзеркальним відображенням сигналу.

Побудова графіка функції  $s(t_0 - t)$  показано на рис. 3.2. Крива  $s(-t)$  є дзеркальним відображенням заданого сигналу  $s(t)$  з віссю ординат як осі симетрії. Функція ж  $s(t_0 - t)$ , зсунута відносно  $s(-t)$  на час  $t_0$  вправо, також дзеркальна по відношенню до початкового сигналу  $s(t)$ , але з віссю симетрії, що проходить через точку  $t_0/2$  на осі абсцис.

На рис. 3.3 показано аналогічна побудова для випадку, коли відрізок часу ведеться від початку сигналу.

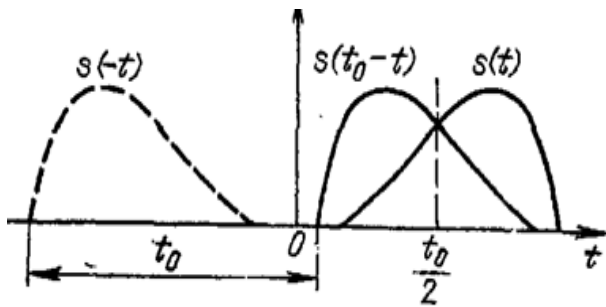


Рисунок 3.2 – Побудова функції, дзеркальної по відношенні до сигналу

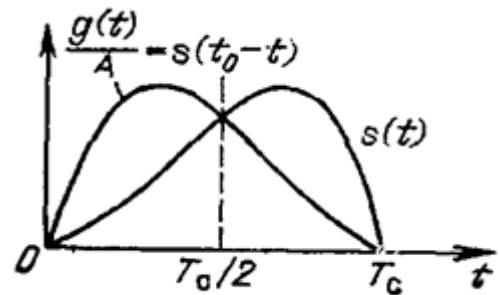


Рисунок 3.3 – Побудова імпульсної характеристики узгодженого фільтра

Оскільки імпульсна характеристика фізичної ланцюга не може починатися при  $t < 0$  [відгук фільтра не може випереджати вплив  $\delta(t)$ ], то очевидно, що затримка  $t_0$ , що фігурує у вираженні (2.58), не може бути менше  $T_c$ . Тільки при  $t_0 \geq T_c$  може бути використана вся енергія сигналу для створення найбільшого можливого піку в точці  $t = t_0$ . Ясно, що збільшення  $t_0$  понад  $T_c$  не впливає на пікове значення вихідного сигналу, а просто зсуває його вправо (в сторону запізнювання).

Крім того, умова  $t_0 \geq T_c$  накладає на сигнал  $s(t)$  вимогу, щоб тривалість його  $T_c$  була кінечна, тільки в цьому випадку при кінцевій затримці  $t_0$  можна реалізувати пік сигналу. Іншими словами, застосування узгодженої фільтрації для максимізації відношення сигнал-перешкода в описаному вище сенсі можливо при імпульсному сигналі (а також обмеженій за тривалістю пачці імпульсів).

Звернемося до питання про фізичну реалізацію узгодженого фільтра.

Нехай заданий довільний сигнал  $s(t)$ , якому відповідають імпульсна характеристика узгодженого фільтра  $g(t)$  і перетворення Фур'є від цієї функції  $K(i\omega)$ , що визначаються відповідно виразами (3.1) і (3.2). Виникає питання, за яких умов  $K(i\omega)$  може бути передавальною функцією фізично здійсненого чотиріполюсника.

Відповідь на це питання дає критерій здійсненності Пелі-Вінера [9], згідно з яким нерівність

$$\int_0^{\infty} \frac{|\ln K(w)|}{1+w^2} dw < \infty \quad (3.15)$$

є необхідною умовою, щоб позитивна функція  $K(w)$  могла бути модулем передавальної функції електричного кола.

Хоча критерій Пелі-Вінера залишає відкритим питання про структуру ланцюга, з нього випливають деякі корисні висновки про властивості електричних ланцюгів.

Зокрема, з нього випливає, що АЧХ  $K(w)$  повинна бути інтегрованою в квадраті, тобто  $\int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw < \infty$ .

Тільки за цієї умови чисельник  $|\ln [K(w)]|$  росте зі збільшенням  $w$  повільніше, ніж знаменник  $1+w^2$ , і умова (3.15) виконується.

Наприклад, передавальна функція  $\int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw < \infty$ ,  $w > 0$ , можна реалізувати, тому що  $|\ln [K_0(w)]| = |\ln [K_0-\alpha w]|$  росте повільніше, ніж  $1+w^2$ .

Гаусовский фільтр з функцією передачі  $\int_{-\infty}^{\infty} K^2(w)dw < \infty$  не реалізується, так як  $|\ln [K(w)]| = |\ln [K_0-\alpha w^2]|$  росте зі збільшенням  $w$  з такою ж швидкістю, що і знаменник  $1+w^2$ .

Далі, АЧХ  $K(w)$  може бути рівною нулю тільки на деяких дискретних частотах, але не в кінцевій або нескінченно великою смузі частот. Дійсно, якщо в смузі частот  $w_1 < w < w_2$  функція  $K(w) = 0$ , то  $|\ln [K(w)]|$  звертається в нескінченність і інтеграл в (2.66) розходиться. Аналогічно розмірковуючи, можна прийти до висновку, що фільтри з П-подібної АЧХ не реалізуються, хоча практично можна отримати характеристики близькі до ідеальних.

### 3.3 Оптимальна фільтрація випадкових сигналів

На практиці точна форма корисного сигналу часто заздалегідь невідома. Тому реальний сигнал, що надходить в радіоканал від мікрофона, передавальної телевізійної камери і т. Д., Можна в деякому наближенні розглядати як типову реалізацію зі стаціонарного ергодичного ансамблю. Якщо щільність ймовірності такого випадкового процесу відома (найчастіше її вважають гаусом), то єдина інформація про всю сукупність можливих сигналів укладена в спектрі потужності або в функції кореляції.

В радіоканалі, крім випадкових корисних сигналів, є проблеми із завадами. Як правило, спектри потужності корисних сигналів і перешкод в тій чи іншій мірі розрізняються перш за

все своїм розташуванням на частотній осі. Це дозволяє знайти стаціонарний лінійний фільтр, який виділяє випадковий корисний сигнал деяким найкращим чином.

### 3.4 Постановка задачі и критерій оптимальності

Припустимо, що на вхід фільтра з частотним коефіцієнтом передачі  $K(j\omega)$  одночасно подані два гаусових випадкових сигнали. Реалізації цих сигналів позначимо символами  $i(t)$  і  $v(t)$ . Нехай  $i(t)$  - корисний сигнал, в той час як  $v(t)$  - перешкода. Ці сигнали є реалізаціями стаціонарних випадкових процесів  $U(t)$  і  $V(t)$  відповідно. Припустимо далі, що дані випадкові процеси різні і задані своїми спектрами потужності  $W_u(\omega)$ ,  $W_v(\omega)$ .

Реалізація  $y(t)$  вихідного сигналу фільтра не є точною копією корисного сигналу  $u(t)$ , а відрізняється від нього на величину випадкового сигналу помилки  $e(t) = u(t) - y(t)$ .

Будемо називати оптимальним фільтр, частотний коефіцієнт передачі якого обраний таким чином, що дисперсія сигналу помилки виявляється мінімальною.

Якщо  $W_e(\omega)$  - спектр потужності сигналу помилки, то дисперсія цього сигналу [11]

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_e(\omega) d\omega \quad (3.16)$$

Зв'яжемо функцію  $W_e(\omega)$  з спектрами  $W_u(\omega)$  і  $W_v(\omega)$ . Для цього розглянемо структурну схему уявного пристрою, що дозволяє отримувати на виході реалізації сигналу помилки  $e(t)$  (рис. 3.4).

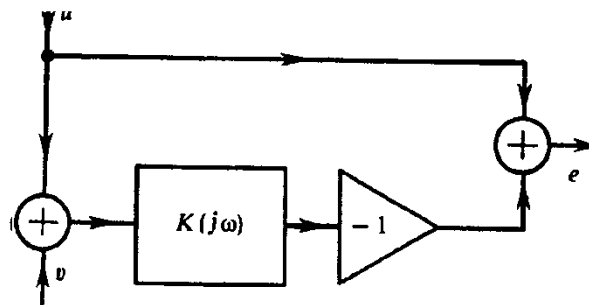


Рисунок 3.4 – Принцип отримання сигналу помилки

Оскільки, за умовою, випадкові процеси  $U(t)$  і  $V(t)$  різні, потужності випадкових сигналів, які поступають на вихід по кожному з двох можливих каналів, складаються, звідки

$$W_e(\omega) = |K(j\omega)|^2 W_v(\omega) + |1 - K(j\omega)|^2 W_u(\omega) \quad (3.17)$$

Представимо частотний коефіцієнт передачі фільтра у показовою формі:

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| e^{j\varphi_k(\omega)} \quad (3.18)$$

і розглянемо вираз  $|1 - K(j\omega)|^2$ , що стоїть в правій частині формули (2.77). Очевидно, що  $|1 - K(j\omega)|^2 = |K(j\omega)|^2 - 2|K(j\omega)| \cos \varphi_k(\omega) + 1$ .

Ця величина мінімальна при  $\varphi_k(\omega) = 0$ . Таким чином, оптимальний фільтр повинен вносити нульовий фазовий зсув на всіх частотах (див. рис. 3.4).

Прийнявши це до уваги, отримаємо формулу, що визначає дисперсію сигналу помилки:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ (|K(j\omega)| - 1)^2 W_u(\omega) + |K(j\omega)|^2 W_v(\omega) \right] d\omega \quad (3.19)$$

### 3.5 Мінімізація дисперсії помилки

Виконавши прості тотожні перетворення, представимо формулу (3.19) так [11]:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \left( \sqrt{W_u(\omega) + W_v(\omega)} |K(j\omega)| - \frac{W_u(\omega)}{\sqrt{W_u(\omega) + W_v(\omega)}} \right)^2 + \frac{W_u(\omega)W_v(\omega)}{W_u(\omega) + W_v(\omega)} \right] d\omega \quad (3.20)$$

Модуль частотного коефіцієнта передачі  $|K(j\omega)|$  входить тільки в один з доданків підінтегрального виразу. Ця складова невід'ємна, тому мінімум дисперсії помилки буде забезпечений, якщо

$$\sqrt{W_u(\omega) + W_v(\omega)} |K(j\omega)| - \frac{W_u(\omega)}{\sqrt{W_u(\omega) + W_v(\omega)}} = 0 \quad (3.21)$$

Звідки

$$|K_{opt}(j\omega)| = \frac{W_u(\omega)}{W_u(\omega) + W_v(\omega)} \quad (3.22)$$

Отримана формула не тільки вирішує поставлене завдання, але і дає можливість обчислити на підставі виразу (3.20) гранично досягну дисперсію сигналу помилки або, переходячи від  $W_u(\omega)$ ,  $W_v(\omega)$ , до односторонніх спектрами  $N_u(f)$ ,  $N_v(f)$ ,

$$\sigma_s^2 = \int_0^{\infty} \frac{N_u(f)N_v(f)}{N_u(f) + N_v(f)} df \quad (3.23)$$

Сенс отриманого результату такий: модуль частотного коефіцієнта передачі оптимального фільтра, що мінімізує середньоквадратичне помилку, повинен бути значним на тих частотах, де зосереджена основна частка потужності корисного сигналу. Там, де велика спектральна щільність потужності перешкоди, коефіцієнт передачі оптимального фільтра повинен зменшуватися.

### 3.6 Дискретні фільтри

Дискретні сигнали природно виникають в тих випадках, коли джерело повідомлень видає інформацію в фіксовані моменти часу.

Дискретні сигнали набули особливого значення в останні десятиліття під впливом удосконалення техніки зв'язку і розвитку способів обробки інформації швидкодіючими обчислювальними пристроями. Великих успіхів досягнуто в розробці і використанні спеціалізованих пристроїв для обробки дискретних сигналів, так званих цифрових фільтрів.

Моделі дискретних сигналів. Різниця між дискретними і аналоговими (безперервними) сигналами підкреслювалося при класифікації радіотехнічних сигналів.

Нагадаємо основна властивість дискретного сигналу: його значення визначено не в усі моменти часу, а лише в рахунковому безлічі точок. Якщо аналоговий сигнал має математичну модель виду безперервної або кусково-неперервної функції, то відповідає йому дискретний сигнал  $x_d(t)$  являє собою послідовність  $(\dots, x_{-1}, x_0, x_1, x_2, \dots)$  відлікових значень сигналів  $(t)$  в точках  $(\dots, t_{-1}, t_0, t_1, t_2, \dots)$  відповідно.

На практиці, як правило, відліки дискретних сигналів беруть в часі через рівний проміжок, що називається інтервалом (кроком) дискретизації:

$$\Delta = t_m - t_{m-1} = t_{m-1} - t_{m-2} = \dots \quad (3.24)$$



Операцію дискретизації, тобто перехід від аналогового сигналу  $x(t)$  до дискретного сигналу  $x_d(t)$ , можна описати, ввівши в розгляд узагальнену функцію що є послідовністю дискретизації [12]

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta) \quad (3.25)$$

Очевидно, дискретний сигнал  $x_d(t)$  являє собою функціонал, визначений на множині можливих аналогових сигналів  $x(t)$  і рівний скалярному добутку функції  $x(t)$  і  $\eta(t)$  [12]:

$$\begin{aligned} x_d(t) = (x, \eta) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta) dt = \\ &= (\dots, x(-2\Delta), x(-\Delta), x(0), x(\Delta), x(2\Delta), \dots) . \end{aligned} \quad (3.26)$$

Формула (2.93) вказує шлях практичної реалізації пристрою для дискретизації аналогового сигналу. Робота дискретизатора заснована на операції перемноження оброблюваного сигналу  $x(t)$  і функції  $\eta(t)$ .

Оскільки тривалість окремих імпульсів, з яких складається послідовність, дорівнює нулю, на виході ідеального дискретизатора в рівновіддалені моменти часу виникають відлікові значення оброблюваного аналогового сигналу.

Модульовані імпульсні послідовності. Дискретні сигнали почали використовувати ще в 40-х роках при створенні радіотехнічних систем з імпульсною модуляцією. Цей вид модуляції відрізняється тим, що в якості «несучого коливання» замість гармонійного сигналу служить періодична послідовність коротких імпульсів.

Імпульсний модулятор (рис. 3.5) являє собою пристрій з двома входами, на один з яких подається вихідний аналоговий сигнал  $x(t)$ . На інший вхід поступають короткі імпульси синхронізації з інтервалом повторення  $D$ .

Модулятор побудований таким чином, що в момент подачі кожного імпульсу синхронізації здійснюється вимір миттєвого значення сигналу  $x(t)$ . На виході модулятора виникає послідовність імпульсів, кожен з яких має площу, пропорційну відповідному відліковому значенням аналогового сигналу.

Сигнал  $x_{\text{МІП}}(t)$  на виході імпульсного модулятора будемо називати модульованою імпульсною послідовністю (МІП). Природно, що дискретний сигнал є математичною моделлю МІП (рис. 3.5).

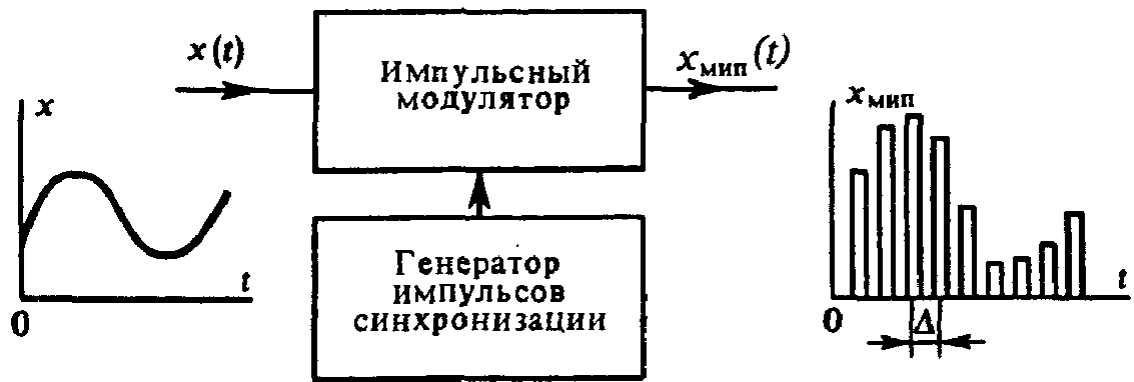


Рисунок 3.5 – Структурна схема імпульсного модулятора

Відзначимо, що з принципової точки зору характер імпульсів, з яких складається МПІ, байдужий. Зокрема, ці імпульси можуть мати однакову довжину, в той час як їх амплітуда пропорційна відліковим значенням сигналу дискретизації. Такий вид перетворення безперервного сигналу отримав назву амплітудно-імпульсної модуляції (АІМ). Можливий інший спосіб - широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Тут амплітуди імпульсів на виході модулятора постійні, а їх тривалість (ширина) пропорційна миттєвим значенням аналогового коливання.

Вибір того чи іншого способу імпульсної модуляції диктується рядом технічних міркувань, зручністю схемної реалізації, а також характерними особливостями сигналів передачі.

Наприклад, недоцільно використовувати АІМ в разі, якщо корисний сигнал змінюється в дуже широких межах, тобто, має широкий динамічний діапазон. Для неспотвореної передачі такого сигналу потрібно передавач зі строго лінійною амплітудною характеристикою.

Створення такого передавача - самостійна, технічно складна проблема. Системи ШІМ не пред'являють вимог до лінійності амплітудних характеристик передавального пристрою. Однак їх схемна реалізація може виявитися трохи складніше в порівнянні з системами АІМ.

Математичну модель ідеальної МПІ можна отримати наступним чином. Розглянемо формулу динамічного подання сигналу  $x(t)$ :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)\delta(t - \tau)dt \quad (3.27)$$

Оскільки МІП визначена лише в точках  $t_k = k\Delta$  ( $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ), інтегрування у формулі (3.27) слід замінити підсумовуванням за індексом  $k$ . Роль диференціала  $dt$  буде грати інтервал (крок) дискретизації. Тоді математична модель модульованої імпульсної послідовності, утвореної нескінченно короткими імпульсами, виявиться заданою виразом

$$x_{\text{МІП}}(t) = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k \delta(t - k\Delta) \quad (3.28)$$

де  $x_k = x(k\Delta)$  — вибіркові значення аналогового сигналу.

Спектральна щільність модульованої імпульсної послідовності. Досліджуємо спектр сигналу, що виникає на виході ідеального імпульсного модулятора і описуваного виразом (3.28).

Зауважимо, що сигнал виду МІП з точністю до коефіцієнта пропорційності дорівнює добутку функції  $x(t)$  і послідовності дискретизації  $\eta(t)$ :

$$x_{\text{МІП}}(t) = \Delta x(t)\eta(t) . \quad (3.29)$$

Відомо, що спектр добутку двох сигналів пропорційний згортку їх спектральних щільностей. Тому якщо відомі закони відповідності сигналів і спектрів:

$$x(t) \leftrightarrow S_x(\omega) , \quad \eta(t) \leftrightarrow S_\eta(\omega), \quad (3.30)$$

то спектральна щільність МІП-сигналу

$$S_{\text{МІП}}(\omega) = \frac{\Delta}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_\eta(\xi) S_x(\omega - \xi) d\xi \quad (3.31)$$

Щоб знайти спектральну щільність  $S_\eta(\omega)$  послідовності дискретизації розкладемо періодичну функцію  $\eta(t)$  в комплексний ряд Фур'є:

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n t / \Delta}. \quad (3.32)$$

Коефіцієнти цього ряду ( $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ )

$$C_n = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \delta(t) e^{-j2\pi n t / \Delta} dt = \frac{1}{\Delta} \quad (3.33)$$

Враховуючи фільтруючі властивість дельта-імпульсу, отримуємо

$$S_n(\omega) = \frac{2\pi}{\Delta} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - 2\pi n / \Delta) \quad (3.34)$$

тобто спектр послідовності дискретизації складається з нескінченної сукупності дельта-імпульсів в частотній області. Дана спектральна щільність є періодичною функцією з періодом  $2\pi / \Delta$  с-1.

Нарешті, підставивши формулу (3.33) в (3.34) і змінивши порядок проходження операцій інтегрування і підсумовуючи, знаходимо

$$S_{\text{мип}}(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_x(\omega - 2\pi n / \Delta) \quad (3.35)$$

Отже, спектр сигналу, отриманого в результаті ідеальної дискретизації нескінченно короткими синхроімпульсами, являє собою суму нескінченного числа «копій» спектра вихідного аналогового сигналу. Копії розташовуються на осі частот через однакові інтервали  $2\pi / \Delta$ , рівні значенням кутової частоти першої гармоніки дискретизації імпульсної послідовності (рис. 3.6, а, б).

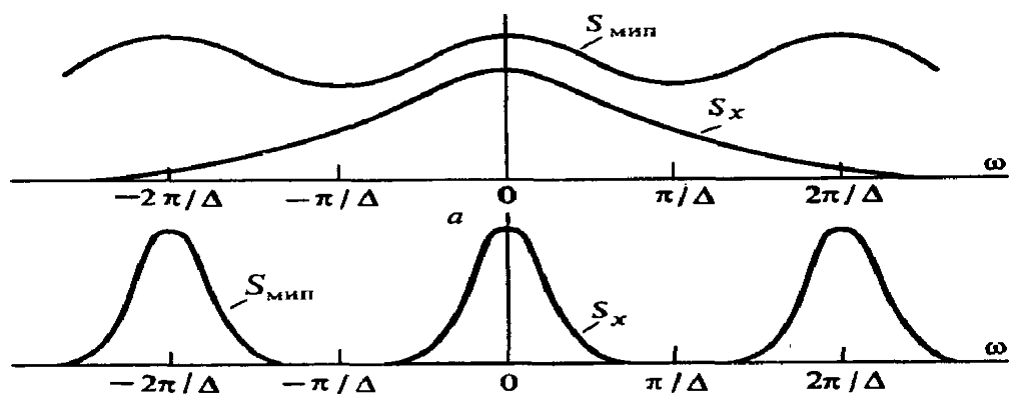


Рисунок 3.6 — Спектральна щільність модульованої імпульсної послідовності при різних значеннях верхньої граничної частоти:

а - верхня гранична частота велика; б - верхня гранична частота мала (кольором позначена спектральна щільність вихідного сигналу, підданого дискретизації)

Маючи в своєму розпорядженні МПІ-представлення, можна не тільки відновити аналоговий сигнал, але і знайти його спектральну щільність. Для цього слід насамперед безпосередньо зв'язати спектральну щільність МПІ з відліковими значеннями:

$$\begin{aligned} S_{\text{МПІ}}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{\text{МПІ}}(t) e^{-j\omega t} dt = \\ &= \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - k\Delta) e^{-j\omega t} dt = \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k\Delta} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Тому справедливо співвідношення, відоме в математиці як формула Пуассона.

$$\Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k\Delta} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_x(\omega - 2\pi n/\Delta) \quad (3.37)$$

Однозначно знайти функцію  $S_x(\omega)$ , знаючи ліву частину рівності (3.37) з результатів вимірювань, взагалі кажучи, є неможливим через ефект накладення копій спектра. Виключенням становить випадок, коли заздалегідь відомо, що вихідний сигнал  $x(t)$  має спектр низькочастотного виду, що задовольняє умові теореми Котельникова.

Тоді очевидно, що спектр аналогового сигналу

$$S_x(\omega) = \begin{cases} 0, & \omega < -\pi/\Delta \\ \Delta \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k e^{-j\omega k\Delta}, & -\pi/\Delta \ll \omega \ll \pi/\Delta \\ 0, & \omega > \pi/\Delta \end{cases} \quad (3.38)$$

Дана формула вичерпно вирішує поставлене завдання при зазначеному вище обмеженні.

### 3.7 Дискретизація періодичних сигналів

Модель дискретного сигналу передбачає, що відлікові значення аналогового коливання  $x(t)$  можуть бути отримані в необмеженій кількості точок на осі часу. Практично отримати настільки великі відомості про сигнал, безумовно, неможливо, оскільки обробка завжди ведеться на кінцевому інтервалі часу.

Вивчимо особливості спектрального уявлення дискретного сигналу, який заданий на відрізку  $[0, T]$  своїми відліками  $x_0, [x]_1, [x]_2, \dots, [x]_{(N-1)}$ , взятими відповідно в моменти часу  $0, 2\Delta, \dots, (N-1)\Delta$ ; повне число відліків  $N = T / \Delta$ . Масив цих чисел, речових або комплексних, є єдиним джерелом відомостей про спектральні властивості сигналу  $x(t)$ .

Методика вивчення таких дискретних сигналів полягає в тому, що отримана вибірка відлікових значень подумки повторюється нескінченне число разів. В результаті сигнал стає періодичним (рис. 3.7).

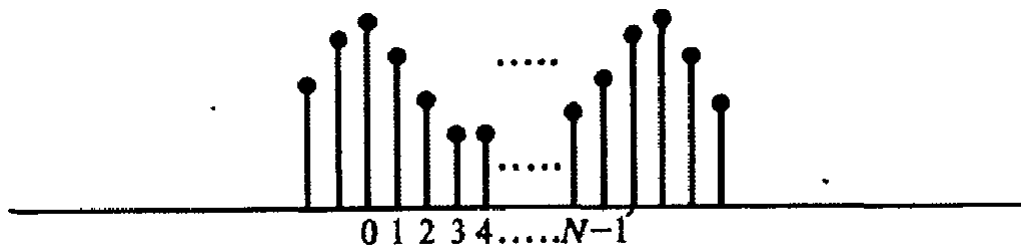


Рисунок – 3.7– Дискретне представлення періодичного сигналу

### 3.8 Принцип цифрової обробки сигналів

В даний час широко використовуються методи обробки сигналів за допомогою мікроелектронних обчислювальних пристроїв і систем.

Розглянемо найпростіший, найбільш вивчений і впроваджений клас систем дискретної обробки сигналів - так звані лінійні стаціонарні цифрові фільтри. Виконуючи, подібно аналоговим ланцюгам, операцію частотної фільтрації, цифрові фільтри (ЦФ) мають ряд суттєвих переваг.

Сюди відносяться, наприклад, висока стабільність параметрів, можливість отримувати самі різноманітні форми АЧХ і ФЧХ. Цифрові фільтри не потребують настроювання і легко реалізуються на ПК програмними методами.

На рис. 3.8 наведена основна структурна схема цифрової обробки сигналів.

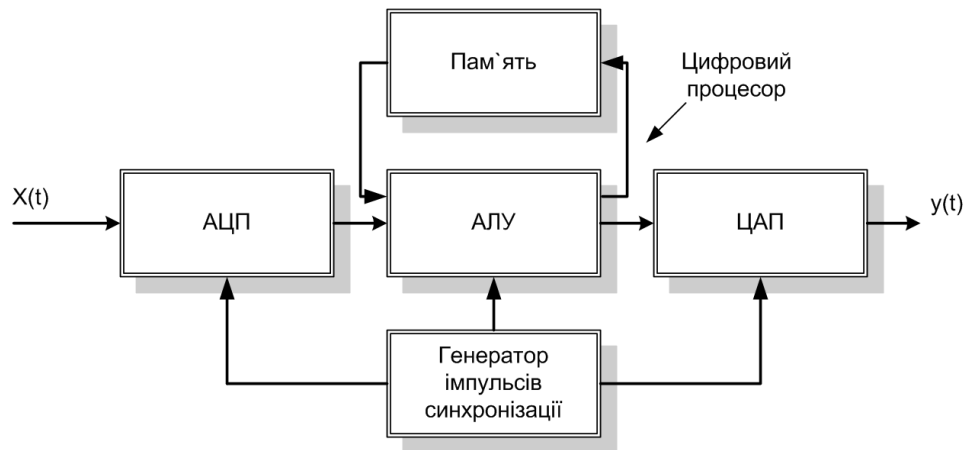


Рисунок 3.8– Структурна схема цифрової обробки безперервних сигналів

Безперервний вхідний сигнал  $x(t)$  надходить в АЦП, керований синхроімпульсами від генератора, що задає частоту дискретизації.

У момент подачі синхроімпульсу на виході АЦП виникає сигнал, що відображає результат вимірювання миттєвого значення вхідного коливання у вигляді двійкового числа з фіксованою кількістю розрядів. Залежно від особливості побудови пристрою цього числа відповідає або послідовність коротких імпульсів (передача у послідовному коді), або сукупністю рівнів напруг на сигнальних шинах окремих розрядів (передача в паралельному коді). Перетворений таким чином сигнал надходить в основний блок пристрою, так званий цифровий процесор, що складається з арифметичного пристрою і пристрою пам'яті.

Арифметичний пристрій виконує над цифрами ряд операцій, таких, як множення, додавання і зсув у часі на задане число інтервалів дискретизації. У пристрої пам'яті може зберігатися певна кількість попередніх відліків вхідного і вихідного сигналів, які необхідні для виконання операцій обробки.

Цифровий процесор перетворює числа, що надходять в нього відповідно до заданого алгоритму фільтрації, і створює на виході послідовність двійкових чисел, що представляють вихідний сигнал. Якщо в подальшому необхідно мати інформацію в аналоговій формі, то використовується ЦАП.

Однак цей пристрій може й не бути, якщо сигнали підлягають тільки цифровим перетворенням.

Основний технічний показник ЦФ - швидкодія - залежить як від швидкості протікання перехідних процесів в мікроелектронних компонентах, так і від складності алгоритму фільтрації.

### 3.9 Квантування сигналів в ЦФ

Специфіка будь-якого цифрового пристрою - представлення сигналів у вигляді послідовності чисел з обмеженою розрядністю. Тому миттєве значення сигналу дискретизується за рівнем таким чином, що інтервалом дискретизації (мінімальної різницею між двома сусідніми рівнями) служить одиниця молодшого двійкового розряду.

Точне значення відліку сигналу в двійковій формі має вигляд

$$x = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n 2^{-n} \quad (3.39)$$

де  $\alpha_n = 0$  або  $1$ .

При обмеженні довжини числа  $x$  деякою кількістю розрядів  $N$  замість точного значення виходить його округлене (машинне) уявлення:

$$\tilde{x} = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n 2^{-n} + \beta_N 2^{-N} \quad (3.40)$$

Причому, коефіцієнт дорівнює  $\beta_N$  або  $\alpha_n$ , або  $\alpha_n + 1$  в залежності від того, нуль або одиниця міститься в  $(N + 1)$ -м розряді.

Дискретні сигнали, рівні яких можуть брати лише рахункові значення, називають квантовими сигналами. Квантування сигналів призводить до специфічної похибки при обробці, яка отримала назву шуму квантування.

Прямий шлях зниження цієї похибки - використання двійкових чисел з великою кількістю розрядів. Однак при цьому неминуче знижується швидкодія ЦФ через збільшення часу виконання операцій над багаторозрядними числами. Тому на практиці в мікропроцесорних системах для цифрової обробки сигналів і дискретного управління зазвичай застосовують виконавчі числа з кількістю розрядів від 4 до 16.

### 3.10 Алгоритм лінійної цифрової фільтрації

Математична теорія цифрових фільтрів переносить на випадок дискретних сигналів всі основні положення теорії лінійних систем, що перетворюють безперервні сигнали.



Як відомо, лінійна стаціонарна система перетворює безперервний вхідний сигнал  $x(t)$  таким чином, що на її виході виникає сумнів  $y(t)$  дорівнює згортку функції  $x(t)$  і імпульсної характеристики  $h(t)$ :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (3.41)$$

Лінійний цифровий фільтр, за визначенням, є дискретна система (фізичний пристрій або програма для комп'ютера), яка перетворює послідовність  $x(k)$  числових відліків вхідного сигналу в послідовність  $y(k)$  відліків вихідного сигналу:

$$(x_0, x_1, x_2, \dots) \Rightarrow (y_0, y_1, y_2, \dots), \quad (3.42)$$

або скорочено

$$\{x_k\} \Rightarrow \{y_k\}. \quad (3.43)$$

Лінійний цифровий фільтр володіє тією властивістю, що сума будь-якого числа вхідних сигналів, помножених на довільні коефіцієнти, перетворюється в суму його відгуків на окремі складові, тобто з відповідностей

$$\{x_k^{(1)}\} \Rightarrow \{y_k^{(1)}\}, \dots, \{x_k^{(N)}\} \Rightarrow \{y_k^{(N)}\} \quad (3.44)$$

слідуює, що

$$\alpha_1\{x_k^{(1)}\} + \dots + \alpha_N\{x_k^{(N)}\} \Rightarrow \{\alpha_1 y_k^{(1)} + \dots + \alpha_N y_k^{(N)}\} \quad (3.45)$$

при любых коефіцієнтах  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ .

Для того щоб узагальнити формулу (3.45) на випадок дискретних сигналів, вводять поняття імпульсної характеристики ЦФ.

За визначенням, вона являє собою дискретний сигнал  $\{h_k\}$ , який є реакцією ЦФ на «одиничний імпульс»  $(1, 0, 0, 0, \dots)$ :

$$(1, 0, 0, 0, \dots) \Rightarrow (h_0, h_1, h_2, h_3, \dots) \quad (3.46)$$

Лінійний ЦФ є стаціонарним, якщо при зсуві вхідного одиничного імпульсу на будь-яке число інтервалів дискретизації імпульсна характеристика зміщується таким же чином, не змінюючись за формою.

наприклад:

$$\begin{aligned} (0, 1, 0, 0, \dots) &\Rightarrow (0, h_0, h_1, h_2, \dots) \\ (0, 0, 1, 0, \dots) &\Rightarrow (0, 0, h_0, h_1, \dots) \\ &\dots \end{aligned} \quad (3.47)$$

Розглянемо, яким чином з властивостей лінійності і стаціонарності випливає найбільш загальний алгоритм лінійної цифрової фільтрації.

Нехай  $\{x_k\} = (x_0, x_1, x_2, \dots)$  – деякий сигнал на вході ЦФ з відомою імпульсною характеристикою.

Використовуючи співвідношення (3.45) і (3.47), можна записати відлік вихідного сигналу  $\{y_k\}$ :

$$y_m = x_0 h_m + x_1 h_{m-1} + \dots + x_m h_0 = \sum_{k=0}^m x_k h_{m-k} \quad (3.48)$$

Формула (3.48), яка відіграє провідну роль в теорії лінійної цифрової фільтрації, показує, що вихідна послідовність є дискретна згортка вхідного сигналу і імпульсної характеристики фільтра.

Сенс цієї формули простий і наочний: в момент кожного відліку ЦФ проводить операцію зваженого підсумовування всіх попередніх значень вхідного сигналу, причому роль послідовності вагових коефіцієнтів грають відліки імпульсної характеристики.

Іншими словами, ЦФ володіє деякою «пам'яттю» по відношенню до минулих вхідних впливів.

Практичний інтерес представляють лише ЦФ, які фізично реалізуються, імпульсна характеристика яких не може стати відмінною від нуля у відлікових точках, що передують моменту подачі вхідного імпульсу.

Тому для фізично реалізованих фільтрів коефіцієнти  $h_{-1}, h_{-2}, \dots$  звертаються в нуль і підсумовування в (3.48) можна розповсюдити на всі позитивні значення індексу  $k$ :

$$y_m = \sum_{k=0}^{\infty} x_k h_{m-k} \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (3.49)$$

### 3.11 Дискретні гармонічні послідовності

Як відомо, в теорії лінійних систем особливу роль грають комплексні сигнали виду  $x(t) = A \exp[j(\omega t + \varphi)]$ , що відображають гармонійні коливання. При дискретизації такого сигналу за часом виходить так звана гармонійна послідовність

$$\{x_k\} = \{A \exp[j(\omega k \Delta + \varphi)]\} \quad (3.50)$$

така, що

$$\text{Re} \{x_k\} = \{A \cos(\omega k \Delta + \varphi)\} \quad (3.51)$$

Слід мати на увазі, що послідовності (3.50) і (3.51) представляють дискретизовані гармонійні сигнали неоднозначно. Дійсно, ці послідовності не зміняться при заміні частоти на  $\omega + 2\pi n / \Delta = \omega + n\omega_d$ , де  $n$  - будь-яке ціле число,  $\omega_d$  - кутова частота дискретизації.

### 3.12 Частотний коефіцієнт передачі ЦФ

Припустимо, що на вхід лінійного стаціонарного цифрового фільтра подана гармонійна послідовність  $x(k)$  виду (2.132), необмежена в часі, тобто з індексом  $k$ , що приймає значення  $0, \pm 1, \pm 2, \dots$  для того щоб обчислити вихідний сигнал фільтра  $\{y_k\}$ , скористаємося формулою згортки (2.130) і знайдемо  $m$ -й відлік на виході [13]:

$$y_m = \sum_{k=-\infty}^m x_k h_{m-k} = A e^{j\varphi} \sum_{k=-\infty}^m e^{j\omega k \Delta} h_{m-k}. \quad (3.52)$$

Виконавши тотожні перетворення, отримаємо

$$y_m = A e^{j(\omega m \Delta + \varphi)} \sum_{k=-\infty}^m e^{j\omega(k-m)\Delta} h_{m-k}. \quad (3.53)$$

Введемо новий індекс підсумовування  $p = m - k$ .

Тоді

$$y_m = A e^{j(\omega m \Delta + \varphi)} \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j\omega n \Delta} h_n \quad (3.54)$$

Відповідно до формули (3.54) вихідний сигнал має структуру дискретної гармонійної послідовності з тією ж частотою, що і вхідний сигнал. Вихідні відліки виходять з вхідних множенням на комплексну величину

$$K(j\omega) = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-j\omega n \Delta} h_n \quad (3.55)$$

що називається частотним коефіцієнтом передачі ЦФ та залежить від частоти  $\omega$ , а також від кроку дискретизації і від сукупності коефіцієнтів  $h_n$  імпульсної характеристики ЦФ.

Формула (2.135) дозволяє зробити висновки:

Частотний коефіцієнт передачі ЦФ є періодичною функцією частоти з періодом, рівним частоті дискретизації  $\omega_d = 2\pi/\Delta$ .

Функція  $K(j\omega)$  є перетворенням Фур'є імпульсної характеристики ЦФ, представленої у формі послідовності дельта-імпульсів:

$$h_d(t) = h_0 \delta(t) + h_1 \delta(t - \Delta) + \dots \quad (3.56)$$

### 3.13 Системна функція ЦФ

Розрахунок найважливішої характеристики ЦФ - частотного коефіцієнта передачі - зручно проводити, використовуючи методи z-перетворень.

Співставимо дискретним сигналам  $\{x_k\}$ ,  $\{y_k\}$ ,  $\{h_k\}$  їх z-перетворення  $X(z)$ ,  $Y(z)$ ,  $H(z)$  відповідно.

Вихідний сигнал фільтра  $\{y_k\}$  є згортка вхідного сигналу і імпульсної характеристики, тому вихідному сигналу відповідає функція

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (3.57)$$

Системної функцією стаціонарного лінійного ЦФ називають відношення z-перетворення вхідного сигналу до z-перетворення сигналу на вході.

Співвідношення (3.56) встановлює, що системна функція, фільтра є z-перетворення імпульсної характеристики.

$$H(z) = Y(z)/X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h_k z^{-k} \quad (3.58)$$

Порівнюючи вирази (3.57) і (3.58), приходимо до наступного висновку: щоб отримати частотний коефіцієнт передачі ЦФ з його системної функції, в останній потрібно зробити підстановку  $z = \exp(j\omega\Delta)$ .

### 3.14 Реалізація алгоритмів цифрової фільтрації

Фізично реалізовані ЦФ, які працюють в реальному масштабі часу, для формування вихідного сигналу в  $i$ -й дискретний момент часу можуть використовувати такі дані: а) значення вхідного сигналу в момент  $i$ -го відліку, а також деяке число «минулих» вхідних відліків  $x_{(i-1)}, x_{(i-2)}, \dots, x_{(i-m)}$ ; б) деяке число попередніх відліків вихідного сигналу  $y_{(i-1)}, y_{(i-2)}, \dots, y_{(i-n)}$ . Цілі числа  $m$  і  $n$  визначають порядок ЦФ.

Класифікація ЦФ проводиться по-різному в залежності від того, як використовується інформація про минулі стани системи.

### 3.15 Трансверсальні ЦФ

Так прийнято називати фільтри, які працюють відповідно до алгоритму [14]

$$y_i = a_0 x_i + a_1 x_{i-1} + a_2 x_{i-2} + \dots + a_m x_{i-m}, \quad (3.59)$$

де  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$  — послідовність коефіцієнтів.

Число  $m$  є порядком трансверсального цифрового фільтра.

Як видно з формули (3.59), трансверсального фільтр проводить зважене підсумовування попередніх відліків вхідного сигналу і не використовує минулі відліки вихідного сигналу. Застосувавши z-перетворення до обох частин виразу (3.59), переконуємося, що

$$Y(z) = (a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_mz^{-m})X(z). \quad (3.60)$$

Звідси слідує, що системна функція є дрібно-раціональною функцією  $z$ , що має  $m$ -кратний полюс при  $z = 0$  і  $m$  нулів, координати яких визначаються коефіцієнтами фільтра [14].

$$\begin{aligned} H(z) &= a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_mz^{-m} = \\ &= \frac{a_0z^m + a_1z^{m-1} + a_2z^{m-2} + \dots + a_m}{z^m} \end{aligned} \quad (3.61)$$

Алгоритм функціонування трансверсального ЦФ пояснюється структурною схемою, що наведена на рис. 3.9 [14].

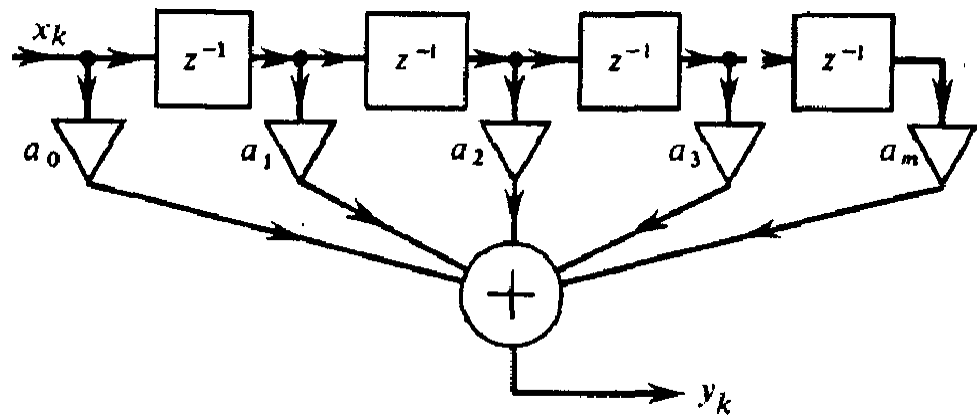


Рисунок 3.9 – Схема побудови трансверсального ЦФ

Основними елементами фільтра служать блоки затримки відлікових значень на один інтервал дискретизації (прямокутники з символами  $z^{-1}$ ), а також масштабні блоки, виконують в цифровій формі операції множення на відповідні коефіцієнти. З виходів масштабних блоків сигнали надходять в суматор, де, складаючись, утворюють відлік вихідного сигналу.

Вид представленої тут схеми пояснює сенс терміна «трансверсального фільтр» (від англ. Transverse - поперечний).

### 3.16 Імпульсна характеристика ЦФ

Повернемося до формули (3.61) і обчислимо імпульсну характеристику трансверсального ЦФ, здійснивши зворотне  $z$ -перетворення. Легко бачити, що кожний доданок функції  $H(z)$  дає внесок, рівний відповідному коефіцієнту  $a_n$ , зміщеному на  $n$  позицій в сторону запізнювання.

Таким чином, тут

$$\{h_k\} = (a_0, a_1, a_2, \dots, a_m) \quad (3.62)$$

До такого висновку можна прийти і безпосередньо, розглядаючи структурну схему фільтра і вважаючи, що на його вхід поданий «одичний імпульс»  $(1, 0, 0, 0, \dots)$ .

Важливо відзначити, що імпульсна характеристика трансверсального фільтра містить кінцеве число членів рівняння.

### 3.17 Частотна характеристика

Якщо у формулі (3.55) провести заміну змінної  $z = \exp(jw\Delta)$ , то отримаємо частотний коефіцієнт передачі

$$K(jw) = a_0 + a_1 e^{-jw\Delta} + a_2 e^{-j2w\Delta} + \dots + a_m e^{-jm w\Delta} \quad (3.63)$$

При заданому кроці дискретизації  $\Delta$  можна реалізувати найрізноманітніші форми АЧХ, підбираючи належним чином вагові коефіцієнти фільтра.

### 3.18 Методи синтезу цифрового фільтра

#### 3.18.1 Метод інваріантних імпульсних характеристик

В основі цього методу лежить припущення про те, що ЦФ, який синтезується повинен володіти імпульсною характеристикою, яка є результатом дискретизації імпульсної характеристики відповідного аналогового фільтра-прототипу. Маючи на увазі синтез фізично реалізованих систем, для яких імпульсна характеристика звертається в нуль при  $t < 0$ , отримаємо такий вираз імпульсної характеристики ЦФ:

$$\{h_k\} = \{h(0), h(T), h(2T), \dots\}, \quad (3.64)$$

де  $T$  – шаг дискретизації по часу.

Слід звернути увагу на те, що число окремих членів у виразі імпульсної характеристики ЦФ може бути як кінцевим, так і нескінченним. Це визначає структура синтезованого фільтра: імпульсної характеристики з кінцевим числом відліків відповідає трансверсального фільтр, в той час як для реалізації необмежено протяжної імпульсної характеристики потрібно рекурсивний ЦФ.

Зв'язок між коефіцієнтом імпульсної характеристики і структурою ЦФ особливо проста для трансверсального фільтра. У загальному випадку синтез структури фільтра здійснюється шляхом застосування  $z$ -перетворення до послідовності виду наведеного вище.

Знайшовши системну функцію  $H(z)$  фільтра, слід порівняти її з загальним виразом і визначити коефіцієнти трансверсальної і рекурсивної частин. Ступінь наближення амплітудно-частотної характеристики синтезованого ЦФ до характеристики аналогового прототипу залежить від обраного кроку дискретизації. При необхідності слід обчислити частотний коефіцієнт передачі ЦФ, здійснивши в системній функції  $H(z)$  заміну змінної за формулою  $z = e^{j\omega T}$ , і потім порівняти результат з частотним коефіцієнтом передачі аналогової ланцюга.

### 3.18.2 Синтез ЦФ на основі дискретизації диференційного рівняння аналогового ланцюга

До структури ЦФ, наближено відповідного відомої аналогової ланцюга, можна прийти, здійснивши дискретизацію диференціального рівняння, що описує аналоговий прототип.

Як приклад використання цього методу розглянемо синтез ЦФ, що відповідає коливальній динамічній системі 2-го порядку, для якої зв'язок між вихідним колюванням  $y(t)$  і вхідним колюванням  $x(t)$  встановлюється диференціальним рівнянням [15]:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2a \frac{dy(t)}{dt} + \omega^2 y(t) = x(t) \quad (3.65)$$

Припустимо, що крок дискретизації дорівнює  $\Delta t$  і розглянемо сукупності дискретних відліків  $y_1$  і  $x_1$ .



Якщо у формулі замінити похідні їх кінцево-різницевиими виразами, то диференціальне рівняння перетвориться в різницеве рівняння

$$\frac{y_n - 2y_{n-1} + y_{n-2}}{\Delta t^2} + 2a \frac{y_n - y_{n-1}}{\Delta t} + \omega^2 y_n = x_n. \quad (3.66)$$

Перегрупувавши складові, отримаємо:

$$y_n = \frac{\Delta t^2 x_n + 2(1 - a\Delta t)y_{n-1} - y_{n-2}}{1 - 2a\Delta t + \omega^2 \Delta t^2} \quad (3.67)$$

Рівняння задає алгоритм рекурсивного фільтра 2-го порядку, який моделює аналогову коливальну систему і називається цифровим резонатором. При відповідному виборі коефіцієнтів цифровий резонатор може виконувати роль частотно-виборчого фільтра, подібного коливального контуру.

### 3.18.3 Метод інваріантних частотних характеристик

Принципово неможливо створити ЦФ, частотна характеристика якого в точності повторювала б частотну характеристику деякої аналогової ланцюга. Причина полягає в тому, що, як відомо, частотний коефіцієнт передачі ЦФ є періодичною функцією частоти з періодом, який визначається кроком дискретизації.

Говорячи про подібність (інваріантності) частотних характеристик аналогового та цифрового фільтрів, можна вимагати лише те, щоб весь нескінченний інтервал частот  $\omega_a$ , що відносяться до аналогової системи, був перетворений в відрізок частот  $\omega_c$  цифрового фільтра, що задовольняють нерівності  $-\frac{\pi}{\Delta t} < \omega_c < \frac{\pi}{\Delta t}$  при збереженні загального вигляду АЧХ.

Нехай  $K_a(p)$  – передавальна функція аналогового фільтра, що задається дрібно-раціональним виразом за степенями  $p$ .

Якщо скористатися зв'язком між змінними  $z$  і  $p$ , то можна записати [16]:

$$z = e^{pT}, \quad p = \frac{1}{T} \ln(z). \quad (3.68)$$

За допомогою цього закону зв'язку між  $p$  і  $z$  можна отримати фізично реалізовану системну функцію фільтру, так як підстановка в вираз  $K_a(p)$  дасть системну функцію, не виражається у вигляді приватного двох многочленів. Тому для синтезів фільтрів нижніх частот набула поширення зв'язок виду

$$p = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1}, \quad (3.69)$$

яка також переводить точки одиничного кола, що лежить в площині  $z$ , в точки уявної осі на площині  $p$ .

Тоді

$$j\omega_a = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{j\omega_y} - 1}{e^{j\omega_y} + 1}, \quad (3.70)$$

звідки випливає співвідношення між частотними змінними  $\omega$  аналогової і цифрової систем:

$$\omega_a = \frac{2}{T} \cdot \operatorname{tg} \left( \frac{\omega_y T}{2} \right). \quad (3.71)$$

Якщо частота дискретизації досить велика ( $\omega_y T \ll 1$ ), то, як легко видно з формули (3.71),  $\omega_a \approx \omega_y$ .

Таким чином, на низьких частотах характеристики аналогового і цифрового фільтрів практично збігаються. У загальному випадку потрібно брати до уваги трансформацію масштабу по осі частот цифрового фільтра.

Практично процедура синтезу ЦФ полягає в тому, що в функції  $K_a(p)$  аналогового ланцюга виконується заміна змінної за формулою (3.69).

Отримана при цьому системна функція ЦФ виявляється дрібно-раціональною і тому дозволяє безпосередньо записати алгоритм цифрової фільтрації.

### 3.19 Висновки до розділу 3

У третьому розділі магістерської роботи розглянуті та проаналізовані методи цифрової фільтрації математично, які добре теоретично та практично опрацьовані. Цифрові фільтри дозволяють здійснювати фільтрацію з високою точністю. У основі більшості методів цифрової фільтрації лежить операція згортки.

В результаті дослідження сформульовано основні висновки про переваги і недоліки цифрових і аналогових фільтрів.

Цифрові фільтри – це точні фільтри в частині прогнозування і досягнення потрібного спектру вихідного сигналу. Кожен окремий тип цифрових фільтрів має свої плюси і свої мінуси, однак в цілому цифрова фільтрація несумірне точніша, ніж аналогова.

До основних переваг аналогових фільтрів можна віднести швидкість фільтрації. По цьому критерію цифрова фільтрація програє аналоговою. Якщо швидкість цифрової фільтрації для різних цифрових фільтрів різна і залежить у великій мірі від типу фільтру, від його параметрів і параметрів фільтрованого сигналу, то швидкість аналогової фільтрації практично визначається затримками в розповсюдженні сигналів, що завжди забезпечує режим реального часу.

Важливим плюсом аналогової фільтрації є широкий динамічний діапазон аналогових фільтрів (як по амплітуді, так і по частоті) у порівнянні з цифровими фільтрами. Чим вище робочий частотний діапазон цифрового фільтру, тим більше високі вимоги пред'являються до параметрів перетворення сигналу (АЦП), що, відповідно, позначається на об'ємах даних, які необхідно переробити цифровому фільтру, а значить, і на швидкості фільтрації. У аналоговій же апаратурі робота з високими частотами лише підвищує вимоги до елементної бази, але при цьому практично не позначається на швидкості.

Таким чином, питання про застосування аналогової або цифрової фільтрації в загальному випадку не має однозначної відповіді, для кожного конкретного випадку цей вибір є індивідуальним. Проте, ще раз відзначимо, що цифрова фільтрація є, без сумніву, набагато більш універсальною і точною, чим аналогова, а з постійним зростанням обчислювальних потужностей вона стає все більш і більш доступною для застосування у всіх областях.

### **3.20 Перелік джерел посилань до розділу 3**

1. Оптимальний прийом сигналів. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Оптимальний\\_прийом\\_сигналів](https://uk.wikipedia.org/wiki/Оптимальний_прийом_сигналів) (дата звернення 11.12.2020).

2. Електричні фільтри Основні визначення та класифікація електричних фільтрів. Режим доступу: [https://learn.ztu.edu.ua/pluginfile.php/88738/mod\\_resource/content/1/лекція%20фільтри.pdf](https://learn.ztu.edu.ua/pluginfile.php/88738/mod_resource/content/1/лекція%20фільтри.pdf) (дата звернення 11.12.2020).

3. Выдающиеся ученые, внесшие вклад в развитие науки “Теория Информации”. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://ami.nstu.ru/~gulyaeva/fti&c/Materials/History\\_TI.pdf](https://ami.nstu.ru/~gulyaeva/fti&c/Materials/History_TI.pdf) (дата звернення 11.12.2020).
4. Теорія електричних та магнітних кіл. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://core.ac.uk/download/pdf/14032401.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
5. Оптимальна лінійна фільтрація сигналів. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://stud.com.ua/171419/tehnika/optimalna liniyna filtratsiya signaliv> (дата звернення 11.12.2020).
6. Елементи радіо автоматичних систем та їх моделі. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://elar.khnu.km.ua/jspui/bitstream/123456789/2296/1/zmist.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
7. Нерівність Коші-Буняковського. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Нерівність\\_Коші\\_—\\_Буняковського](https://uk.wikipedia.org/wiki/Нерівність_Коші_—_Буняковського) (дата звернення 11.12.2020).
8. Імпульсна характеристика узгодженого фільтра. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://uadoc.zavantag.com/text/16393/index-1.html?page=5> (дата звернення 11.12.2020).
9. Теорія електричного зв'язку. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://tks.nau.edu.ua/wp-content/uploads/2016/10/teoriya-elektrychnogo-zvyazku.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
10. Методи синтезу та аналізу вимірних сигналів. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://tks.nau.edu.ua/wp-content/uploads/2016/10/teoriya-elektrychnogo-zvyazku.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
11. Системи радіозв'язку. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://tks.nau.edu.ua/wp-content/uploads/2016/10/Konahovych-Georgij-Fylymonovych-Systemy-zvyazku.pdf> (дата звернення 11.12.2020).
12. Цифрова обробка сигналів. Дискретні фільтри. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ir.stu.cn.ua/bitstream/handle/123456789/12451/Цифрова%20обробка%20сигналів%3Вмето д.вк.до%20вик.лаб.робіт.pdf?sequence=1&isAllowed=y> (дата звернення 11.12.2020).
13. Фільтрація. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://kivra.kpi.ua/wp-content/uploads/file/discipline/AOTI/AOTI\\_2\\_4-5.pdf](https://kivra.kpi.ua/wp-content/uploads/file/discipline/AOTI/AOTI_2_4-5.pdf) (дата звернення 11.12.2020).
14. Трансверсальные цифровые фильтры. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://studopedia.org/4-163445.html> (дата звернення 11.12.2020).
15. Синтез цифрових фільтрів. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: [https://stud.com.ua/171405/tehnika/sintez\\_tsifrovih\\_filtriv](https://stud.com.ua/171405/tehnika/sintez_tsifrovih_filtriv) (дата звернення 11.12.2020).

16. Метод інваріантних частотних характеристик. [Електронний ресурс]. – Режим доступу:

<http://ep3.nuwm.edu.ua/9530/1/Використання%20принципу%20інваріантності%20%28Рудик%20А.В.%29.pdf.zaх.pdf> (дата звернення 11.12.2020).

## РОЗДІЛ 4

### РЕАЛІЗАЦІЯ МОДЕЛІ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ ТА ЇЇ ДОСЛІДЖЕННЯ

#### 4.1 Нормалізація сигналів

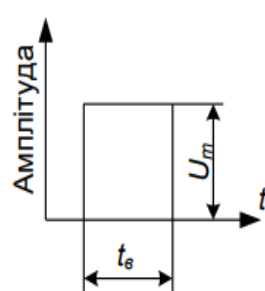
Процедура нормалізації сигналів передбачає повне або часткове усунення впливу перешкод при одночасній обробці інформаційної частини сигналу. Замкнений ключ комутатора фактично виконує квантування сигналу і тому останній можна розглядати як імпульс з амплітудою  $U_m$  і тривалістю  $t_e$ .

Тривалість  $t_e$  – час вибірки, тобто час, протягом якого відповідний ключ комутатора знаходиться у замкненому стані. Час вибірки повинен бути таким, щоб можна було нехтувати змінами амплітуди  $U_m$ .

Інколи для виконання цієї умови приходиться використовувати схеми "вибірка - пам'ять". За допомогою перетворень Фур'є імпульс (рис. 4.1а) може бути описаний функцією спектральної щільності  $F(\omega)$ , зображеною на рис. 4.1б.

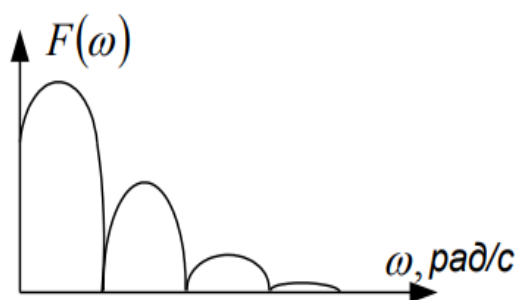
$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt; \quad (4.1)$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(t)e^{j\omega t} d\omega; \quad (4.2)$$



а)

Рисунок 4.1а – Імпульс вибірки



б)

Рисунок 4.1б– Частотний спектр імпульсу вибірки

З графіка (рис. 4.1б) видно, що основна частина енергії спектру зосереджена на ділянці низьких частот. Це дає підставу зробити висновок, що для заглушення перешкод необхідно

використовувати фільтри нижніх частот. Їх верхня межа визначається досить часто експериментальне з урахуванням датчиків, якими оснащена система. Послаблення високочастотних складових сигналу і перешкод, яке буде виникати при цьому, не викличе суттєвого зменшення кількості інформації в імпульсі.

Проблеми, що виникають при виборі схеми фільтра нижніх частот, пов'язані з суперечливістю вимог щодо характеристик фільтра. Це можна пояснити на прикладі простого пасивного фільтра нижніх частот (рис. 4.2).

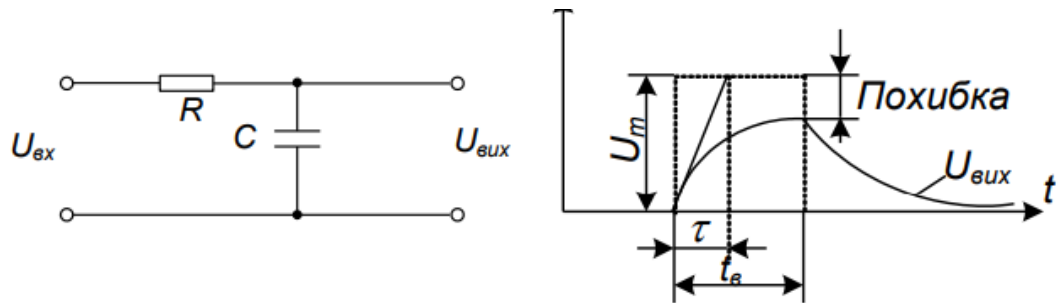


Рисунок 4.2 – Пасивний фільтр нижніх частот і його реакція на імпульс

Реакція фільтра на імпульсний вхідний сигнал  $U_{вх}=U_m$  згідно теорії перехідних процесів, визначається формулою

$$u = U_m(1 - e^{-t/\tau}), \quad (4.3)$$

де  $\tau=R \cdot C$  – стала часу.

На підставі (4.3) можна визначити, що відносна похибка вимірювань системи в кінці часу вибірки дорівнює:

$$\delta = e^{-t_n/\tau} \quad (4.4)$$

Отже, відносна похибка залежить від співвідношення  $t_n/\tau$ .

З метою розгляду конкретного прикладу щодо вибору пасивного НЧ-фільтра нижче наведені її чисельні значення (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 – Чисельні значення пасивного НЧ-фільтра

$\delta, \%$	10	5	1	0,5	0,1	0,05	0,0
$t_n/\tau$	2,3	3,0	4,61	5,3	6,91	7,6	9,21

З наведених обчислень видно, що при допустимій похибці  $\delta \leq 1\%$  час вибірки  $t_s$  повинен перевищувати в 4,61 разів сталу часу фільтра.

Не дивлячись на те, що шум має досить широкий спектр, основні перешкоди виникають за рахунок наводок на частоті напруги живлення. У зв'язку з цим при проектуванні фільтрів необхідно домагатись максимального ослаблення на низьких частотах. Коефіцієнт послаблення на будь-якій частоті для пасивного фільтра (рис. 20.16) визначається відношенням діючих значень напруг вихідного і вхідного сигналів:

$$k = \left( \frac{U_{вих}}{U_{вх}} \right)_{\omega} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}. \quad (4.5)$$

Нормування коефіцієнта ослаблення є основоположним при проектуванні пасивних RC-фільтрів.

Так, наприклад, якщо вимогою щодо фільтра є забезпечення умови  $k=0,01$  для частоти  $f=50$  Гц, то на підставі (4.5) можна визначити, що таке послаблення буде забезпечене фільтром із сталою часу 0,101 с.

Якщо точність вимірювань системи повинна бути не нижче 0,01 %, то з урахуванням наведених вище значень нормованих похибок знаходимо, що час вибірки фільтра повинен бути не менше  $9,21\tau$ .

Одночасне задоволення вимог щодо вказаних коефіцієнта ослаблення і точності вимірювань буде за умови, якщо час вибірки становитиме  $t_v=9,21 \cdot 0,101=0,93$  с.

Це означає, що частота опитування інформаційних каналів за таких умов майже не перевищує 1 вибірка/с.

Досить низька швидкість опитування каналів вступає у протиріччя з припущенням, що протягом часу вибірки амплітуда вхідного сигналу є незмінною.

Отже, при високій точності вимірювань і значному послабленні низькочастотних перешкод розглянутий вище пасивний фільтр має обмеження щодо використання.

Параметри фільтра і, як наслідок, його характеристики залежать від місця включення фільтра по відношенню до комутаційного пристрою (до чи після пристрою).

## 4.2 Транзисторні комутаційні пристрої

Використання транзисторних комутаторів дозволяє усунути рухомі контакти з комутованого кола. Максимальна частота опитування сягає 100 МГц.



Структура схеми керування може залишатися незмінною, як і в попередніх випадках. Механічні або релейні перемикачі замінюють електронними ключами. Використання в останніх польових транзисторів дозволяє усунути небажаний ефект зміщення нульового рівня вихідного сигналу. Шуми комутаційних пристроїв. Незалежно від типу комутаційний пристрій можна розглядати як комбінацію ключів, з яких один або два замкнені, а решта – розімкнені. Такий підхід є прийнятним для ідеального комутатора. У реальних комутаторах (рис. 4.3) кожен замкнений ключ має відповідний послідовний опір  $R_3$  і скінчений опір  $R_p$  у відкритому стані.

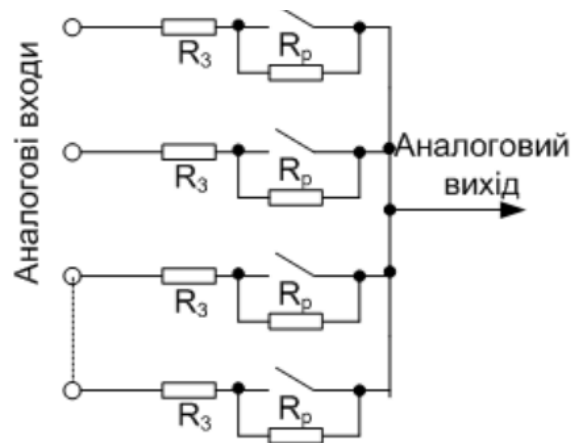


Рисунок 4.3 – Розрахункова модель комутатора

У механічних або герконових перемикачах опір між розімкненими контактами становить декілька МОм, а в транзисторних – на порядок менше.

Опори відкритих ключів і послідовно з'єднані з ними датчики виявляються паралельно підключеними по відношенню до джерела  $\delta$  сигналу (опитуваного датчика), з'єданого з вимірювальною схемою через низькоомний замкнений ключ. При значній кількості каналів результуючий опір сукупності розімкнених ключів може стати сумірним з опором одного замкненого ключа. Саме ця обставина спричиняє виникнення перехресних перешкод. Досить ефективним засобом боротьби з цим негативним явищем є схемний поділ пристрою на окремі групи комутаторів з обмеженим числом інформаційних каналів.

Порівняльний аналіз характеристик фільтрів у залежності від місця їх включення (до чи після комутатора) необхідно проводити шляхом співставлення смуг пропускання. Фільтр, який встановлюється перед комутатором, повинен мати смугу пропускання, яка дорівнює  $\omega_i$  – частоті найбільш високочастотної складової у спектрі сигналу. Характеристики фільтра, встановленого після комутатора, повинні забезпечувати необхідний рівень похибки при обробці сигналу.

Базуючись на попередніх розрахунках характеристик пасивного RC-фільтра, де похибка вимірювань була встановлена на рівні 1 %, можна визначити його смугу пропускання:

$$\omega_k = 1/\tau = 4,61 / t_g \quad (4.6)$$

З урахуванням зазначених умов отримаємо:

$$\omega_k / \omega_i = 1,47 N \quad (4.7)$$

Таким чином, фільтр, який встановлюється після комутатора, повинен мати смугу пропускання в 1,47N разів більшу, ніж у фільтра, який встановлюється до комутатора. Для фільтрів послаблення шумів буде тим сильнішим, чим вужчою буде смуга пропускання. Тому фільтри, встановлені перед комутатором, мають значні переваги. Крім перерахованих вимог щодо характеристик фільтрів, при синтезуванні системи необхідно також оптимізувати їх кількість та вартість.

Одним з сучасних методів боротьби з перешкодами, які складаються в основному з наводок від джерела живлення, є цифрова фільтрація. Її використовують у цифрових вимірювальних системах, керуючи процесом опитування каналів та алгоритмом обробки отриманої інформації.

Після цифрової фільтрації результуючий сигнал складається з корисного сигналу (постійна складова  $U_0$ ) та парних гармонік перешкод. Цей метод фільтрації у порівнянні з іншими має ряд суттєвих переваг.

Одна з них полягає у тому, що в узагальненій перешкоді відсутня найбільша за рівнем гармоніка на основній частоті напруги живлення. Якщо виникає необхідність зменшення впливу парних гармонік, то використовується додаткова фільтрація. З урахуванням наведених вище прикладів видно, що виконувати її можна, значно зменшивши час вибірки за умови сталої похибки вимірювань.

Більш точне усереднення можна отримати при використанні процедури інтегрування. Якщо вибірка сигналу відбувається періодично протягом інтервалу часу  $T$ , то середнє значення сигналу визначається за формулою:

$$u_{\text{сеп}} = \int_0^T u_c dt . \quad (4.8)$$

### 4.3 Активні фільтри на основі операційних підсилювачів

У сучасних електромеханічних вимірювальних системах набули поширення активні фільтри на основі операційних підсилювачів. Підсилювачі з вибірними властивостями умовно поділяють на: – фільтри низьких та високих частот, які пропускають тільки низькі або тільки високі частоти; – фільтри смугові та режекторні (загороджувальні), які пропускають або не пропускають сигнали відповідних частот. Вибірні властивості на ділянці низьких частот (нижче 20 кГц) у підсилювачів можуть бути отримані переважно при використанні RC-кіл диференціюючого або інтегруючого типів.

Такі кола, включені на вході або виході підсилювача, створюють частотно-залежний зворотний зв'язок. Смугові та режекторні фільтри виконуються на основі використання LC-кіл. Схеми найпростіших активних фільтрів високих та низьких частот зображені на рис. 4.4 та рис. 4.5 відповідно. Частотна характеристика кожного з них залежить від ємності конденсатора, ввімкненого в коло зворотного зв'язку.

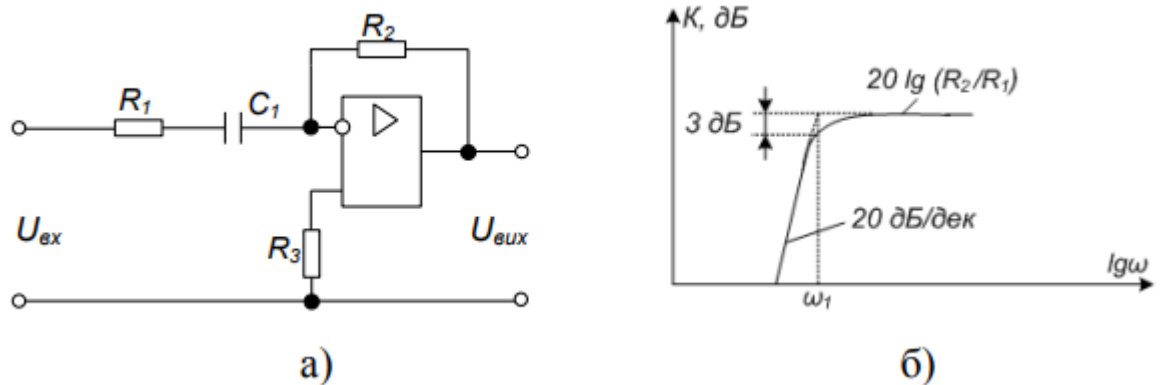


Рисунок 4.4– Фільтр високих частот (а) та логарифмічна АЧХ (б)

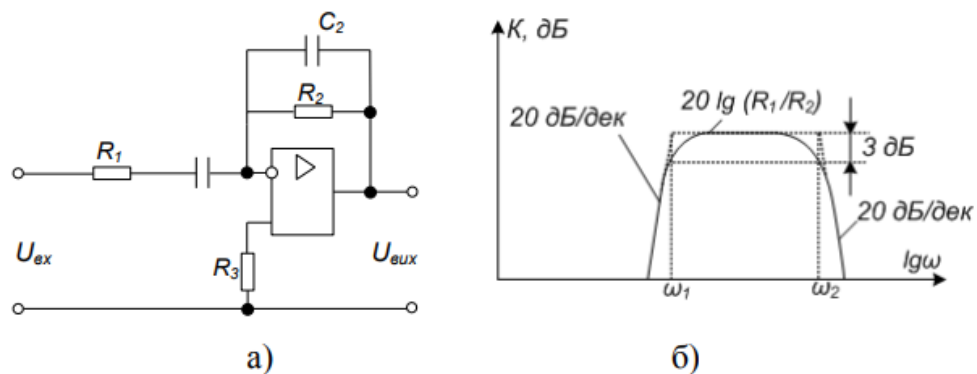


Рисунок 4.5 – Активний смуговий фільтр (а) та логарифмічна АЧХ (б)

Деякі із схем активних фільтрів другого порядку низьких і високих частот зображені на рис. 4.6 відповідно.

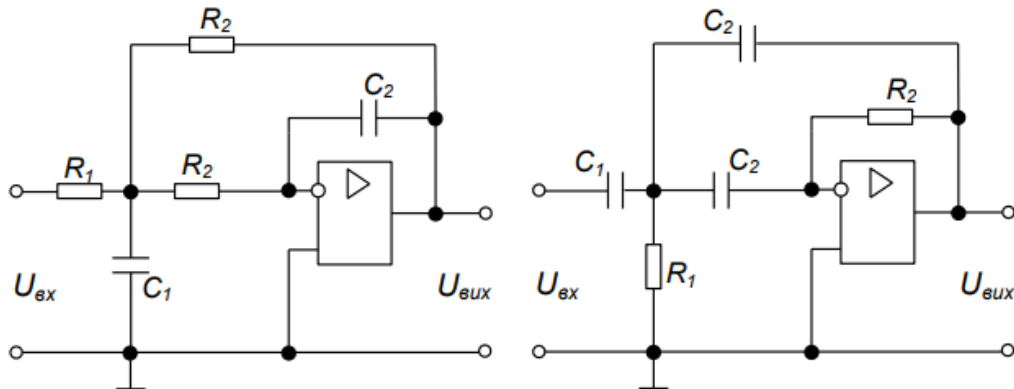


Рисунок 4.6 – Активні фільтри другого порядку

Оптимальний синтез таких фільтрів дозволяє отримати нахил асимптот майже 40 дБ/дек. Як видно зі схем, перехід від ФНЧ до ФВЧ чи навпаки відбувається шляхом заміни резисторів на конденсатори з відповідними параметрами.

При досить жорстких умовах фільтрації використовуються смугові активні фільтри за схемою Т-подвійного моста, який не пропускає сигнал на резонансній частоті і за схемою моста Віна, який пропускає сигнал на резонансній частоті. Зі схемами та параметрами названих фільтрів можна познайомитись в спеціальній літературі з електроніки. Однією з процедур нормалізації сигналів приладів або датчиків може бути необхідність їх підсилення. Це виникає при необхідності досягнення високої точності вимірювальної системи та у випадку використання однодіапазонних АЦП.

Якщо число каналів незначне, то підсилювач можна ставити до комутатора. За відповідних умов експлуатації датчик виконується як інтегрований модуль разом підсилювачем. В інших випадках використовують один підсилювач, встановлений на виході комутатора, який має зв'язок з відповідною групою датчиків.

Власне підсилювач повинен задовольняти наступним основним вимогам:

- мати необхідний коефіцієнт підсилення для створення номінального сигналу на вході АЦП;
- за умови заданої частоти опитування каналів забезпечувати достатню швидкість зростання сигналу на вході АЦП;
- мати мінімальний рівень власних шумів при забезпеченні двох попередніх вимог.

#### 4.4 Сучасні апаратні та програмні засоби збору і обробки сигналів

Сучасні високопродуктивні пристрої введення, виведення та цифрової обробки інформації, які конструктивно виконуються у вигляді модулів введення аналогової інформації для створення комплексів на базі комп'ютерів.

До складу таких модулів входять аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), автоматичні перемикачі діапазонів, буферні підсилювачі, цифрові фільтри, пристрої вибірки-зберігання, системи автоматичного підстроювання тощо. Всі сучасні АЦП мають у своєму складі також інтерфейсні елементи (буферні регістри, дешифратори адреса), що робить їх сумісними з мікропроцесорними системами.

Загальний вигляд модуля ADAM-6024 фірми Advantech, який підключається до ПК, зображено на рис. 4.7.



Рисунок 4.7 – Загальний вигляд модуля ADAM-6024 фірми Advantech

Провідні фірми Advantech, Octagon, Texas Instruments і Analog Device пропонують широкий вибір процесорних модулів для обробки аналогових сигналів в режимі реального часу.

Технічні характеристики деяких з модулів наведені нижче.

ADS 12x400 – модуль введення аналогових сигналів, розрядність АЦП 12 біт, частота дискретизації до 500 кГц, мультиплексор на 16 каналів, 12-бітний ЦАП та інтерфейс модулів цифрових процесорів обробки сигналів.

ADS 12x3M – модуль швидкісного введення аналогових сигналів, розрядність АЦП 12 біт, частота дискретизації до 3 МГц без втрати якості при мультиплексуванні до 16 каналів. Важлива особливість – наявність 8-канального пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ) для одночасної фіксації вхідних сигналів. Додатково має два канали 16-бітних ЦАП з часом встановлення 33 нс. Забезпечує безперервне введення даних з швидкістю до (900...1000) Кслів/с і до 3000 Кслів/с по інтерфейсах модулів цифрових процесорів обробки сигналів.

18 ADS 18x48 – модуль високоякісного введення аналогових сигналів у смузі до 24 кГц для професійної обробки звуку, розрядність АЦП 18 біт, 4 незалежних канали. Додатково містить два канали 16-бітних ЦАП з частотою дискретизації 384 кГц, а також шину ISA та інтерфейс модулів цифрових процесорів обробки сигналів. ADS 12x40M – високочастотний двоканальний модуль введення аналогових сигналів для шини PCI. Розрядність АЦП 12 (8) біт, частота дискретизації в кожному каналі 40 (50) МГц. Забезпечує безперервне введення даних у пам'ять ЕОМ з швидкістю до 96 Мбайт/с.

Всі модулі аналогового введення-виведення підтримуються програмними засобами в середовищах Windows, LabView, LabWindows, Matlab.

#### 4.5 Моделювання прийому аналогового сигналу

Для моделювання прийому аналогового сигналу використані блоки, перелік яких наведено в табл. 4.2 та програмні модулі з бібліотеки алгоритмічних елементів (табл. 4.3) [1, 2].

Таблиця 4.2 – Склад модулів ПЛК

Найменування	Призначення
БПр	Блок процесорний.
АЦП	Аналогово-цифровий перетворювач.
МНТП/ТО	Модуль нормалізації термопари/термоопору.
МВДС-КО	Модуль вводу дискретних сигналів з контролем обриву лінії.
МФДС	Модуль формування дискретних сигналів.

Таблиця 4.3 – Склад програмних модулів

Позначення	Характеристика
ASPIIN	Модуль ініціалізації АЦП.
ASPID	Модуль АЦП з діагностикою.
ASPII	Модуль перетворення цифрового коду в фізичну величину.
RAS16	Модуль розпаковки 16-розрядний.
S_FILTER	Модуль фільтрації аналогового сигналу.

MVDCK	Модуль МВДС з діагностикою.
MFDSZD	Модуль формування стану дискретних каналів та діагностики його працездатності.
RPID	Модуль ПІД-регулювання.

Збір інформації з датчиків, керування виконавчими пристроями здійснюється з використанням модулів зв'язку з об'єктом. САК процесом здійснює функції автоматизації для трьох основних технологічних підсистем: температури, вібрації та подачі реагентів. Кожна технологічна підсистема оснащена відповідними датчиками: температури, вібрації, переміщення, концентрації. За результатами дослідження для розробки програмного забезпечення системи визначено перелік аналогових та дискретних вхідних сигналів, дискретних та імпульсних вихідних сигналів, який наведено у додатку В.

Зв'язок з датчиками здійснюється через модуль МНТП/ТО за допомогою стандартних рівнів сигналів. Попереднє з'єднання з МНТП/ТО, при подальшій подачі сигналів на АЦП, забезпечує якісний прийом сигналів в умовах промислових перешкод. Виходи датчиків подаються до блоку МНТП/ТО, де проводиться нормалізація сигналів, а потім в блок АЦП для перетворення аналогового значення сигналів в цифровий код. Якщо сигнал датчику нормалізований, то він безпосередньо подається на модуль АЦП.

Програмний елемент обробки аналогового сигналу ASPIL (рис. 4.8, табл. 4.4, 4.5) забезпечує прийом цифрового коду з виходу модуля АЦП, що відповідає значенню напруги, перетворення його в фізичну величину та діагностику модулю.

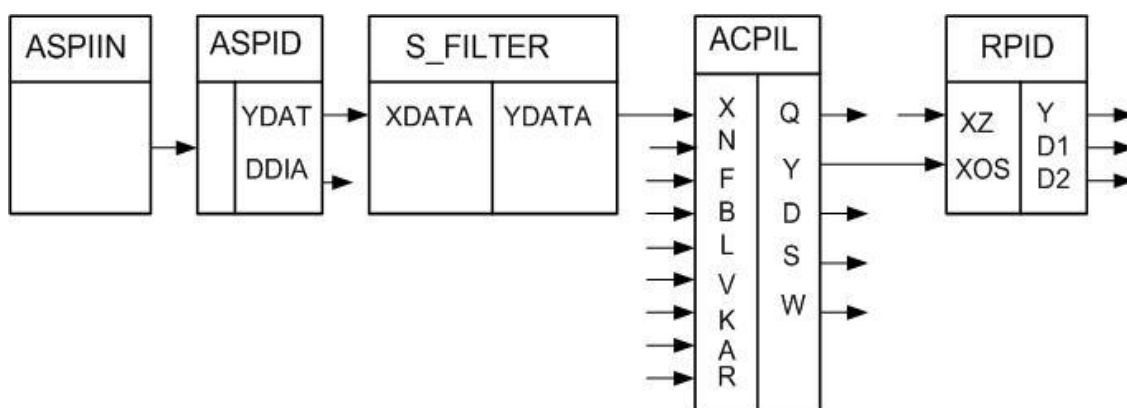


Рисунок 4.8 – Прийом аналогового сигналу та видача керування

Таблиця 4.4 – Вхідні параметри елементу обробки аналогового сигналу АСПІЛ

Позн.	Вид сигналу	Призначення
X	Аналоговий (int)	Код в діапазоні 0-4096, що вводиться з АЦП.
N	Дискретний	Признак: датчик включений/виключений (0/1).
F	Аналоговий (int)	Параметр фільтру (0,3 – 1).
H	Аналоговий (int)	Нижня границя достовірності (в одиницях виміру фізичної величини).
B	Аналоговий (int)	Верхня границя достовірності (в одиницях виміру фізичної величини), $B > H$ .
L	Аналоговий (int)	Нижня уставка сигналу попередження (в одиницях виміру фізичної величини), $L \geq H$ .
V	Аналоговий (int)	Верхня уставка сигналу попередження (в одиницях виміру фізичної величини), $V \leq B$ .
K	Аналоговий (int)	Умова видачі значення в мережу, $K > 0,1 \%$ .
A	Аналоговий (int)	Мінімум діапазону виміру (в одиницях виміру фізичної величини).
R	Аналоговий (int)	Максимум діапазону виміру (в одиницях виміру фізичної величини), $R > A$ .

Таблиця 4.5 – Вихідні параметри елементу обробки аналогового сигналу АСПІЛ

Позн.	Вид сигналу	Призначення
Q	Аналоговий (int)	Значення параметру для видачі в мережу.
Y	Аналоговий (int)	Вимірне значення параметру.
D	Дискретний	Ознака: 1 – датчик виключений або порушена одна з технологічних границь.
S	Дискретний	Ознака: 1 – значення параметру менше або дорівнює мінімуму уставки сигналізації ( $Y \leq L$ ).
W	Дискретний	Ознака: 1 – значення параметру більше або дорівнює максимуму уставки сигналізації ( $Y \geq L$ ).

Перед початком прийому аналогового сигналу по всім каналам АЦП програмний модуль ASPILN запише код діапазону для вхідних сигналів (рис. 4.9).

A15 - A10	A9, A8	A7	A6 - A1	A0
Базова адреса	Код діапазону	1	Адреса каналу	0

A9	A8	Діапазон V(mA)
0	0	+ - 10
0	1	+ - 5 (20)
1	0	+ - 2, 5 (4)

Рисунок 4.9 – Початкова ініціалізація АЦП



#### 4.6 Алгоритм роботи програмних модулів

Алгоритми роботи програмних модулів наведено у додатку Д.

Пропонується наступний алгоритм роботи програмного елемента обробки аналогового сигналу ASPIL:

Крок 1. Перевірка чи включений датчик. Якщо датчик виключений  $Y=N$ ,  $D=1$ ,  $W=S=0$ , виконується крок 7.

Крок 2. Прийнятий з АЦП цифровий код перевіряється на допустимість: якщо  $x \leq 0$ , то  $x=0$ ; якщо  $x \geq 4096$ , то  $x=4096$  та розраховується по формулі:

$$Z = F \cdot x + (1-F) \cdot G, \quad (4.9)$$

де  $x$  - значення коду після фільтру в діапазоні 0-4096, що вводиться з АЦП (12 розрядів);

$F$ - параметр фільтру (0,3 – 1);

$G$  - значення параметру після фільтру попереднього кроку, (початкове значення  $G=1000$ ).

Крок 3. Виконується розрахунок значення в одиницях параметру виміру

$$Y = A + (R - A) \cdot \frac{z}{4096}, \quad (4.10)$$

де  $R$ - максимум діапазону виміру (в одиницях виміру фізичної величини), 10В;

$A$  - мінімум діапазону виміру (в одиницях виміру фізичної величини), 0В.

Крок 4. Виконується контроль достовірності – нижня границя. Якщо  $Y \leq N$  - границя порушена,  $Y=N$ ,  $D=1$ ,  $W=S=0$ ; виконується крок 7.

Крок 5. Виконується контроль достовірності – верхня границя. Якщо  $Y \geq B$  - границя порушена,  $Y=B$ ,  $D=1$ ,  $W=S=0$ ; виконується крок 7.

Крок 6. Виконується контроль уставки сигналізації – мінімум. Якщо  $Y \leq L$  - границя порушена,  $D=0$ ,  $W=0$ ,  $S=1$ ; виконується крок 7.

Крок 7. Виконується контроль уставки сигналізації – максимум. Якщо  $Y \geq L$  - границя порушена,  $D=0$ ,  $W=1$ ,  $S=0$ ; виконується крок 7.

Крок 8. Формування значення параметру  $Q$ . Якщо  $|Y-QI| > 0,01 \cdot K \cdot IR - AI$ , то  $Q=Y$ .

Виходи датчиків подаються в блок МНТП/ТО, де проводиться нормалізація сигналів, а потім в блок АЦП для перетворення аналогового значення сигналів в цифровий код. При розходженні сигналу від датчика та завдання ПІД-регулятора виробляється відповідний вплив на керуючий орган.

Модуль MVDSK забезпечує ввід стану дискретних сигналів від виконавчих пристроїв та їх діагностику. Параметром налагодження модулю є базова адреса порту. У випадку виходу МФДС зі строю, адреса порту програмно обнуляється, прийом інформації з порту припиняється і дискретному виходу модулю MVDSK (вихід DDIA) присвоюється рівень логічної "1" (рис. 4.4).

Елемент RAS16 забезпечує перетворення вхідної аналогової інформації в n-розрядний позиційний код (рис. 4.10).

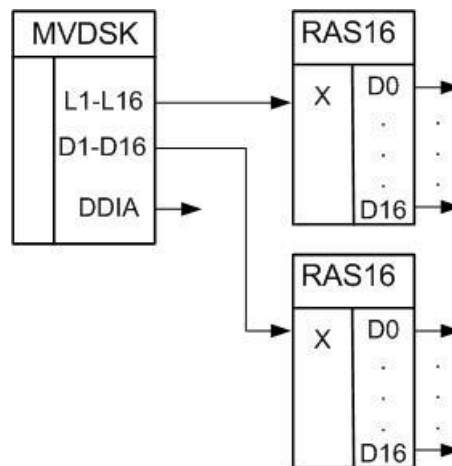


Рисунок 4.10 – Прийом дискретного сигналу

При прийомі дискретних сигналів вхідний сигнал представляється виразом:

$$X = X_{n-1} * 2^{n-1} + X_{n-2} * 2^{n-2} + \dots + X_0 * 2^0, \quad (4.11)$$

де  $n$  - кількість розрядів (1-16);  $X_i \in \{0,1\}$ .

Значення сигналу на виході  $D_i$  відповідає  $D_i = X_i$ ,  $i \in 0, n - 1$ .

Наприклад при  $n=3$  елемент має ідентифікатор 3 і реалізує наступний вираз:

$$X = X_2 * 2^2 + X_1 * 2^1 + X_0 * 2^0; \quad D_2 = X_2; \quad D_1 = X_1; \quad D_0 = X_0;$$

$$D_2 = 0; D_1 = 1; D_0 = 1.$$

При видачі дискретного сигналу для керування виконавчими пристроями (рис. 4.11) в програмний модуль MFDCZD заносить відповідний код каналу та проводиться діагностика модулю (вихід DDIA → логічна "1").

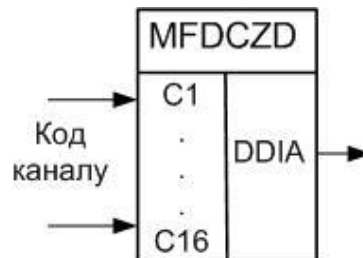


Рисунок 4.11 – Видача дискретного сигналу

Специфіка визначення середніх і сумарних значень в задачах керування обумовлена дискретним характером вхідної інформації. З цією метою в ланцюжку прийому аналогового сигналу запропоновано використати програмний модуль S\_FILTER (див. рис. 4.3) та алгоритм фільтрації аналогового сигналу, який забезпечує обчислення середнього значення останніх n-значень. Алгоритм роботи програмного елемента фільтрації аналогового сигналу S\_FILTER наведено у додатку Д:

Перед початком роботи значення кількості вимірів n заноситься як параметр налагодження. Початкове значення n=5, тобто за 5 вимірів, що становить 1 с, інформації в системі відображення при зміні параметру змінюється.

#### 4.7 Результати моделювання

Для моделювання обрано перетворення сигналу від датчика 2,5 В. Ця напруга відповідає 25% шкали діапазону виміру. При 12-розрядному АЦП цифровий код на виході АПЦ має значення 1024.

Значення параметра фільтра змінюється в діапазоні від 0,3 до 1,0.

Результати моделювання для різних значень параметра фільтра представлені в таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Результати моделювання

F=0,3	Цифровий код	Z	U вих
0,3	1024	1007,2	2,458984
0,3	1025	1007,5	2,459717
0,3	1026	1007,8	2,460449
0,3	1027	1008,1	2,461182
0,3	1028	1008,4	2,461914
0,3	1029	1008,7	2,462646
0,3	1030	1009	2,463379
0,3	1031	1009,3	2,464111
0,3	1032	1009,6	2,464844
0,3	1033	1009,9	2,465576
0,3	1034	1010,2	2,466309
0,3	1035	1010,5	2,467041
0,3	1036	1010,8	2,467773
0,3	1037	1011,1	2,468506

F=0,5	Цифровий код	Z	U вих
0,5	1024	1012	2,470703
0,5	1025	1012,5	2,471924
0,5	1026	1013	2,473145
0,5	1027	1013,5	2,474365
0,5	1028	1014	2,475586
0,5	1029	1014,5	2,476807
0,5	1030	1015	2,478027
0,5	1031	1015,5	2,479248
0,5	1032	1016	2,480469
0,5	1033	1016,5	2,481689
0,5	1034	1017	2,48291
0,5	1035	1017,5	2,484131
0,5	1036	1018	2,485352
0,5	1037	1018,5	2,486572

F=0,7	Цифровий код	Z	U вих
0,7	1024	1016,8	2,482422
0,7	1025	1017,5	2,484131
0,7	1026	1018,2	2,48584
0,7	1027	1018,9	2,487549
0,7	1028	1019,6	2,489258
0,7	1029	1020,3	2,490967
0,7	1030	1021	2,492676
0,7	1031	1021,7	2,494385
0,7	1032	1022,4	2,496094
0,7	1033	1023,1	2,497803
0,7	1034	1023,8	2,499512
0,7	1035	1024,5	2,501221
0,7	1036	1025,2	2,50293
0,7	1037	1025,9	2,504639

F=0,9	Цифровий код	Z	U вих
0,9	1024	1021,6	2,494141
0,9	1025	1022,5	2,496338
0,9	1026	1023,4	2,498535
0,9	1027	1024,3	2,500732
0,9	1028	1025,2	2,50293
0,9	1029	1026,1	2,505127
0,9	1030	1027	2,507324
0,9	1031	1027,9	2,509521
0,9	1032	1028,8	2,511719
0,9	1033	1029,7	2,513916
0,9	1034	1030,6	2,516113
0,9	1035	1031,5	2,518311
0,9	1036	1032,4	2,520508
0,9	1037	1033,3	2,522705

F=1	2,5V	Z	U вих
1	1024	1024	2,5
1	1025	1025	2,502441
1	1026	1026	2,504883
1	1027	1027	2,507324
1	1028	1028	2,509766
1	1029	1029	2,512207
1	1030	1030	2,514648
1	1031	1031	2,51709
1	1032	1032	2,519531
1	1033	1033	2,521973
1	1034	1034	2,524414
1	1035	1035	2,526855
1	1036	1036	2,529297
1	1037	1037	2,531738

На рисунку 4.12 наведено графік залежності вихідної напруги від різних значень параметра фільтра.

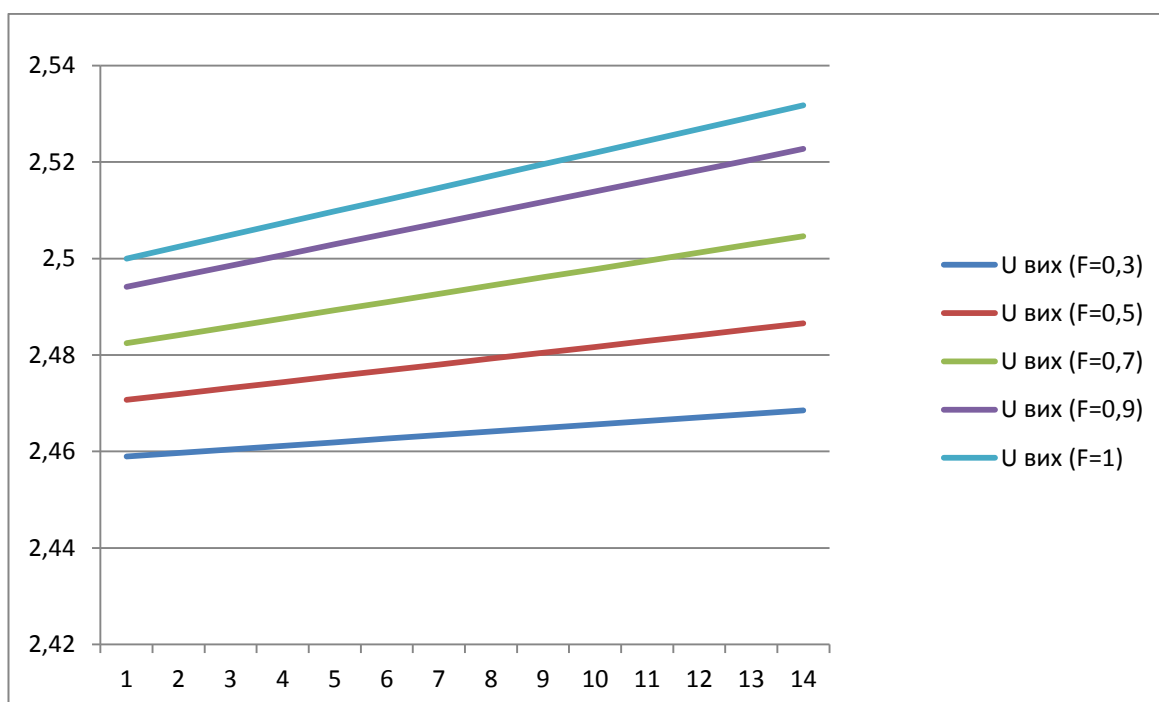


Рисунок 4.12 – Графік залежності вихідної напруги від параметра фільтра

Цифровий код в залежності від параметра фільтра змінюється в діапазоні від 2,458984 В (F=0,3) до 2,5 В (F=1,0).

#### 4.8 Висновки до розділу 4

У четвертому розділі магістерської роботи здійснено реалізацію моделі фільтрації сигналів та її дослідження.

Визначено, що процедура нормалізації сигналів передбачає повне або часткове усунення впливу перешкод при одночасній обробці інформаційної частини сигналу. Параметри фільтра і, як наслідок, його характеристики залежать від місця включення фільтра по відношенню до комутаційного пристрою (до чи після пристрою).

Розглянуті сучасні високопродуктивні пристрої введення/виведення та цифрової обробки інформації, які конструктивно виконуються у вигляді модулів введення аналогової інформації для створення комплексів на базі ПК або МК.

До складу таких модулів входять аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), автоматичні перемикачі діапазонів, буферні підсилювачі, цифрові фільтри, пристрої вибірки-зберігання, системи автоматичного підстроювання тощо. Всі сучасні АЦП мають у своєму складі також інтерфейсні елементи (буферні регістри, дешифратори адреса), що робить їх сумісними з мікропроцесорними системами.

Для моделювання прийому аналогового сигналу запропоновано використати блоки, програмні модулі з бібліотеки алгоритмічних елементів та алгоритм роботи програмного елемента обробки аналогового сигналу.

Представлені результати моделювання цифрового фільтра. Для моделювання обрано перетворення сигналу від датчика напруги. Перетворення напруги в цифровий код здійснювалось для 12-розрядного АЦП. Значення параметра фільтра змінювалось в діапазоні від 0,3 до 1,0.

#### 4.9 Перелік джерел посилань до розділу 4

1. Рязанцев О. І., Кардашук В. С., Бортник К. Я. Застосування програмної бібліотеки алгоритмічних елементів для проектування технологічних схем промислової автоматизації / Комп'ютерно-інтегровані технології: освіта, наука, виробництво. – Луцьк: ЛНТУ, 2016. – № 23. – С. 98-104
2. Касабуцька І. В., Кардашук В. С. Методи вдосконалення тестування цифрових систем / Вісник Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. 2018. № 6 (247). С. 61-68.

## **РОЗДІЛ 5**

### **ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

В даному розділі проведено аналіз потенційних небезпечних та шкідливих виробничих факторів, причин пожеж. Розглянуті заходи, які дозволяють забезпечити гігієну праці і виробничу санітарію. На підставі аналізу розроблені заходи з техніки безпеки та рекомендації з пожежної профілактики.

Завданням даної магістерської роботи є дослідження та розроблення методів та засобів цифрової обробки аналогової інформації, що надходить від різноманітних датчиків (тиск, температура, рівень тощо).

Для організації роботи над проектом створено таблицю 5.1 – розміри приміщення, таблицю 5.2 - характеристики робочого місця, таблицю 5.3 – аналіз небезпечних і шкідливих виробничих факторів, таблицю 5.4 – норми мікроклімату робочої зони об'єкту та проведені необхідні розрахунки.

#### **5.1 Загальні питання з охорони праці**

Умови праці на робочому місці, безпека технологічних процесів, машин, механізмів, стан засобів колективного та індивідуального захисту, що використовуються працівником, а також санітарно-побутові умови повинні відповідати вимогам нормативних актів про охорону праці. В законі України «Про охорону праці» [4] визначається, що охорона праці - це система правових, соціально-економічних, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження життя, здоров'я і працездатності людини у процесі трудової діяльності.

##### **5.1.1 Правові та організаційні основи охорони праці**

Законодавство України про охорону праці є системою взаємозв'язаних нормативних актів, що регулюють відносини у галузі реалізації державної політики щодо правових, соціально-економічних, організаційно-технічних і лікувально-профілактичних заходів та засобів, спрямованих на збереження здоров'я і працездатності людини в процесі праці.

Конституція України – основний закон держави, який регламентує найважливіші з погляду держави суспільні відносини.

### 5.1.2 Організаційно-технічні заходи з безпеки праці

Технічні заходи - технічні засоби, що забезпечують безпечні і нешкідливі умови праці, та пов'язані з впровадженням нового обладнання, пристроїв і приладів безпеки і безпечною експлуатацією засобів виробництва.

Організаційні заходи:

Контроль за технічним станом обладнання, інструментів, будівель і споруд; контроль за дотриманням вимог нормативних документів з охорони праці; нагляд за обладнанням підвищеної небезпеки; організація навчання.

Санітарно-гігієнічні заходи:

контроль за впливом виробничих факторів на здоров'я працівників; забезпечення санітарно-побутових умов згідно з діючими нормами; планування заходів щодо поліпшення санітарно-гігієнічних умов праці.

Соціально-економічні заходи:

надання пільг і компенсацій працівникам, які працюють зі шкідливими і небезпечними умовами праці; створення умов для економічної зацікавленості роботодавця і працівника у поліпшенні умов і підвищенні безпеки праці.

## 5.2 Аналіз стану умов праці

Робота над створенням автоматизованої системи перевірки якості JavaScript-коду проходитиме в приміщенні компанії. Для даної роботи достатньо однієї людини, для якої надано робоче місце зі стаціонарним комп'ютером.

### 5.2.1 Вимоги до приміщень

Геометричні розміри приміщення зазначені в табл. 5.1.

Таблиця 5.1 – Розміри приміщення

Найменування	Значення
Довжина, м	6
Ширина, м	4
Висота, м	2,7
Площа, м <sup>2</sup>	24
Об'єм, м <sup>3</sup>	64,8



Розмір площі для одного робочого місця оператора персонального комп'ютера має бути не менше 6 кв. м, а об'єм — не менше 20 куб. м. Отже, дане приміщення цілком відповідає зазначеним нормам.

Для дотримання вимог пожежної безпеки встановлено порошковий вогнегасник та систему автоматичної пожежної сигналізації.

### 5.2.2 Вимоги до організації місця праці

При порівнянні відповідності характеристик робочого місця нормативним основні вимоги до організації робочого місця за «Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» [2] і відповідними фактичними значеннями для робочого місця, констатуємо повну відповідність.

Таблиця 5.2 - Характеристики робочого місця

Найменування параметра	Наймен. параметра	Нормативне значення
Висота робочої поверхні, мм	690	680 ÷ 800
Висота простору для ніг, мм	600	не менше 600
Ширина простору для ніг, мм	580	не менше 500
Глибина простору для ніг, мм	650	не менше 650
Висота поверхні сидіння, мм	470	400 ÷ 500
Ширина сидіння, мм	400	не менше 400
Глибина сидіння, мм	400	не менше 400
Висота поверхні спинки, мм	600	не менше 300
Ширина опорної поверхні спинки, мм	450	не менше 380
Радіус кривини спинки в горизонтальній площині, мм	400	400
Відстань від очей до екрану дисплея, мм	800	700 ÷ 800

Приміщення кабінету знаходиться на третьому поверсі чотирьох поверхової будівлі і має об'єм 64,8 м<sup>3</sup>, площу – 24 м<sup>2</sup>. У цьому кабінеті обладнано два місця праці, укомплектовані ПК. Температура в приміщенні протягом року коливається у межах 25-32°C, відносна вологість — близько 50%. Швидкість руху повітря не перевищує 0,2 м/с. Шум в лабораторії знаходиться на рівні 45 дБА. Система вентилявання приміщення — природна неорганізована, а опалення — централізоване.

Розміщення вікон забезпечує природне освітлення з коефіцієнтом природного освітлення не менше 1,5%, а загальне штучне освітлення, яке здійснюється за допомогою шести люмінесцентних ламп, забезпечує рівень освітленості не менше 200 Лк. У кабінеті є електрична мережа з напругою 220 В, яка створює небезпеку ураження електричним

струмом. ПК та периферійні пристрої можуть бути джерелами електромагнітних випромінювань, аерозолів та шкідливих речовин (часток тонеру, оксидів нітрогену та озону). За ступенем пожежної безпеки приміщення належить до категорії В. Кабінет оснащений переносним вуглекислотним вогнегасником ВВК-5.

### **5.2.3 Навантаження та напруженість процесу праці**

Щодо характеру організування виконання дипломної роботи, то він підпадає під нав'язаний режим, оскільки певні розділи роботи необхідно виконати у встановлені конкретні терміни. За ступенем нервово-психічної напруги виконання роботи можна віднести до II – III ступеня і кваліфікувати як помірно напружений – напружений за умови успішного виконання поставлених завдань.

Рекомендовано застосування екранних фільтрів, локальних світлофільтрів (засобів індивідуального захисту очей) та інших засобів захисту, а також інші профілактичні заходи. Роботу над дипломним проектом визнано, таку, що займає 50% часу робочого дня та за восьмигодинної робочої зміни рекомендовано встановити додаткові регламентовані перерви: для операторів персональних комп'ютерів тривалістю 15 хв через дві години роботи.

## **5.3 Виробнича санітарія**

Виробнича санітарія - це система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають або зменшують вплив на працюючих шкідливих виробничих факторів, які в певних умовах можуть привести до травм або професійних захворювань. Основною метою є зменшення або повне усунення впливу несприятливих і шкідливих виробничих факторів на організм людини. Оскільки головним у діяльності з охорони праці є профілактика травматизму, заходів щодо поліпшення умов праці й побуту працюючих.

### **5.3.1 Аналіз небезпечних та шкідливих факторів при виробництві (експлуатації) виробу**

Роботу, пов'язану з ЕОП з ВДТ, у тому числі на тих, які мають робочі місця, обладнані ЕОМ з ВДТ і ПП, виконують із забезпеченням виконання «Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з електронними пристроями» [3], які встановлюють вимоги безпеки до обладнання робочих місць, до роботи із застосуванням ПК з ВДТ і ПП. Основними робочими характеристиками ПК є наступні:

- робоча напруга  $U = +220V \pm 5\%$ ;
- робочий струм  $I = 2A$ ;
- потужність споживання  $P = 350 \text{ Вт}$ .

Аналіз небезпечних та шкідливих виробничих факторів виконується у табличній формі (табл. 5.3).

Таблиця 5.3 – Аналіз небезпечних і шкідливих виробничих факторів

Небезпечні і шкідливі виробничі фактори	Джерела факторів (види робіт)	Кількіс на оцінка	Нормативні документи
<b>фізичні</b>			
- підвищена температура поверхонь обладнання	експлуатація ПК, принтерів, сканерів чи/або серверного обладнання для роботи	2	ДСН 3.3.6.042-99[1]
- підвищена яскравість світла	порушення умов праці (організації місця праці і налагодження моніторів)	2	ДСанПіН 3.3.2.007-98[2]
- понижена контрастність	-//-	1	ДСанПіН 3.3.2.007-98[2]
<b>психофізіологічні</b>			
- нервово-психічне перевантаження (розумове, перенапруження аналізаторів-зорових)	- пошук інформації для постановки теми; - пошук та аналіз аналогів і літератури; - пошук наявних технологій, моделювання та аналіз алгоритмів; - виконання роботи за темою диплома, тестування; - оформлення роботи	3	НПАОП 0.00-7.15-18[3] ДСанПіН 3.3.2.007-98[2]
- фізичні (статичне – сидіння)	порушення умов праці (організації місця праці - сидіння користувача, ) та організації робочого часу - безперервна робота)	2	НПАОП 0.00-7.15-18 [3] ДСанПіН 3.3.2.007-98[2]

### 5.3.2 Пожежна безпека

Електронно-обчислювальна машина (ЕОМ; далі — комп'ютер) — обладнання з необов'язковими додатковими пристроями (пристрої для друку, сканери, модеми, блоки безперервного живлення та інші спеціальні периферійні пристрої). Відеодисплейний термінал (ВДТ; далі — монітор) — частина електронно-обчислювальної машини, що містить пристрій для візуального відображення інформації; Периферійні пристрої (далі — ПП) — сукупність необов'язкових додаткових пристроїв, які

використовуються в процесі діяльності оператора ЕОМ (клавіатура, маніпулятор «миша», дискова система, звукова система, модем, мікрофон, принтер, сканер тощо).

На підприємстві, де експлуатується комп'ютерна техніка, створюється служба охорони праці згідно з «Типовим положенням про службу охорони праці»[ 9].

#### Нормативна база

Перелік нормативно-правових актів, які регулюють це питання, досить широкий. Наприклад, ст. 21 Кодексу законів про працю України визначає обов'язки роботодавця щодо забезпечення працівникам комфортних та безпечних умов праці, а ст. 13 Закону України «Про охорону праці» закріплює це право з позиції охорони праці.

Особливості охорони праці при роботі з комп'ютером.

Комп'ютерне обладнання повинні підключатися до електромережі лише за допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення.

У штепсельних з'єднаннях та електророзетках, крім контактів фазового та нульового робочого провідників, мають бути спеціальні контакти для підключення нульового захисного провідника. Їх конструкція має бути такою, щоб приєднання нульового захисного провідника відбувалося раніше, ніж приєднання фазового та нульового робочого провідників. Порядок роз'єднання при відключенні має бути зворотним.

Не допускається підключати комп'ютерну техніку до звичайної двопровідної електромережі, зокрема з використанням перехідних пристроїв.

### **5.3.3 Електробезпека**

Основні шкідливі та небезпечні фактори, що можуть впливати на організм людини під час роботи з персональним комп'ютером (ПК), такі, як підвищений рівень електромагнітних випромінювань, підвищений рівень іонізуючих випромінювань, підвищена чи знижена іонізація повітря, підвищена яскравість світла, пряма і відбита блискітливність.

## **5.4 Гігієнічні вимоги до параметрів виробничого середовища**

### **5.4.1 Параметри мікроклімату**

Мікроклімат виробничих приміщень - це сукупність параметрів повітря у виробничому приміщенні, які діють на людину у процесі праці, на його робочому місці, у роб зоні. Робоче місце - територія постійного або тимчасового знаходження людини у процесі праці. Робоча зона - частина простору робочого місця, обмежене по висоті 2 м від рівня підлоги.

Параметри мікроклімату це температура повітря  $T$ ,  $0^{\circ} \text{C}$ ; відносна вологість  $Y$ , % та швидкість руху повітря  $V$ , м/с.

Значні коливання параметром мікроклімату можуть привести до порушення терморегуляції організму (здатність організму утримувати постійну температуру), що приводить до порушення системи кровообіг, загальної слабкості. Отже оптимальні значення для температури, відносної вологості й рухливості повітря для зазначеного робочого місця відповідають «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень» [1] і наведені в табл. 5.4.

Таблиця 5.4 – Норми мікроклімату робочої зони об'єкту

Період року	Категорія робіт	Температура $^{\circ}\text{C}$	Відносна вологість %	Швидкість руху повітря, м/с
Холодна	легка-1 а	22 - 24	40 – 60	0,1
Тепла	легка-1 а	23 - 25	40 – 60	0,1

Дане приміщення обладнане системами опалення, кондиціонування повітря або припливно-витяжною вентиляцією. У приміщенні на робочому місці забезпечуються оптимальні значення параметрів мікроклімату: температури, відносної вологості й рухливості повітря .

#### 5.4.2 Освітлення

Світло є природною умовою існування людини. Воно впливає на стан вищих психічних функцій і фізіологічні процеси в організмі. Хороше освітлення діє тонізуюче, створює гарний настрій, покращує протікання основних процесів вищої нервової діяльності.

Збільшення освітленості сприяє поліпшенню працездатності навіть в тих випадках, коли процес праці практично не залежить від зорового сприйняття. При поганому освітленні людина швидко втомлюється, працює менш продуктивно, виникає потенційна небезпека помилкових дій і нещасних випадків.

Розрахунок освітлення.

Для будівель виробництва світловий коефіцієнт приймається в межах 1/6 - 1/10:

$$\sqrt{a^2 + b^2} \cdot S_b = (1/8 \div 1/10) \cdot S_n \quad (5.1)$$

де  $S_b$  – площа віконних прорізів, м<sup>2</sup>;

s– площа підлоги, м<sup>2</sup>.

$$s_n = a \times b = 4 \times 6 = 24 \text{ м}^2$$

$$S_{\text{вік}} = \frac{1}{8} \times 24 = 3 \text{ м}^2$$

Приймаємо 2 вікна площею 6 м<sup>2</sup> кожне.

Світильники загального освітлення розташовуються над робочими поверхнями в рівномірно-прямокутному порядку. Для організації освітлення в темний час доби передбачається обладнати приміщення, довжина якого складає 6 м, ширина 4 м, світильниками ЛПО2П, оснащеними лампами типа ЛБ (дві по 80 Вт) з світловим потоком 5400 лм кожна.

Розрахунок штучного освітлення виробляється по коефіцієнтах використання світлового потоку, яким визначається потік, необхідний для створення заданої освітленості при загальному рівномірному освітленні. Розрахунок кількості світильників п виробляється по формулі (5.2):

$$n = \frac{E \cdot S \cdot Z \cdot K}{F \cdot U \cdot M} \quad (5.2)$$

де  $E$  – нормована освітленість робочої поверхні, визначається нормами – 300 лк;

$S$  – освітлювана площа, м<sup>2</sup>;  $S = 24 \text{ м}^2$ ;

$Z$  – поправочний коефіцієнт світильника ( $Z = 1,15$  для ламп розжарювання та ДРЛ;  $Z = 1,1$  для люмінесцентних ламп) приймаємо рівним 1,1;

$K$  – коефіцієнт запасу, що враховує зниження освітленості в процесі експлуатації – 1,5;

$U$  – коефіцієнт використання, залежний від типу світильника, показника індексу приміщення і т.п. – 0,575;

$M$  – число люмінесцентних ламп в світильнику – 2;

$F$  – світловий потік лампи – 5400 лм (для ЛБ-80).

Підставивши числові значення у формулу (5.2), отримуємо:

$$n = \frac{300 \times 24 \times 1,1 \times 1,5}{5400 \times 0,575 \times 2} \approx 2$$

Приймаємо освітлювальну установку, яка складається з 2-х світильників, які складаються з двох люмінесцентних ламп загальною потужністю 160 Вт, напругою – 220 В.

### 5.4.3 Шум та вібрація, електромагнітне випромінювання

Найшкідливішим фактором виробничого і побутового середовищ є шум. Особливо небезпечним є виробничий шум, дія якого є тривалою, тобто постійно супроводжує виробничий процес.

Виробничий шум – сукупність різноманітних за силою і частою звуків. Джерелом шуму можуть бути двигуни, насоси, вентиляційні пристрої, холодильне обладнання, компресори, деякі технологічні процеси – обробка металу, його kleпання, карбування, штамповка, робота на ткацьких верстатах, випробування двигунів, будівельні роботи. Постійним джерелом шуму є транспорт, особливо міський (залізниця, метро, автомобілі) і на сьогодні на вулицях великих міст рівень шуму досягає 80-90 Дб.

Вібрація та її вплив на організм.

Джерела вібрації на виробництві – це пневмо - та електроінструменти ударної або обертальної дій, машини, які установлені на основі без достатньої амортизаційної прокладки, а також транспортні і сільськогосподарські машини.

Вплив вібрації на організм людини залежить від локальної інтенсивності вібраційних хвиль, що викликає зміни стану тканин і органів (стиснення й розтягнення, скручування й згин, утруднення кровопостачання, посилення або послаблення згортальних властивостей крові та ін). Послабити дію вібрації на людину можна засобами віброгасіння, вібропоглинання та віброізоляції.

Електромагнітні хвилі та їх вплив на організм.

Електромагнітні хвилі різного діапазону частот широко використовують в радіолокації, телебаченні, радіозв'язку, фізіотерапії, для термічної обробки металів, приготування їжі, сушки деревини тощо. Їх джерелами є також високовольтні лінії електропередач, електротранспорт. Електромагнітні поля мають певну потужність, енергію і поширюються у вигляді електромагнітних хвиль. Основним параметрами електромагнітних коливань є:

- довжина хвилі;
- частота коливань;
- швидкість розповсюдження.

За частотою антропогенні електромагнітні випромінювання поділяють на:

- низькочастотні (НЧ, 0,003 Гц-30 кГц);
- радіохвилі високочастотного (ВЧ) діапазону (30кГц-300 мГц);
- радіохвилі ультрависокочастотного (УВЧ) діапазону (30мГц-300 мГц);
- надвисокочастотні (НВЧ) хвилі (30мГц-300 гГц).

#### 5.4.4 Вентилювання

Види вентиляції промислових приміщень

Залежно від способу переміщення повітря промислова вентиляція, як і вентиляція приватного будинку, може бути природною і механічною.

Для вентиляції промислових приміщень застосовують припливну, витяжну або припливно-витяжну механічні системи. На великих виробництвах користуються тільки останнім варіантом. У приватних майстернях і невеликих цехах зазвичай встановлюють витяжну механічну вентиляцію. Приплив свіжого повітря у такому випадку відбувається шляхом аерації або інфільтрації, тобто різновидів природної вентиляції. У невеликому виробничому приміщенні витяжної механічної вентиляції зазвичай достатньо.

#### 5.5 Заходи з організації виробничого середовища та попередження виникнення надзвичайних ситуацій

Заходи безпеки під час експлуатації персонального комп'ютера та периферійних пристроїв передбачають:

- дотримання заходів електробезпеки;
- забезпечення раціонального освітлення місця праці (освітленість робочого місця не перевищувала 2/3 нормальної освітленості приміщення).

Заходи безпеки під час експлуатації інших електричних приладів передбачають дотримання таких правил:

постійно стежити за справним станом електромережі, розподільних щитків, вимикачів, штепсельних розеток, лампових патронів та постійно стежити за справністю ізоляції електромережі та мережевих кабелів.

Вимоги безпеки при надзвичайних ситуаціях:

1) При раптовому припиненні подачі електричної енергії вимкнути всі пристрої ПК в такій послідовності. Витягнути ви́лки з розеток. При наявності ознак горіння (дим, запах горілого) необхідно вимкнути всі пристрої ПК, знайти місце загоряння і виконати всі можливі заходи для його ліквідації.

2) При замиканні, перевантаженні електричного струму на електричному обладнанні, внаслідок ураження грозової блискавки та ймовірної небезпеки ураженням електричним струмом, приймають наступне:

- попередження замикання здійснюється правильним вибором, монтажем експлуатації мереж;



- застосування захисту схем у вигляді швидкодіючих реле, а також вимикачів, плавких запобіжників, автоматичних вимикачів.

Розрахунок захисного заземлення (забезпечення електробезпеки будівлі).

Загальний опір захисного заземлення визначається за формулою:

$$R_{\text{ззн}} = \frac{R_3 \cdot R_n}{R_n \cdot n \cdot \eta_3 + R_3 \cdot \eta_n} \quad (5.3)$$

де  $R_3$  - опір заземлення, якими когут бать труби, опори, кути і т.п., Ом;

$R_n$  - опір опори, яке з'єднує заземлювачі, Ом;

$n$  - кількість заземлювачів;

$\eta_3$  - коефіцієнт екранування заземлювача; приймається в межах 0,2 - 0,9;  $\eta_3 = 0,5$

$\eta_n$  - коефіцієнт екранування сполучної стійки; приймається в межах 0,1 - 0,7;  $\eta_n = 0,3$ ;

Опір заземлення визначається за формулою:

$$R_3 = \frac{\rho}{2\pi \cdot l} \cdot \left( \ln \frac{2 \cdot l}{d} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \cdot t + l}{4 \cdot t - l} \right) \quad (5.4)$$

де  $\rho$  - питомий опір ґрунту, залежить від типу ґрунту, Ом·м;

для піску - 400 - 700 Ом·м; приймаємо  $\rho = 500$  Ом·м;

$l$  - довжина заземлювача, м; для труб - 2-3 м;  $l = 2,5$  м;

$d$  - діаметр заземлювача, м; для труб - 0,03-0,05 м;  $d = 0,04$  м;

$t$  - відстань від середини забитого в ґрунт заземлювача до рівня землі, м;  $t = 3$  м.

$$R_z = \frac{500}{2 \times 3,14 \times 2,5} \left( \ln \frac{2 \times 2,5}{0,04} + \frac{1}{2} \ln \frac{4 \times 3 + 2,5}{4 \times 3 - 2,5} \right) = 31,8 \times (4,8 + 0,2) = 159, \text{ Ом}$$

Опір смуги, що з'єднує заземлювачі, визначається за формулою:

$$R_w = \frac{\rho}{2\pi \cdot L} \cdot \ln \frac{2 \cdot L^2}{b \cdot t^1} \quad (5.5)$$

де  $L$  - довжина смуги, що з'єднує заземлювачі (м) і приблизно дорівнює периметру будівлі:  $P_{\text{буд.}} = 32 \cdot 2 + 25 \cdot 2 = 114$  м;  $L = 114$  м;

$b$  - ширина смуги, м;  $b = 0,03$  м;

$t_1$  - глибина заземлення від рівня землі, м;  $t_1 = 0,4$  м.

$$R_n = \frac{500}{2 \times 3,14 \times 114} \times \ln \frac{2 \times 114^2}{0,03 \times 0,4} = 0,69 \times 14,36 = 9,9, \text{ Ом}$$

Кількість заземлювачів захисного заземлення визначається за формулою:

$$n = \frac{2 \cdot R_z}{4 \cdot \eta_s} \quad (5.6)$$

де  $4$  - допустимий загальний опір, Ом;

$2$  - коефіцієнт сезонності.

Визначаємо загальний опір захисного заземлення:

$$R_{zzn} = \frac{159 \times 9,9}{9,9 \times 79 \times 0,6 + 159 \times 0,4} = \frac{1574,1}{532,8} = 2,9 \text{ Ом}$$

Висновок: дане захисне заземлення буде забезпечувати електробезпеку будівлі, так як виконується умова:  $R_{zzn} < 4 \text{ Ом}$ .

## 5.6 Охорона навколишнього природного середовища

Діяльність за темою магістерської роботи, а саме: розробка ІВС перетворення аналогової інформації в цифровий код, в процесі її виконання впливає на навколишнє природне середовище і регламентується нормами діючого законодавства: Законом України «Про охорону навколишнього природного середовища» [5], Законом України «Про забезпечення санітарного та епідемічного благополуччя населення» [6]. Законом України «Про відходи» [7], Законом України «Про охорону атмосферного повітря» [10], Законом України «Про захист населення і територій від надзвичайних ситуацій техногенного та природного характеру» [11], Водний кодекс України [8].

В процесі діяльності за комп'ютером виникають процеси поводження з відходами ІТ галузі. Нижче надано перелік відходів, що утворюються в процесі роботи:

- побутові відходи - ІV клас небезпеки
- матеріали пакувальні, що вміщують п/ет, п/пр - ІV клас небезпеки

- відходи друкуючих пристроїв - IV клас небезпеки

Загалом відходи сфер виробництва і сфери споживання залежно від фізичних, хімічних і біологічних характеристик усієї маси відходу або окремих його інгредієнтів поділяються на чотири класи небезпеки:

I-й клас — речовини (відходи) надзвичайно небезпечні;

II-й клас — речовини (відходи) високо небезпечні;

III-й клас — речовини (відходи) помірно небезпечні;

IV-й клас — речовини (відходи) мало небезпечні.

Не допускається змішування відходів різних видів і класів небезпеки з будівельними і побутовими відходами, відходами дерев'яної, металевої, синтетичної тари.

З метою визначення та прогнозування впливу відходів на навколишнє середовище, своєчасного виявлення негативних наслідків, їх запобігання відповідно до Закону України «Про відходи» [7] повинен здійснюватися моніторинг місць утворення, зберігання, і видалення відходів.

## **5.7 Висновки до розділу 5**

В даному розділі розроблені рекомендації з охорони праці, техніки безпеки при роботі на комп'ютері. Проведений аналіз умов праці, вплив шкідливих та небезпечних чинників на здоров'я людини. Визначено параметри і характеристики приміщення. Приведені рекомендації щодо організації робочого місця, електробезпеки та пожежної безпеки. Наведені розміри приміщення та значення температури, вологості й рухливості повітря, необхідна кількість і потужність ламп та інші параметри, значення яких впливає на умови праці. На підставі аналізу розроблені заходи з техніки безпеки та рекомендації з пожежної профілактики та зроблені висновки щодо екології навколишнього середовища.

## **5.8 Перелік джерел посилань до розділу 5**

1. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень ДСН 3.3.6.042-99. Постанова N 42 від 01.12.99. Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/va042282-99](http://www.zakon.rada.gov.ua/rada/show/va042282-99)

2. ДСанПіН 3.3.2.007-98 Гігієнічні вимоги до організації роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин Затверджено Постановою Головного державного санітарного лікаря України 10 грудня 1998 р. N 7. Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0007282-98](http://www.zakon.rada.gov.ua/rada/show/v0007282-98)

3. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з електронними пристроями Зареєстровано в Міністерстві юстиції України 25 квітня 2018 р. за № 508/31960. Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0508-18](http://www.url:https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0508-18)

4. Закон України «Про охорону праці» Вводиться в дію Постановою ВР № 2695-XII від 14.10.92, ВВР, 1992, № 49, ст.669. - Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/2694-12](http://www.url:https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/2694-12)

5. Закон України «Про охорону навколишнього природного середовища».Вводиться в дію Постановою ВР № 4005-XII від 24.02.94, ВВР, 1994, № 27, ст.219. Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/4004-12](http://www.url:https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/4004-12)

6. Закон України «Про забезпечення санітарного та епідемічного благополуччя населення» Відомості Верховної Ради України (ВВР), 1994, № 27, ст.218){Вводиться в дію Постановою ВР № 4005-XII від 24.02.94, ВВР, 1994, № 27, ст.219

7. Закон України «Про відходи» Відомості Верховної Ради України (ВВР), 1998, № 36-37, ст.242. Режим доступу: [www. URL: https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/187/98-вр](http://www.url:https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/187/98-вр)

8. Кодекс водний України Вводиться в дію Постановою ВР № 214/95-ВР від 06.06.95, ВВР, 1995, № 24, ст.190 Режим доступу: <https://zakon1.rada.gov.ua/laws/show/213/95-%D0%B2%D1%80>

9. НПАОП 0.00-4.35-04 Типове положення про службу охорони праці . Із змінами, внесеними згідно з Наказом Державного комітету України з промислової безпеки, охорони праці та гірничого нагляду N 236 ( z1191-07 ) від 02.10.2007 Наказом Міністерства соціальної політики N 148 (z0236-17) від 31.01.2017 Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z1526-04>

10. Закон України «Про охорону атмосферного повітря» Відомості Верховної Ради України (ВВР), 1992, № 50, ст.678 Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/2707-12>

11. Закон України «Про захист населення і територій від надзвичайних ситуацій техногенного та природного характеру». Відомості Верховної Ради України (ВВР), 2000, N 40, ст.337 Режим доступу: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/1809-14#o8>

## ВИСНОВКИ

**У першому розділі** магістерської роботи проведено огляд, дослідження та порівняльний аналіз схем АЦП, визначені їх технічні характеристики, можливості та типові схеми використання. Визначено, що при прийомі аналогового сигналу при перетворенні в цифровий код велике значення має його якісний прийом, у цьому випадку доречним є використання ФНЧ від низькочастотних шумів та інших перешкод, які впливають на його якість.

Сучасні схемні рішення каналів аналого-цифрового перетворення виконується як ззовнішніми ФНЧ, так і вбудованими в апаратну частину мікросхем. Прикладом таких мікросхем є продукція лідера сучасного ринку АЦП фірми Analog Devices.

У магістерській роботі досліджено використання ФНЧ в каналах прийому аналогового сигналу при його перетворенні в цифровий код, визначені його переваги та недоліки, типові схеми застосування.

На основі проведеного дослідження розроблені рекомендації щодо використання ФНЧ в каналах аналого-цифрового перетворення.

**У другому розділі** магістерської роботи досліджено вплив параметрів фільтра нижніх частот на вході аналого-цифрового перетворювача інформаційно-вимірювальної системи на основну похибку перетворення при обробці сигналів, які змінюються повільно. Встановлено, що при побудові інформаційно-вимірювальних систем, що здійснюють цифрову обробку таких аналогових сигналів для отримання значення адитивної складової похибки перетворення на рівні 4-5 ОМР, необхідно використання фільтра нижніх частот, включеного в тракт проходження аналогового сигналу перед АЦП з частотою зрізу не вище 100 Гц. Також встановлено, що при використанні АЦП типу AD7714, що має вбудований ФНЧ, ймовірність успішного запуску АЦП даного типу залежить від запрограмованої частоти зрізу вбудованого ФНЧ і частоти тактування.

Рекомендується тактування АЦП даного типу частотою не нижче 2 МГц (оптимально значення 2,4576 МГц, що може бути нездійснено при використанні деяких типів МК і ПЛІС. У такому випадку для досягнення прийняттого значення адитивної складової похибки аналого-цифрового перетворення при використанні АЦП даного типу рекомендується підвищення частоти зрізу до 110-120 Гц при зниженні частоти тактування до 1МГц.

**У третьому розділі** магістерської роботи розглянуті та проаналізовані методи цифрової фільтрації математично, які добре теоретично та практично опрацьовані. Цифрові фільтри дозволяють здійснювати фільтрацію з високою точністю. У основі більшості методів цифрової фільтрації лежить операція згортки.

В результаті дослідження сформульовано основні висновки про переваги і недоліки цифрових і аналогових фільтрів.

Цифрові фільтри – це точні фільтри в частині прогнозування і досягнення потрібного спектру вихідного сигналу. Кожен окремий тип цифрових фільтрів має свої плюси і свої мінуси, однак в цілому цифрова фільтрація несумірне точніша, ніж аналогова.

До основних переваг аналогових фільтрів можна віднести швидкість фільтрації. По цьому критерію цифрова фільтрація програє аналоговою. Якщо швидкість цифрової фільтрації для різних цифрових фільтрів різна і залежить у великій мірі від типу фільтру, від його параметрів і параметрів фільтрованого сигналу, то швидкість аналогової фільтрації практично визначається затримками в розповсюдженні сигналів, що завжди забезпечує режим реального часу.

Важливим плюсом аналогової фільтрації є широкий динамічний діапазон аналогових фільтрів (як по амплітуді, так і по частоті) у порівнянні з цифровими фільтрами. Чим вище робочий частотний діапазон цифрового фільтру, тим більше високі вимоги пред'являються до параметрів перетворення сигналу (АЦП), що, відповідно, позначається на об'ємах даних, які необхідно переробити цифровому фільтру, а значить, і на швидкості фільтрації. У аналоговій же апаратурі робота з високими частотами лише підвищує вимоги до елементної бази, але при цьому практично не позначається на швидкості.

Таким чином, питання про застосування аналогової або цифрової фільтрації в загальному випадку не має однозначної відповіді, для кожного конкретного випадку цей вибір є індивідуальним. Проте, ще раз відзначимо, що цифрова фільтрація є, без сумніву, набагато більш універсальною і точною, чим аналогова, а з постійним зростанням обчислювальних потужностей вона стає все більш і більш доступною для застосування у всіх областях.

**У четвертому розділі** магістерської роботи здійснено реалізацію моделі фільтрації сигналів та її дослідження.

Визначено, що процедура нормалізації сигналів передбачає повне або часткове усунення впливу перешкод при одночасній обробці інформаційної частини сигналу. Параметри фільтра і, як наслідок, його характеристики залежать від місця включення фільтра по відношенню до комутаційного пристрою (до чи після пристрою).

Розглянуті сучасні високопродуктивні пристрої введення/виведення та цифрової обробки інформації, які конструктивно виконуються у вигляді модулів введення аналогової інформації для створення комплексів на базі ПК або МК.

До складу таких модулів входять аналого-цифрові перетворювачі (АЦП), автоматичні перемикачі діапазонів, буферні підсилювачі, цифрові фільтри, пристрої вибірки-зберігання,

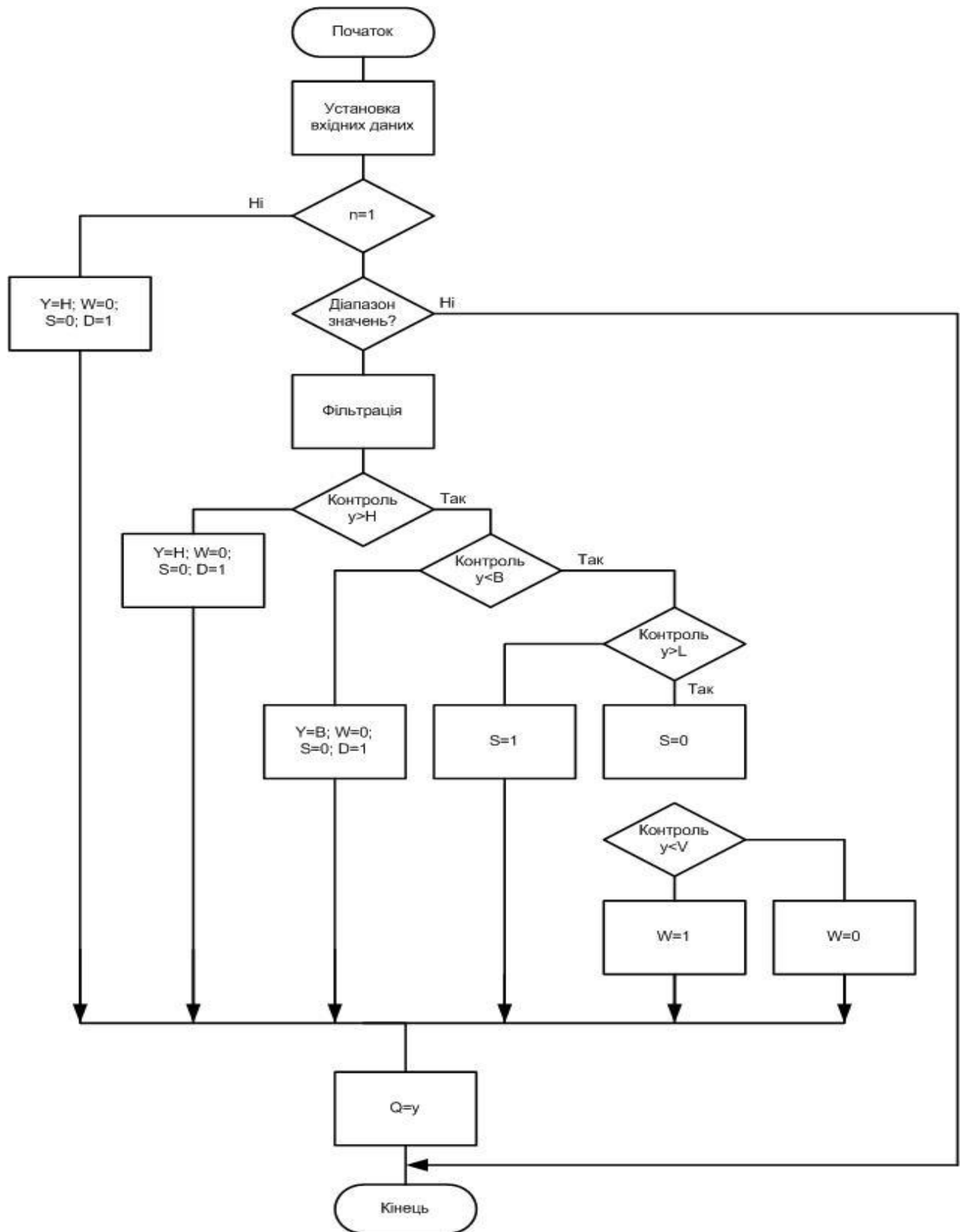
системи автоматичного підстроювання тощо. Всі сучасні АЦП мають у своєму складі також інтерфейсні елементи (буферні регістри, дешифратори адреса), що робить їх сумісними з мікропроцесорними системами.

Для моделювання прийому аналогового сигналу запропоновано використати блоки, програмні модулі з бібліотеки алгоритмічних елементів та алгоритм роботи програмного елемента обробки аналогового сигналу.

Представлені результати моделювання цифрового фільтра. Для моделювання обрано перетворення сигналу від датчика напруги. Перетворення напруги в цифровий код здійснювалось для 12-розрядного АЦП. Значення параметра фільтра змінювалось в діапазоні від 0,3 до 1,0.

Результати дослідження, запропоновані рішення дозволять підвищити якість перетворення аналогових сигналів в цифровий код, а також можуть бути використані у навчальному процесі кафедри комп'ютерних наук та інженерії при вивченні дисципліни «Цифрова схемотехніка».

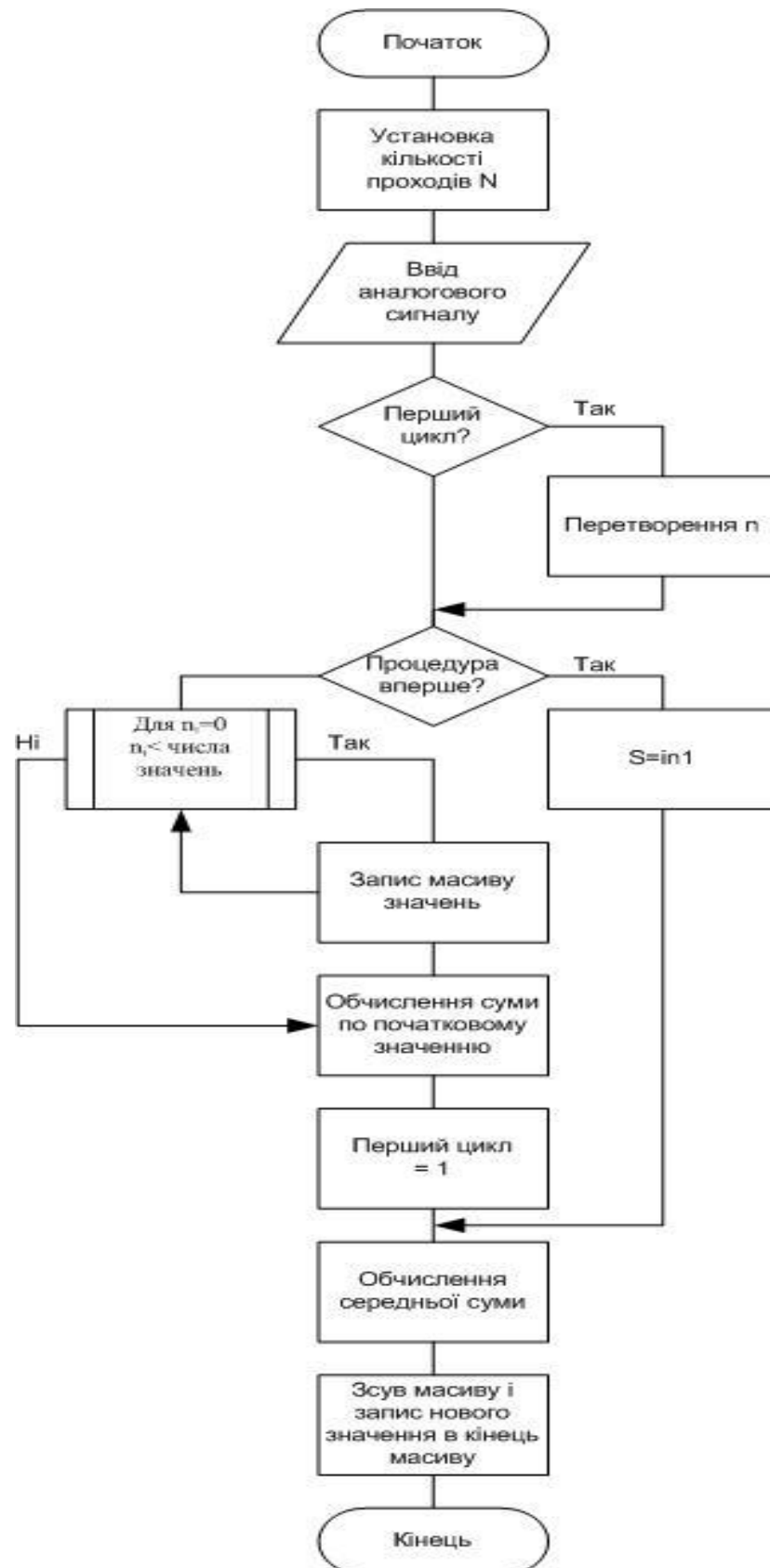
**ДОДАТОК А**  
**Алгоритм роботи програмного модуля ASPIL**





## ДОДАТОК Б

## Алгоритм роботи програмного модуля S\_FILTER



## ДОДАТОК В

## Алгоритм роботи програмного модуля ASPID



## ДОДАТОК Д ПРЕЗЕНТАЦІЯ

Міністерство освіти і науки України  
Східноукраїнський національний університет імені Володимира Даля  
Факультет інформаційних технологій та електроніки  
кафедра комп'ютерних наук та інженерії

«Дослідження впливу параметра фільтра на якість  
аналого-цифрового перетворення сигналу»

Студент гр. КІ-19 дм  
Керівник проекту

Рибалко Р. А.  
к.т.н. Кардашук В. С.

1

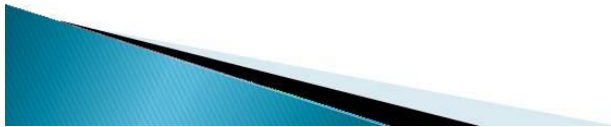
Слайд Д.1

- ▶ **Актуальність** Дослідження новітніх методів перетворення аналогової інформації в цифрову і навпаки на даному етапі розвитку інформаційних та схемо-технічних рішень є досить актуальним, оскільки від якості та швидкодії такого перетворення залежить достовірність та вчасність отриманих результатів у різних сферах технологічних процесів вимір температури, тиску, швидкості переміщення тощо.
- ▶ На додаток на кінцевий результат перетворення впливають ряд негативних чинників, що виникають в ІВС (інформаційно-вимірвальних системах).
- ▶ При цифровій обробці сигналів, які повільно змінюються необхідно враховувати похибки, що вносяться аналоговими блоками ІВС, в першу чергу – похибка перетворення напруги вхідним фільтром і аналогово-цифровим перетворювачем (АЦП).
  
- ▶ **Мета роботи** – дослідження впливу параметра фільтра на якість аналого-цифрових перетворення інформації та порівняльний аналіз найбільш популярних методів.
  
- ▶ **Об'єкт дослідження** – цифрові фільтри та АЦП.
  
- ▶ **Предмет дослідження** – методи перетворення аналогової інформації в цифрову.
  
- ▶ **Методи дослідження** – аналіз існуючих традиційних методів перетворення аналогової інформації в цифрову, моделювання фільтрації аналогового сигналу.
  
- ▶ **Наукова новизна** магістерської роботи полягає в подальшому дослідженні створених методів перетворення аналогової інформації в цифрову з застосування сучасної елементної бази. На основі проведених досліджень вироблені рекомендації щодо використання запропонованих методів перетворення.



## Основні задачі магістерської роботи

- ▶ – дослідження традиційних методів перетворення аналогової інформації в цифрову;
- ▶
- ▶ – дослідження концепцій розвитку схмотехнічної бази АЦП, визначення характеристик та критеріїв підходу для досягнення максимальної ефективності аналого-цифрового перетворення;
- ▶
- ▶ – розроблення інформаційної системи;
- ▶
- ▶ – дослідження елементів фільтрації аналогових сигналів та вибір параметрів фільтра;
- ▶
- ▶ – моделювання з використанням бібліотеки алгоритмічних елементів та блоків.

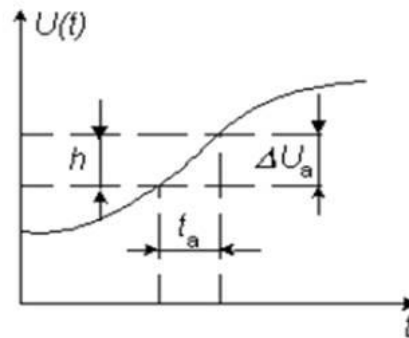


## Класифікація АЦП



В основу класифікації АЦП покладено ознаку, яка вказує на те, як в часі розгортається процес перетворення аналогової величини в цифрову. В основі перетворення вибірових значень сигналу в цифрові еквіваленти лежать операції квантування та кодування. Вони можуть проводитись за допомогою або послідовної, або паралельної, або послідовно-паралельної процедур наближення цифрового еквівалента до перетворюваної величини.

## Утворення апертурної похибки

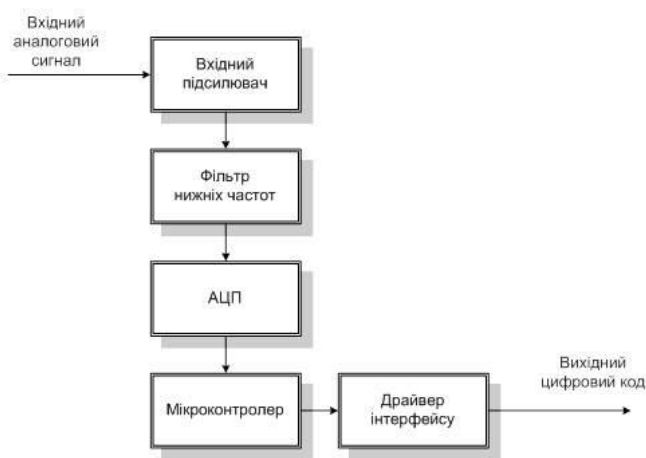


Зазвичай для оцінки апертурних похибок використовують синусоїдальний випробувальний сигнал  $U(t) = U_m \sin \omega t$ , для якого максимальне відносне значення апертурної похибки становить:

$$\Delta U_a / U_m = \omega t_a$$

## Цифрові фільтри

Цифрові ФНЧ мають важливе значення для функціонування дельта-сигма АЦП, які ґрунтуються на передискретизації сигналу для виносу шуму квантування за межі спектра.



Структурна схема системи для дослідження похибки компонентів ІВС



Структурна схема визначення впливу частоти зрізу ФНЧ на вході АЦП на основну похибку компонентів каналу обробки аналогових сигналів ІВС



### Основна похибка перетворення компонентами ІВС

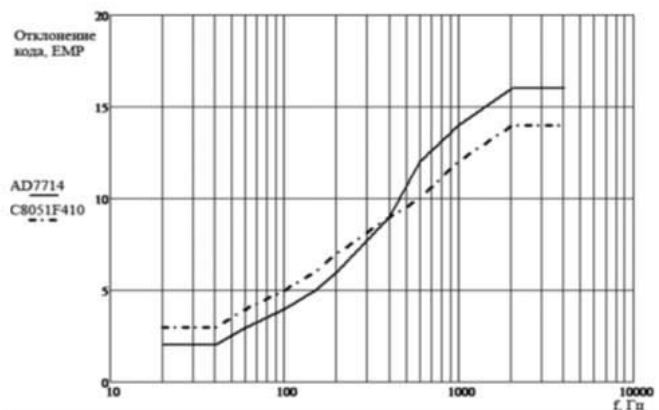
Тип АЦП	Похибка перетворення вхідним підсилювачем, %	Похибка перетворення ФНЧ, %	Похибка перетворення АЦП, %	Основна похибка перетворення системи, %
Вбудований, МК С8051F410	0,0014	0,034	0,024	0,025
AD7714	0,0014	-	0,014	0,015

Частота зрізу ФНЧ, вбудованого в мікросхему типу AD7714, задавалася за допомогою запису певних значень у відповідні регістри управління даної мікросхеми керуючої ПЛІС типу XCR3128XL-VQ100.

Отримані значення основної похибки перетворення компонентів каналу обробки сигналів ІВС, що змінюються повільно, в приміщенні з нормальною електромагнітною обстановкою



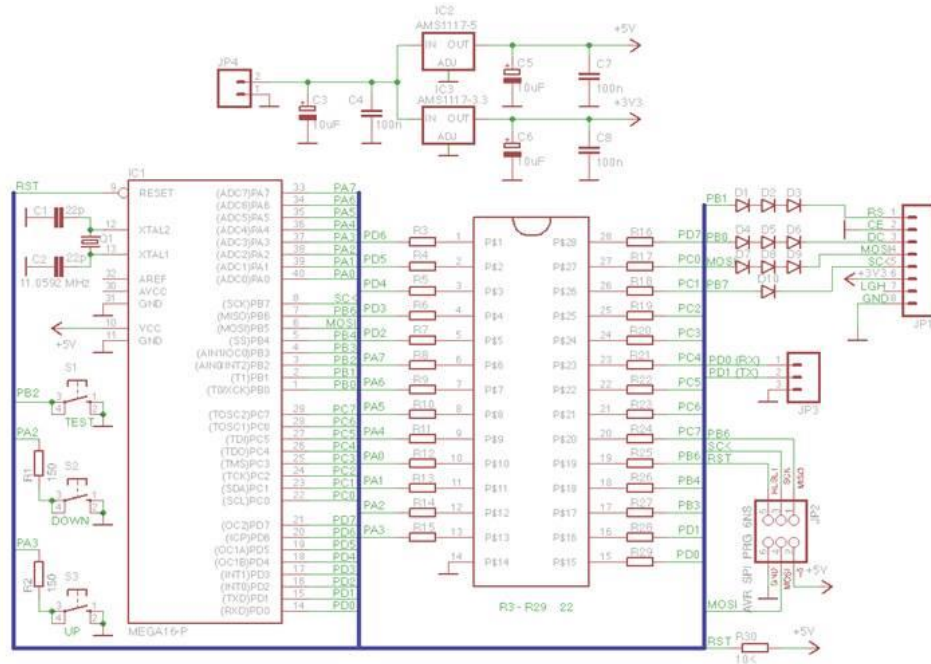
## Залежність адитивної складової похибки перетворення АЦП від частоти зрізу ФНЧ



Встановлено, що в разі використання АЦП типу AD7714 ймовірність успішного запуску АЦП залежить від частоти зрізу вбудованого ФНЧ і частоти тактування АЦП.

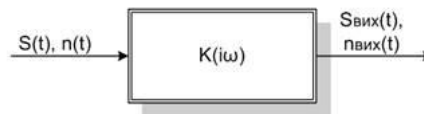


### Тестова схема на базі МК АТмега16



Тактова частота мікроконтролера АТмега16 – 8МГц, коефіцієнт переддільника АЦП – 64.

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ



Вплив сигналу перешкоди на лінійний чотирьохполюсник

Під синтезом фільтра розуміють відшукування передавальної функції фізично здійсненого фільтра, що забезпечує максимізацію відношення сигнал–перешкода. Передавальну функцію представимо у формі:

$$K(i\omega) = K(\omega) e^{i\phi_k(\omega)}$$

Таким чином, завдання зводиться до відшукування АЧХ  $K(\omega)$  і ФЧХ  $\phi_k(\omega)$  оптимального фільтра. Найбільш просто ця задача вирішується для сигналу, що діє на тлі білого шуму з рівномірним спектром  $W(\omega) = W_0 = \text{const}$ .

Центральною проблемою вимірювальної техніки залишається проблема захисту від перешкод в ІВС. Система зв'язку повинна бути спроектованою так, щоб вона була здатна найкращим чином протистояти дії перешкод.

Проблема завадостійкості включає в себе велику кількість інших проблем, що охоплюють всі розділи радіотехніки: генерування потужних коливань, освоєння і вибір хвиль, що забезпечує сприятливі умови поширення, використання антен спрямованої дії, пошуки нових видів радіосигналів і нових способів їх обробки на тлі перешкод тощо

## Структурна схема імпульсного модулятора

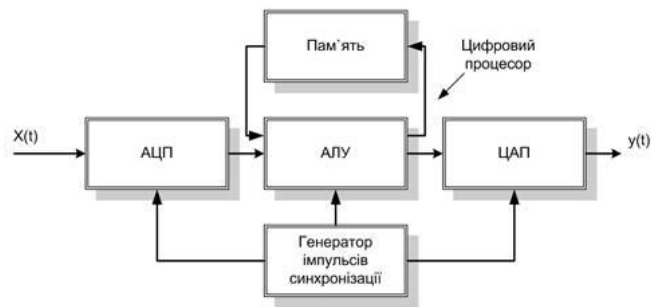


Модулятор побудований таким чином, що в момент подачі кожного імпульсу синхронізації здійснюється вимір миттєвого значення сигналу  $x(t)$ . На виході модулятора виникає послідовність імпульсів, кожен з яких має площу, пропорційну відповідному відліковому значенням аналогового сигналу.

Вибір того чи іншого способу імпульсної модуляції диктується рядом технічних міркувань, зручністю схемної реалізації, а також характерними особливостями сигналів передачі.



## Структурна схема цифрової обробки безперервних сигналів



Цифрові фільтри не потребують налаштування і легко реалізуються на ПК програмними методами.

Безперервний вхідний сигнал  $x(t)$  надходить в АЦП, керований синхроімпульсами від генератора, що задає частоту дискретизації. У момент подачі синхроімпульсу на виході АЦП виникає сигнал, що відображає результат вимірювання миттєвого значення вхідного коливання у вигляді двійкового числа з фіксованою кількістю розрядів.



## РЕАЛІЗАЦІЯ МОДЕЛІ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ ТА ЇЇ ДОСЛІДЖЕННЯ

### Склад програмних модулів

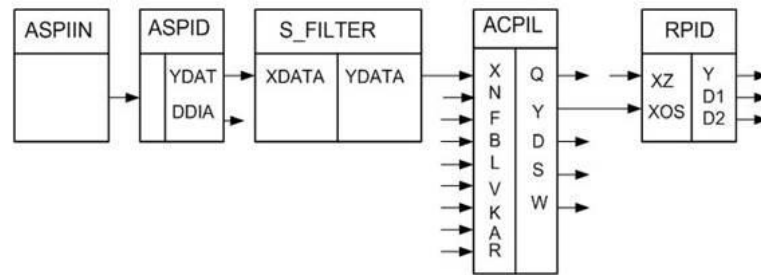
Позначення	Характеристика
ASPIIN	Модуль ініціалізації АЦП.
ASPID	Модуль АЦП з діагностикою.
ASPII	Модуль перетворення цифрового коду в фізичну величину.
RAS16	Модуль розпаковки 16-розрядний.
S_FILTER	Модуль фільтрації аналогового сигналу.
MVDCK	Модуль МВДС з діагностикою.
MFDSZD	Модуль формування стану дискретних каналів та діагностики його працездатності.
RPID	Модуль ПІД-регулювання.

### Склад апаратних модулів

Найменування	Призначення
ПК	Персональний комп'ютер .
АЦП	Аналогово-цифровий перетворювач.
МНТП/ТО	Модуль нормалізації термопари/термоопору.
МВДС-КО	Модуль вводу дискретних сигналів з контролем обриву лінії.
МФДС	Модуль формування дискретних сигналів.

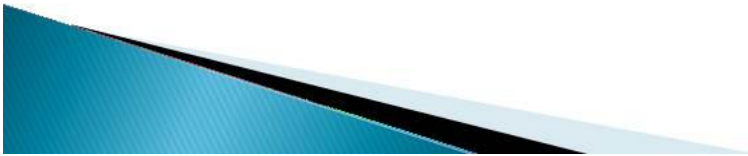


## Прийм аналогового сигналу



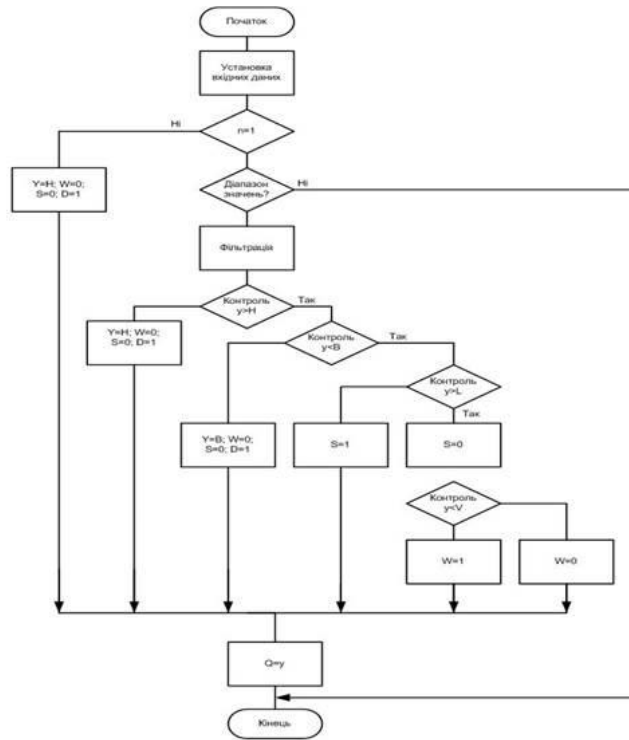
Перед початком прийому аналогового сигналу по всім каналам АЦП програмний модуль ASPIIN записує код діапазону для вхідних сигналів

Програмний елемент обробки аналогового сигналу ASPIL забезпечує прийом цифрового коду з виходу модуля АЦП, що відповідає значенню напруги, перетворення його в фізичну величину та діагностику модулю.





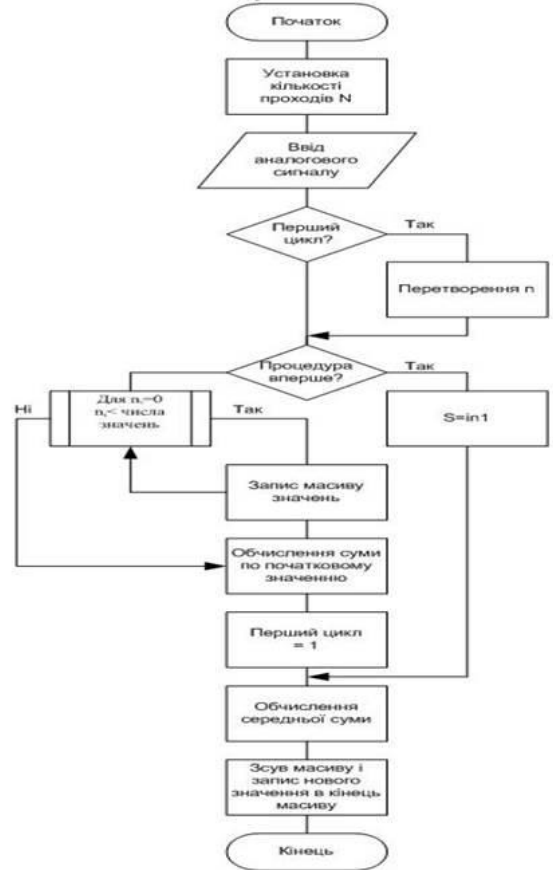
## Алгоритм роботи програмного модуля ASPIL



Алгоритм роботи програмного модуля ASPID

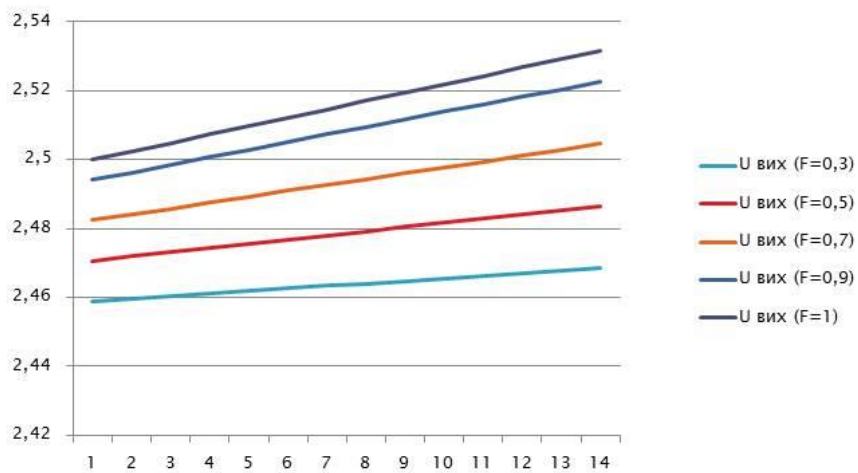


Алгоритм роботи програмного модуля S\_FILTER



## Результати моделювання

Графік залежності вихідної напруги від параметра фільтра



Для моделювання обрано перетворення сигналу напругою 2,5 В від датчика.  
Значення напруги відповідає 25% шкали діапазону виміру.

При 12-розрядному АЦП цифровий код на виході АПЦ має значення 1024.  
Значення параметра фільтра змінюється в діапазоні від 0,3 до 1,0.

## Висновки та практичне використання

**У магістерській роботі** розглянуто та досліджено цифрову фільтрацію аналогових сигналів та концепцію розвитку апаратних рішень фільтрації. Здійснено реалізацію моделі фільтрації сигналів та її дослідження.

Визначено, що процедура фільтрації передбачає нормалізацію сигналів для повного або часткового усунення впливу перешкод при одночасній обробці інформаційної частини сигналу. Параметри фільтра і, як наслідок, його характеристики залежать від місця включення фільтра по відношенню до комутаційного пристрою (до чи після пристрою).

Розглянуті сучасні високопродуктивні пристрої введення/виведення та цифрової обробки інформації, які конструктивно виконуються у вигляді модулів введення аналогової інформації для створення комплексів на базі ПК або МК.

Для моделювання прийому аналогового сигналу запропоновано використати блоки, програмні модулі з бібліотеки алгоритмічних елементів та алгоритм роботи програмного елементу обробки аналогового сигналу.

Представлені результати моделювання цифрового фільтра. Для моделювання обрано перетворення сигналу від датчика напруги. Перетворення напруги в цифровий код здійснювалось для 12-розрядного АЦП. Значення параметра фільтра змінювалось в діапазоні від 0,3 до 1,0.

**Результати роботи та запропоновані рішення** можуть бути використані у навчальному процесі кафедри комп'ютерних наук та інженерії при вивченні дисциплін «Цифрова схемотехніка».

