

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ**

**«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Приладобудівний факультет**

**Кафедра інформаційно-вимірювальних технологій**

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Володимир ЄРЕМЕНКО

«\_\_» \_\_\_\_\_ 2024р.

## **Дипломна робота**

**на здобуття ступеня бакалавра**

**за освітньо-професійною програмою «Інформаційні вимірювальні  
технології»**

**спеціальності 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»**

**на тему: «Безконтактний акустичний вимірювач відстані»**

Виконав:

студент IV курсу, групи ПН-01

Данілов Микита Валерійович \_\_\_\_\_

Керівник:

проф., д.т.н.

Здоренко Валерій Георгійович \_\_\_\_\_

Рецензент:

доцент, к.т.н.

Богдан Галина Анатоліївна \_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цьому дипломній  
роботі немає запозичень з праць інших  
авторів без відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_

Київ – 2024 року

# МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Приладобудівний факультету

Кафедра інформаційно - вимірювальних технологій

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 152 «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка»

Освітньо-професійна програма «Інформаційні вимірювальні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ Володимир ЄРЕМЕНКО

«\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2024 р.

## ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Данілову Микиті Валерійовичу

1. Тема дипломної роботи «Безконтактний акустичний вимірювач відстані», керівник роботи Здоренко Валерій Георгійович, д.т.н. професор, затверджені наказом по університету від «28» травня 2024 р. №2121-с
2. Термін подання студентом дипломної роботи: «10» червня 2024р.
3. Вихідні дані до дипломної роботи: діапазон вимірювання відстані до перешкоди – 0,3 – 10,0 м; частота ультразвукового сигналу – 40 - 60 кГц; основна відносна похибка вимірювання відстані - не більше  $\pm 3,5\%$ ; швидкість переміщення об'єкту, відстань до якого вимірюється – не більше 1 м/с.
4. Зміст пояснювальної записки: Вступ. Огляд методів і відомих технічних рішень для вимірювання відстані. Дослідження методів завадозахищеності ультразвукового пристрою. Експериментальні дослідження.
5. Перелік графічного матеріалу: Презентація
6. Дата видачі завдання: \_\_\_\_\_

### Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломного проєкту	Термін виконання етапів проєкту	Примітка
1.	Вибір та затвердження теми	березень	
2.	Формулювання та затвердження завдання	березень	
3.	Виконання першого та другого розділів, перевірка їх керівником	квітень	
4.	Виконання 3 розділів, перевірка їх керівником і консультантом	травень	
5.	Формування графічної частини ДР	травень	
6.	Оформлення та завершення ДР. Надання на розгляд керівнику	червень	
7.	Надання ДР (електронний варіант) відповідальному на кафедрі для перевірки на наявність запозичень (плагіату)	червень	
8.	Остаточна перевірка ДР керівником, надання відгуку	червень	
9.	Попередній захист ДР	червень	
10.	Рецензування	червень	
11.	Надання роботи відповідальному за організацію дипломного проєктування на кафедрі (друкований варіант)		
12.	Захист кваліфікаційної роботи на засіданні ЕК	Червень	

Студент

Микита ДАНИЛОВ

Керівник

Валерій ЗДОРЕНКО

## Анотація

Дипломна робота на тему "Безконтактний акустичний вимірювач відстані" присвячений пристрою для вимірювання відстані за допомогою ультразвукових датчиків. Основною метою роботи було створення високоточного і надійного пристрою, який здатен працювати в умовах змінних характеристик середовища.

Обсяг текстової частини роботи складає 61 сторінки, включаючи 28 ілюстрацій, 1 таблиця та 8 схем. Список використаних джерел налічує 17 найменування.

Результати досліджень показали, що застосування двох ультразвукових датчиків дозволяє зменшити похибку вимірювань та підвищити точність. Пристрій використовує мікроконтролер серії AT32UC3C0512C та п'єзокерамічні диски для випромінювання і прийому ультразвукових сигналів. Це забезпечує стабільність і точність вимірювань.

Пристрій рекомендується для використання в різних галузях промисловості, де потрібне точне вимірювання відстані, включаючи робототехніку, автоматизацію виробництва та системи безпеки.

## **Abstract**

The diploma work on “Non-contact acoustic distance meter” is dedicated to a device for measuring distance using ultrasonic sensors. The main goal of the work was to create a highly accurate and reliable device that can operate in conditions of variable environmental characteristics.

The volume of the text part of the work is 61 pages, including 28 illustrations, 1 table and 8 diagrams. The list of references includes 17 items.

The results of the research have shown that the use of two ultrasonic sensors can reduce measurement error and increase accuracy. The device uses an AT32UC3C0512C series microcontroller and piezoceramic rods for emitting and receiving ultrasonic signals. This ensures stable and accurate measurements.

The device is recommended for use in a variety of industries that require precise distance measurement, including robotics, industrial automation, and security systems.

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b> .....	2
<b>1 ОГЛЯД МЕТОДІВ І ВІДОМИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ</b> .....	3
<b>1.1</b> Вимірювання відстані за допомогою ультразвукового датчика .....	3
<b>1.2</b> Обмеження ультразвукового вимірювання відстані .....	4
<b>1.3</b> Опис функціональності застосування на основі модуля CCL .....	6
<b>1.4</b> Виявлення ослабленого відбитого сигналу .....	8
<b>1.5</b> Синхронізовані сигнали маскування прийому та передачі з таймером/лічильником типу D .....	9
<b>1.6</b> Ультразвуковий датчик HC-SR04 та принцип його роботи.....	11
<b>1.7</b> Ультразвуковий датчик JSN-SR04T.....	14
<b>1.8</b> Методи вимірювання відстані .....	16
<b>2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ПРИСТРОЮ</b> .....	19
<b>2.1</b> Застосування методів оптимальної обробки сигналу для підвищення точності вимірювання відстані .....	19
<b>2.2</b> Часовий метод та білатерація .....	31
<b>2.3</b> Пошук відстані за допомогою часового метода та білатерації.....	33
<b>3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ</b> .....	37
<b>3.1</b> Розробка структурної схеми пристрою для вимірювання відстані .	37
<b>3.2</b> Розробка алгоритмів, що забезпечують високу стійкість перед завадами та їх практична реалізація .....	42
<b>3.2.1</b> Алгоритм, який використовує інформацію про максимально можливу швидкість руху.....	45
<b>3.2.2</b> Алгоритм управління індикаторним блоком.....	46
<b>3.2.3</b> Алгоритм подвійної часової селекції.....	49
<b>3.3</b> Дослідження похибки обумовленою формою контрольованого об'єкта.....	52
<b>ВИСНОВОК</b> .....	59
<b>ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ</b> .....	60

## ВСТУП

Актуальність дослідження ультразвукових датчиків полягає в їх ціні, а також широкому застосуванні в різних галузях, від медицини до автомобільної промисловості, завдяки їхнім унікальним властивостям і можливостям. Вони забезпечують високу точність вимірювань і можуть працювати в широкому діапазоні умов, включаючи погану освітленість та погодні умови. Ультразвукові датчики також ефективні в уникненні перешкод, оскільки ультразвук проникає через багато матеріалів, включаючи пил, дим, туман тощо.

Наприклад, у сфері автомобільної промисловості ультразвукові датчики використовуються для систем допомоги при паркуванні, систем автоматичного гальмування та систем уникнення зіткнень. Вони дозволяють автомобілям точно визначати відстань до об'єктів навколо них, забезпечуючи безпечну та ефективну їзду.

Також є приклади в природі, коли кажани орієнтуються в просторі за допомогою ультразвуку, який відбивається від поверхні. Так само роблять і дельфіни для орієнтації та пересування у водному просторі.

Завдяки цим технологіям можливо розробити підводні й літаючі дрони, які будуть орієнтуватися у воді, а також у закритому просторі. Або будь-який інший прилад визначення відстані, який буде працювати в умовах слабого освітлення та низької видимості.

Найголовніше, що ультразвукові технології продовжують розвиватися, і разом з цим зростає їхній потенціал для нових застосувань у різних галузях, від побутового використання до промислових рішень та наукових досліджень.

# 1 ОГЛЯД МЕТОДІВ І ВІДОМИХ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ

## 1.1 Вимірювання відстані за допомогою ультразвукового датчика

Ультразвукові датчики здатні перетворювати електричний сигнал в ультразвукову хвилю і приймати отриману відбиту від перешкоди або відбивача хвилю. Можна зробити кілька порівнянь властивостей між переданими та прийнятими хвилями, щоб визначити різні фактори. Наприклад, час між передачею та отриманням відбитої хвилі, що називається "часом прольоту" (в англ. термінології "**time of flight**" - буквально "час прольоту"), її можна використовувати для визначення відстані, або, якщо відстань відома, можна однозначно ідентифікувати матеріал, розрахувавши його коефіцієнт звукопоглинання. Якщо випромінювання спрямоване на рухомий об'єкт, можна виміряти доплерівський зсув (зміна частоти внаслідок зміни швидкості) між переданими і прийнятими сигналами і використати його для визначення швидкості.

Процес вимірювання відстані до бар'єра, яка розраховується за "часом прольоту" між передачею ультразвукової хвилі та отриманням її відбиття, також можна назвати "луна-локація" (визначення відстані за допомогою відбитого сигналу; в англ. термінології "**echo ranging**"). Рисунок 1.1 ілюструє цей принцип. Сплеск, який випромінює приймач, відбивається від об'єкта-перешкоди і через певний проміжок часу повертається назад, щоб бути прийнятим. Зміна пройденої відстані пропорційна виміряному інтервалу часу, пов'язаному з коефіцієнтом швидкості звуку.

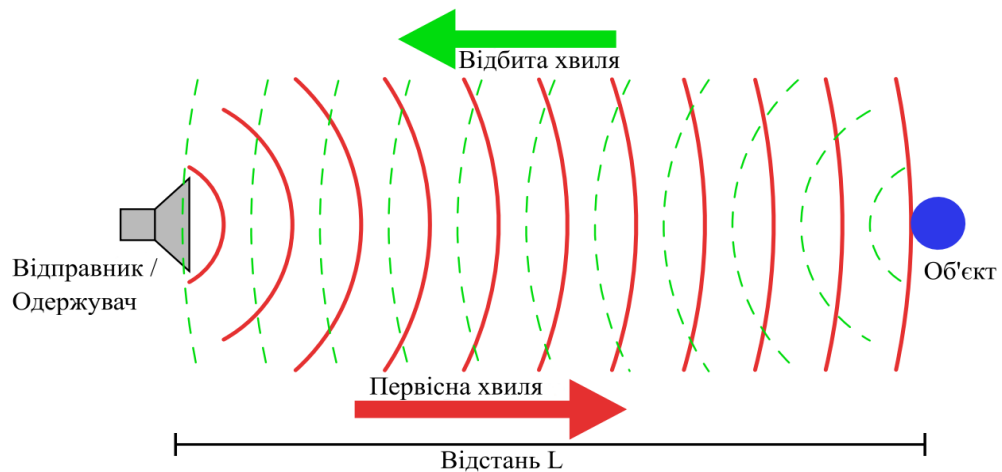


Рисунок 1.1 – Принцип вимірювання відстані з використанням ультразвукової хвилі

## 1.2 Обмеження ультразвукового вимірювання відстані

Ультразвукове вимірювання відстані працює на принципі відбиття звукових хвиль високої частоти. Датчик випромінює звукову хвилю, яка відбивається від об'єкта і повертається назад. Вимірюючи час, який потрібен для повернення хвилі, датчик розраховує відстань до об'єкта. Однак, існують деякі обмеження, які впливають на точність цього методу.

Якщо об'єкт знаходиться занадто далеко від датчика (рис. 1.2А), відбитий сигнал стає надто слабким через розсіювання звукової хвилі в повітрі, що може призвести до неточних вимірювань або до відсутності сигналу взагалі. У випадку, коли об'єкт занадто близько (рис. 1.2Б), датчик може все ще перебувати в режимі передачі, коли відбитий сигнал повертається. Це означає, що датчик не встигає перейти в режим прийому, що також може спричинити неточні вимірювання.

Розмір об'єкта також відіграє важливу роль. Якщо об'єкт дуже малий (рис. 1.2В), він не здатний відбити достатню кількість звукової хвилі назад до датчика, і відбитий сигнал може бути занадто слабким для надійного вимірювання.

Кут нахилу поверхні об'єкта впливає на відбиття звукової хвилі. Найкращі результати досягаються, коли поверхня об'єкта перпендикулярна до ультразвукової хвилі. Якщо поверхня нахилена (рис. 1.2Г), звукова хвиля може відбиватися в сторону, не повертаючись до датчика, що робить вимірювання неточним.

Матеріал об'єкта також має значення. Якщо об'єкт виготовлений з м'якого матеріалу, який поглинає звукову хвилю (рис. 1.2Д), сигнал не відбивається назад до датчика. Для ефективного вимірювання об'єкт повинен мати достатню різницю в акустичному опорі від повітря, щоб відбити хвилю.

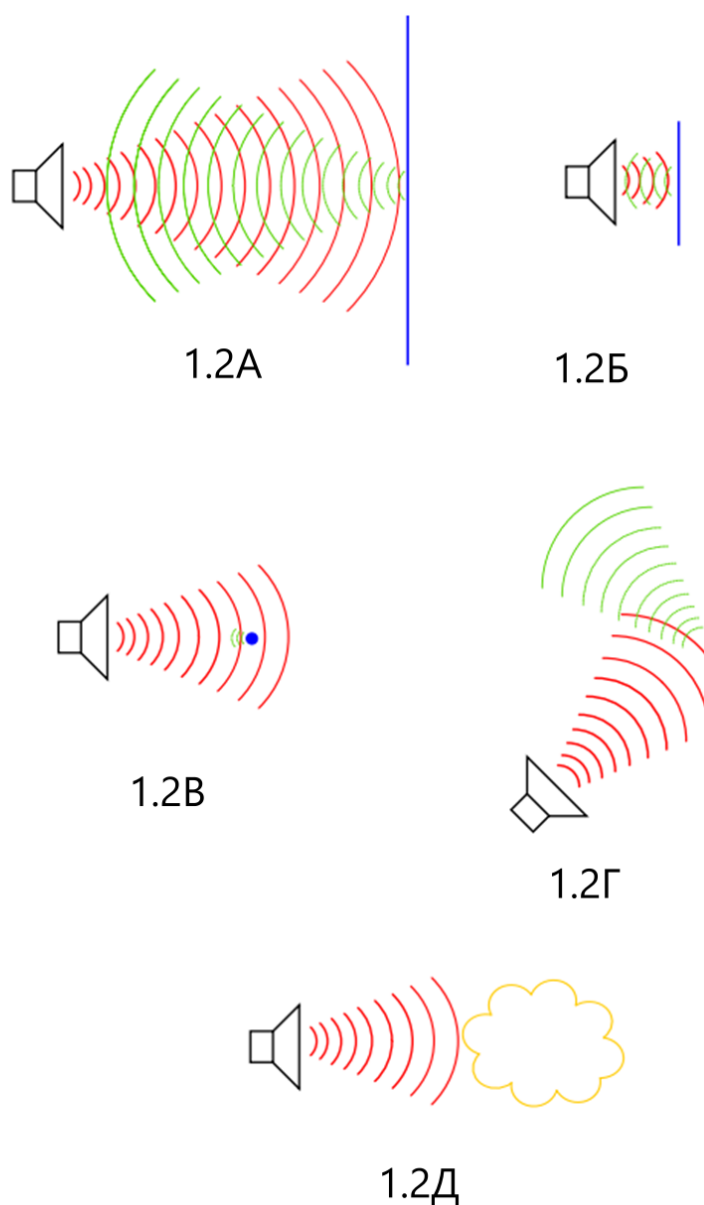


Рисунок 1.2 – Неefективні ситуації ультразвукового вимірювання відстані

### 1.3 Опис функціональності застосування на основі модуля CCL

Функціональність програми Core Independent Ultrasonic Distance Measurement зосереджена навколо модуля сконфігурованої користувацької логіки (CCL). Він дозволяє здійснювати вхідний MUXing до двох таблиць пошуку (LUT) з сконфігурованої логікою. У цій програмі одна LUT використовується для керування лінією передачі ультразвукового датчика, а інша використовується для фільтрації лінії прийому. «Час польоту» можна виміряти шляхом подаючи обидва виходи ЛУТ на блок послідовного керування, а саме на SR-тригер. В результаті на виході тригера відображається «час польоту». Таку схему можна побачити на малюнку нижче (рисунок 1.3)

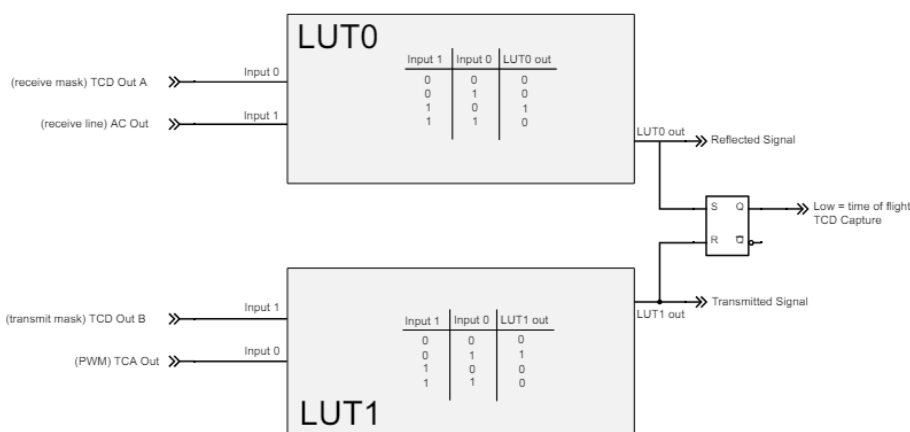


Рисунок 1.3 - Ультразвукове вимірювання відстані за допомогою сконфігурованої користувацької логічної периферії

Відповідний функціонал синхронізації зображено на рисунку нижче. Перші три лінії відповідають керуванню лінією передачі ультразвукового датчика:

- Сигнал (1) є виходом таймера/лічильника типу А, який налаштований на генерацію приблизно 40 кГц ШІМ
- Сигнал (2) - це маска, вироблена таймером-лічильником типу D, налаштована на низький рівень, коли повинен випромінюватися

ультразвуковий спалах повинен випромінюватися, а решту часу - високим

- Ці два сигнали є входами для LUT1, вихід якого (1 і !2) підключено до лінії передачі лінії передачі ультразвукового перетворювача

Результатом є спеціально синхронізована ультразвукова передача на частоті ШІМ. Початковий фронт сигналу на виході виходу також «скидає» засувку SR і запускає таймер/лічильник захоплення типу D (початок «часу польоту»).

Наступні три рядки відповідають за керування приймальною лінією ультразвукового датчика:

- Сигнал (3) - це маска, вироблена таймером-лічильником типу D, налаштований на низький рівень, коли лінія прийому увімкнена, і на високий рівень, коли лінія передачі увімкнена, і на високий рівень під час передавання. Передача буде прийнята лінією прийому ультразвукового датчика і повинна бути замаскована, оскільки вона буде помилково визначена як відбитий сигнал. Він трохи перевищує довжину передачі, щоб врахувати резонанс. Оскільки обидва маскувальні сигнали (2 і 3) виробляються одним і тим же таймером, вони синхронізовані і тому передача ефективно маскується від лінії прийому.

- Сигнал (4) відображає активність на лінії прийому після обробки аналоговим компаратором

- Ці два сигнали є входами LUT0, вихід якого (!3 & 4) представляє відфільтровану лінію прийому, що містить лише відбиття імпульсів

Коли відбитий сигнал буде виявлений аналоговим компаратором, перший фронт «встановить» заціпку SR, і відбудеться захоплення лічильника таймера типу D, таким чином ефективно вимірюючи «час польоту» (лінія SR Latch на рисунку 1.4).

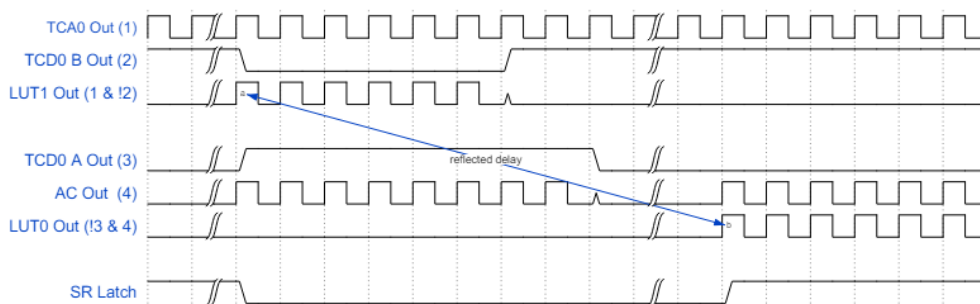


Рисунок 1.4 - Часова діаграма ультразвукового вимірювання відстані

#### 1.4 Виявлення ослабленого відбитого сигналу

Як видно з наведеного нижче знімка екрана осцилографа (Рисунок 1.5), що показує ослаблення відбитого сигналу тут відбитий сигнал значно ослаблений порівняно з переданим ШІМ-сигналом. Щоб впоратися з цим, лінія прийому датчика подається на аналоговий компаратор, який має значення порівняння, встановлене трохи нижче напруги холостого ходу (половина напруги живлення датчика). Це значення дуже спеціально генерується модулем цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Результат буде таким, як показано на рисунок Функціональність аналогового компаратора при виявленні ослабленого відбитого сигналу. Ця процедура дозволяє виявити відбитий сигнал одразу після його надходження, незважаючи на його ослаблення.

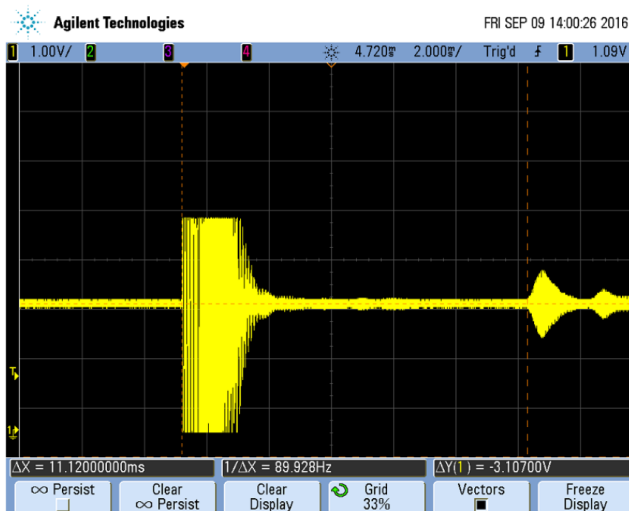


Рисунок 1.5 - Знімок екрана осцилографа, що показує згасання відбитого сигналу

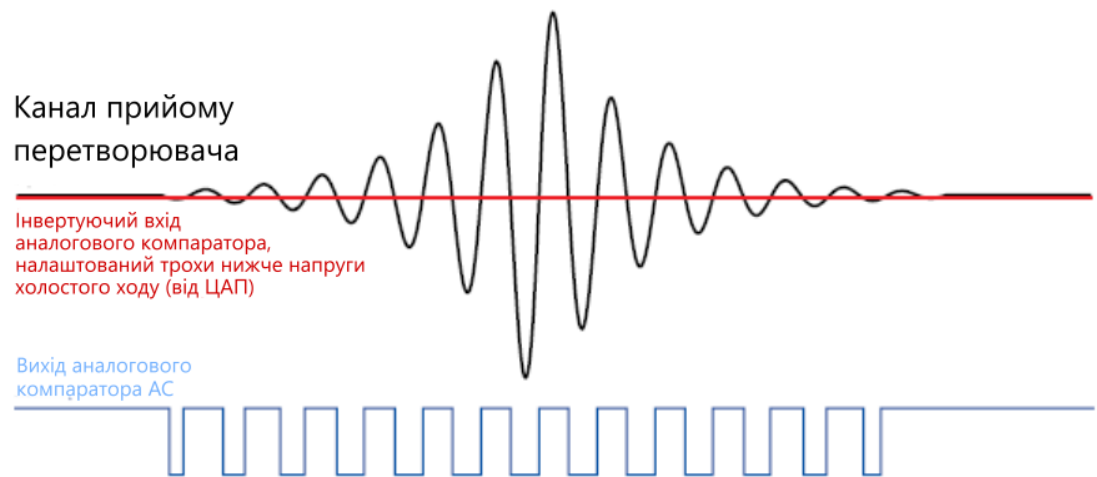


Рисунок 1.6 - Функціональність аналогового компаратора при виявленні ослабленого відбитого сигналу

ЦАП налаштований на отримання цього значення трохи нижче напруги холостого ходу ультразвукового датчика. Вихідне значення ЦАП має бути налаштований на достатньо близьке значення, щоб відбитий сигнал був виявлений, як тільки він надходить, незважаючи на його ослаблення. Сигнал був виявлений, незважаючи на його загасання, але не настільки близько, щоб змінний струм вловлював шум. Щоб допомогти з фільтрацією шуму, налаштування гістерезису змінного струму можна увімкнути; це означає, що значення ЦАП може бути трохи ближчим до напруги холостого ходу напругою холостого ходу датчика, тим самим підвищуючи точність вимірювання відстані.

### 1.5 Синхронізовані сигнали маскування прийому та передачі з таймером/лічильником типу D

Для того, щоб ефективно маскувати ШІМ-передачу від лінії прийому, необхідна правильна синхронізація маскувальних сигналів передачі та прийому. Це можливо за допомогою режиму генерації сигналу «One Ramp» таймера/лічильника типу D (більш детальна інформація наведена в технічному паспорті пристрою). Як показано на рисунку нижче, порівнювані значення

можна налаштувати для генерування двох синхронізованих виходів, які можна використовувати як маски для керування передачею та прийомом за допомогою датчика.

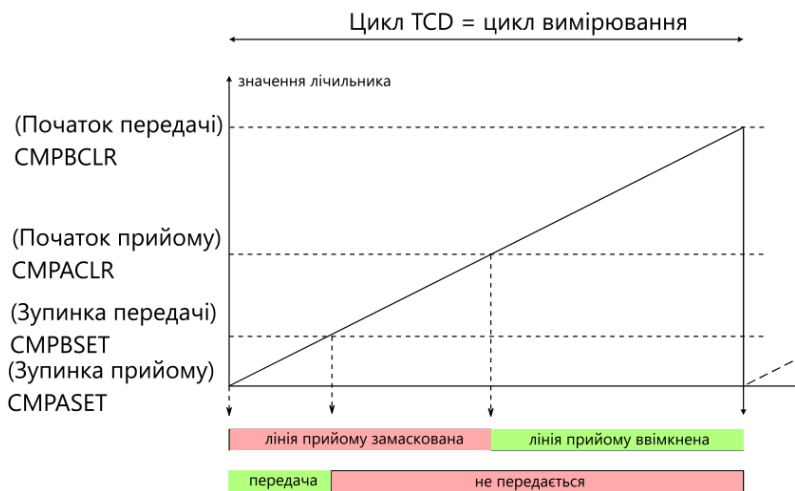


Рисунок 1.7 - Генерування синхронізованих маскувальних сигналів прийому та передачі з використанням режиму TCD One Ramp

Різні значення порівняння виконують наступні ролі і повинні бути налаштовані відповідно до апаратного забезпечення, що використовується:

- Значення CMPASET встановлено на «0», що означає, що лінія прийому повинна бути вимкнена з початку циклу вимірювання (коли передається ультразвукова хвиля)
- Значення CMPBSET вказує на тривалість передачі. Зменшення цього значення призведе до зменшення як мінімального, так і максимального діапазону. Збільшення цього значення збільшить дальність до певної точки, однак, як тільки з'являється частина відбитої хвилі без загасання, ніяких переваг від збільшення часу передачі не збільшення часу передачі не дає жодної переваги.
- Значення CMPACLR вказує, коли увімкнено лінію прийому. Це значення слід налаштувати відповідно до використовуваного обладнання та ситуаційних вимог. Воно має бути достатньо довгим, щоб врахувати резонанс, спричинений неоптимальним обладнанням, і

достатньо коротким, щоб відбита хвиля не маскувалась разом із сигналом передачі.

- Значення `CMRCLR` визначає тривалість циклу вимірювання. Він має бути достатньо довгим, щоб всі відбиті сигнали були достатньо ослаблені (деякі сигнали можуть відбиватися туди-сюди між датчиком і бар'єром кілька разів). Зменшення цього значення також призведе до зменшення роздільну здатність обчислень вимірювань (наприклад, `CMRCLR = 0xFFFF` дає роздільну здатність вимірювання відстані роздільну здатність вимірювання відстані в один сантиметр).[1]

## 1.6 Ультразвуковий датчик HC-SR04 та принцип його роботи

Ультразвуковий датчик відстані HC-SR04 (Рис 1.8) - це простий далекомір з великим діапазоном вимірюваних відстаней. Ультразвуковий далекомір генерує звукові імпульси на частоті 40 кГц і сприймає відбитий ультразвуковий луна-сигнал. [2]

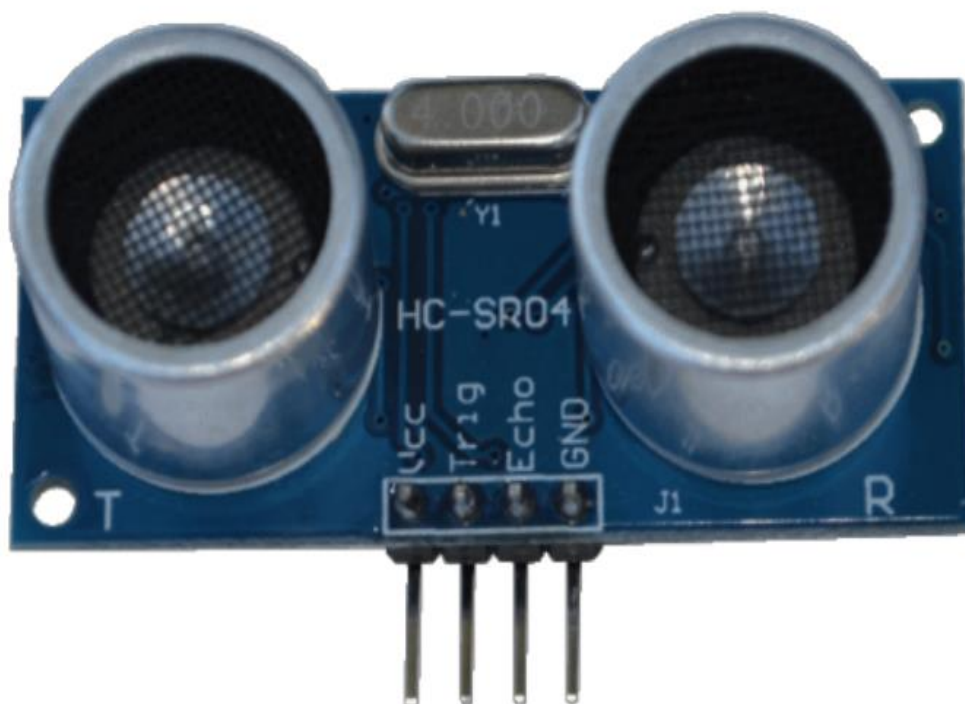


Рисунок 1.8 – Ультразвуковий датчик HC-SR04

Нижче наведено його характеристики:

- Живлення: +5V DC
- Струм спокою: <2 мА
- Робочий струм: 15 мА
- Ефективний кут: <15°
- Дальність дії: 2400 см
- Роздільна здатність: 0.3 см
- Кут вимірювання: 30°
- Ширина імпульсу на вході тригера: 10 мкс
- Розмір: 45мм x 20мм x 15мм
- Вага: близько 10 г

HCSR04 має чотири виводи: VCC, GND, TRIG і ECHO; ці виводи мають різні функції. Виводи VCC і GND є найпростішими, вони подають живлення на HCSR04. Ці виводи потрібно під'єднати до джерела +5 вольт і заземлення відповідно. Існує лише один вивід керування: вивід TRIG. Вивід TRIG відповідає за надсилання ультразвукового спалаху. Цей вивід повинен бути встановлений в положення HIGH на 10 мкс, після чого HCSR04 почне посилати восьми циклову звукову хвилю на частоті 40 кГц. Після відправлення звукового сигналу вивід ECHO переходить у стан HIGH. Вивід ECHO - це вивід даних, який використовується для вимірювання відстані. Після надсилання ультразвукового імпульсу цей вивід переходить у верхній рівень і залишається в цьому стані доти, доки не буде виявлено зворотного ультразвукового імпульсу, після чого він переходить у нижній рівень.

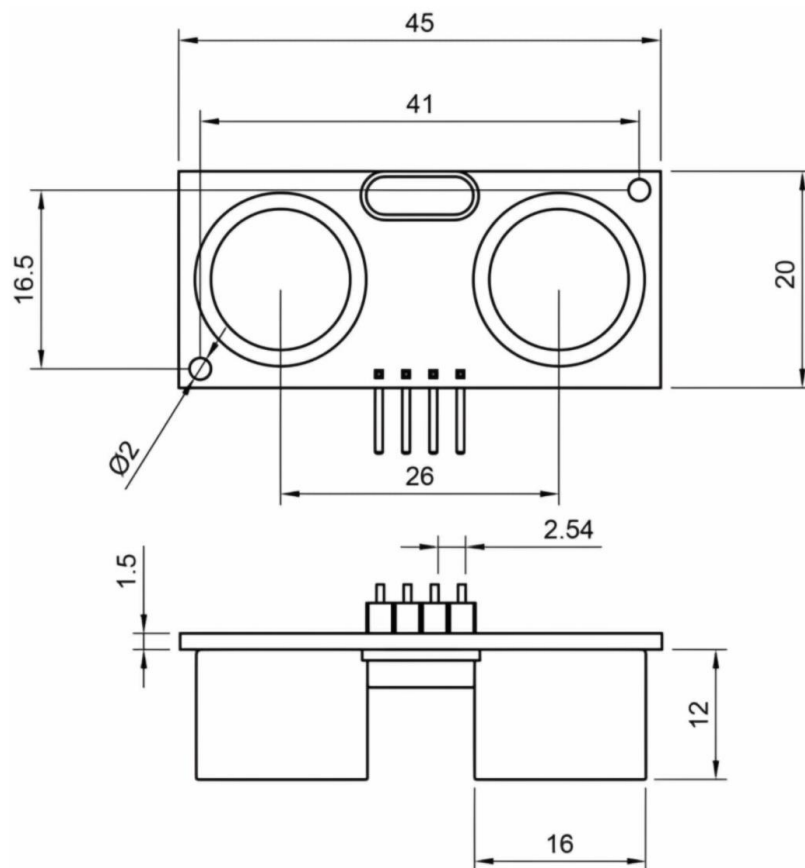


Рисунок 1.9 Графічне зображення ультразвукового далекоміра HC-SR04

HCSR04 може бути запущений для відправки ультразвукового імпульсу, встановивши вивід TRIG в положення HIGH (ВИСОКИЙ). Після того, як імпульс буде надіслано, вивід ECHO автоматично перейде в положення HIGH. Цей вивід залишатиметься у високому положенні до тих пір, поки хвиля знову не потрапить на датчик. Ви можете обчислити відстань до об'єкта, відстежуючи, скільки часу ECHO-перемикач залишається у верхньому положенні. Час, протягом якого індикатор ECHO перебуває у високому положенні, - це час, який вибух витратив на переміщення.

$$d = v \cdot t \quad (1.1)$$

де  $v$  - це швидкість звуку в м/с,  $t$  - це час в секундах,  $d$  – пройдена відстань.

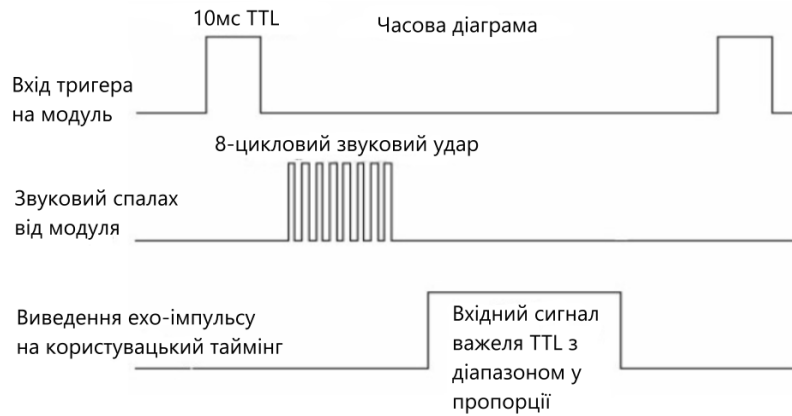


Рисунок 1.10 – Ультразвуковий датчик HC-SR04

Щоб інтерпретувати показання часу у відстань, потрібно змінити рівняння (1.1). Годинник на пристрої, який ви використовуєте, швидше за все, відраховує мікросекунди або менше. Для використання рівняння 1.1 потрібно визначити швидкість звуку, яка становить 343 метри за секунду при стандартній температурі і тиску. Щоб перетворити її в більш зручну форму, скористайтеся рівнянням (1.2), щоб перейти від метрів на секунду до мікросекунд на сантиметр. Тоді рівняння (1.3) можна використовувати для легкого обчислення відстані в сантиметрах.[3]

$$d = \frac{Speed}{170.15m} \cdot \frac{Meters}{100cm} \cdot \frac{1e6\mu S}{170.15m} \cdot \frac{58.772\mu S}{cm} \quad (1.2)$$

$$d = \frac{time}{58} = \frac{\mu S}{\mu S / cm} = cm \quad (1.3)$$

## 1.7 Ультразвуковий датчик JSN-SR04T

Датчик JSN-SR04 працює за принципом ультразвукової луна-локації. Відстань до перешкоди визначається за часом, що пройшов між відправкою сигналу та отриманням відлуння. Функціонально JSN-SR04T є аналогом популярного ультразвукового датчика відстані HC-SR04, зокрема сумісний з ним за алгоритмом роботи та обміну даними, що дозволяє замінювати ці датчики один одним без перепрошивки мікроконтролера.

Водонепроникний датчик JSN-SR04T може використовуватися в роботах, системах автоматики, що працюють у несприятливих умовах або на вулиці, в автомобільних парктроніках і т.д.[4]

Характеристики ультразвукового датчика JSN-SR04T демонструється в табл. 1.1

Таблиця 1.1 – Характеристики ультразвукового датчика:

Напруга живлення	5 В
Робочий струм	30 мА
Струм очікування	5 мА
Ефективний кут вимірювання	<math><50^{\circ}</math>
Діапазон вимірювання відстаней	25-500 см
Точність свідчень	до 1 см
Розміри плати	41x28мм
Довжина дроту від датчика до плати	240 см

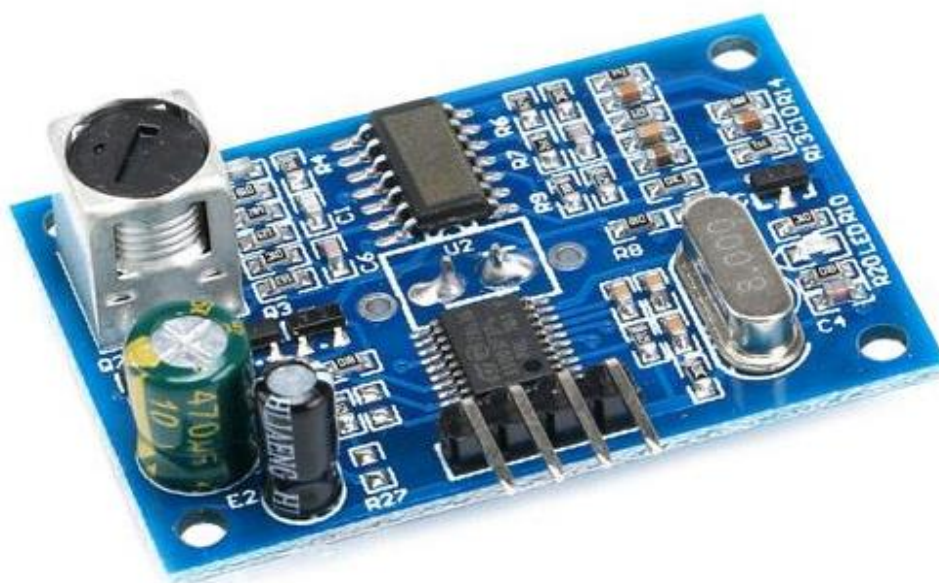


Рисунок 1.11 – Ультразвуковий датчик JSN-SR04

## 1.8 Методи вимірювання відстані

**Часовий метод.** Метод вимірювання відстані між датчиком і об'єктом, заснований на різниці в часі між випромінюванням сигналу і його поверненням до датчика після відбиття від об'єкта. З принципом Time-of-Flight можуть використовуватися різні типи сигналів, найпоширенішими з яких є звук і світло. [5]

**Амплітудний метод.** Ультразвуковий сигнал поширюється в повітрі, і його інтенсивність зменшується з відстанню через дві основні причини: поширення ультразвукового променя та поглинання повітрям. Таким чином, амплітуда сигналу, отриманого в приймачі, розміщеному на відстані  $x$  від передавача, буде зменшуватися зі збільшенням  $x$ . [6]

**Частотний метод** визначення дальності до об'єкта при використанні частотної модуляції (ЧМ) базується на вимірюванні зміни частоти передавача за час поширення сигналу до цілі та назад. Частота передавача може змінюватися лінійно. Після змішування цих коливань утворюються биття, спектр яких складається з однієї спектральної лінії. Недоліками методу вимірювання дальності є складність апаратури при вимірюванні дальності багатьох об'єктів, труднощі ефективної розв'язки приймального та передавального трактів, високі вимоги до лінійності зміни частоти випромінюваних коливань при вимірюванні дальності і багатьох об'єктів. Переваги методу включають малу пікову потужність випромінюваного сигналу при високій точності вимірювання дальності та можливість вимірювання дуже малих відстаней.

**Фазовий метод.** При фазовому методі застосовуються безперервні сигнали (не обов'язково монохроматичні). Вимір часу запізнювання проводиться шляхом вимірювання різниці фаз між модульовальними коливаннями масштабної частоти, які виділяються з випромінюваного і

прийнятого сигналів. Різниця фаз між цими коливаннями пов'язана з часом запізнювання рівністю

$$\varphi = \omega_m \cdot \tau = \frac{\omega_m \cdot 2 \cdot R}{c} \quad (1.4)$$

Основна перевага методу полягає в тому, що вибором масштабної частоти може бути забезпечена дуже висока точність вимірювань. Недоліками є: неможливість одночасного вимірювання дальності кількох об'єктів, що знаходяться в зоні опромінення вимірювача дальності, необхідність придушення випромінюваного сигналу, який надходить на вхід приймача, складність технічної реалізації, яка обумовлена необхідністю використання декількох шкал.

**Імпульсний метод** реалізується шляхом амплітудно-імпульсної модуляції незгасних коливань що несе частоти в передавачі. Перевагою цього методу є можливість одночасного вимірювання дальності багатьох об'єктів за допомогою порівняно простої апаратури. Недоліком методу є неможливість вимірювання малих відстаней.[7]

### **Висновок до розділу 1:**

Було проведено аналіз методів та відомих технічних рішень для вимірювання відстані, зокрема імпульсного та фазового методів. Імпульсний метод дозволяє одночасно вимірювати відстань до багатьох об'єктів при порівняно простій апаратурі, проте має обмеження щодо вимірювання малих відстаней і не дозволяє визначити радіальну швидкість об'єкта. Фазовий метод забезпечує високу точність вимірювань шляхом вибору масштабної частоти, але складний у технічній реалізації, вимагає придушення випромінюваного сигналу, що надходить на вхід приймача, і не дозволяє одночасно вимірювати відстань до кількох об'єктів. Ультразвукові датчики перетворюють електричний сигнал в ультразвукову хвилю і приймають відбиту хвилю, що дозволяє ефективно вимірювати відстань до об'єктів.

## 2 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ЗАВАДОЗАХИЩЕНОСТІ УЛЬТРАЗВУКОВОГО ПРИСТРОЮ

### 2.1 Застосування методів оптимальної обробки сигналу для підвищення точності вимірювання відстані

Однією з основних та найбільш складних проблем ультразвукової дальнометрії є проблема завадозахищеності, тобто відшукування найкращих способів прийому сигналів при наявності завад. Сигнали завжди супроводжуються завадами, тому найважливіша частина роботи приймача ультразвукових коливань полягає в поділі сигналів і завад і вимірювання необхідного параметра сигналу з максимальною точністю.

Якщо сигнали і завади мають помітні відмінності по одному або декільком параметрам, то поділ може бути здійснено за допомогою просторової, часової, амплітудної або частотної селекції в залежності від параметра, за яким є відмінність [8]. У деяких випадках, які мають важливе практичне значення, сигнал та завада не мають істотних відмінностей параметрів, що дозволяють здійснювати селекцію, наприклад при адитивної завади типу флуктуацій електричного струму або шумів реального виробництва. Надалі таку заваду будемо називати шумом. Він існує на вході приймача весь час, незалежно від напрямку і часу приходу сигналів; частотний діапазон шуму настільки широкий, що сигнал завжди лежить в його межах, отже, селекція за параметрами не може бути застосована.

Рішення завдання виділення сигналу в присутності шуму може бути знайдено за допомогою методів математичної статистики. Вимірювання необхідного параметра виявляється можливим внаслідок відмінності законів розподілу сигналу і шуму. Приймальні пристрої, що забезпечують вимір параметра з максимальною точністю, називаються оптимальними.

З математичної точки зору завдання відшукування оптимального приймача зводиться в загальних рисах до наступного:

На вході приймача надходить суміш  $y(t)$  сигналу  $U_x(t)$  і шуму  $U_u(t)$  :

$$U(t) = U_x(t) + U_u(t) \quad (2.1)$$

Потрібно знайти таку структуру приймача, тобто такий закон перетворення  $y(t)$  у вихідний сигнал  $\gamma(t)$ , при якому  $\gamma(t)$  буде найкращим (в тому чи іншому сенсі) чином забезпечувати вимір необхідного параметра сигналу  $U_x(t)$ . Для вирішення цього завдання критерій оптимальності повинен бути сформульований математично і повинні бути задані певні характеристики суміші  $\gamma(t)$  сигналу та шуму, наприклад статистичні характеристики цієї суміші.

Параметр  $x$  сигналу  $U_x(t)$  розглядається в місці прийому як випадкова величина або випадкова функція часу з відомими апріорним розподілом ймовірностей  $P(x)$ . Закон розподілу  $W_u(U_u)$  завади також являється відомим. Приймач аналізує коливання  $\gamma(t)$  протягом заздалегідь обраного кінцевого інтервалу часу  $T_n$  і повинен на підставі цього аналізу виміряти параметр  $x$  найкращим чином. Так як сигнал спотворений випадковою завадою  $U_u(t)$ , а час аналізу  $T_n$  не безкінечний, то жоден приймач в принципі не може виміряти параметр  $x$  абсолютно точно, з повною достовірністю завжди буде існувати якась ймовірність помилки. [9]

Отже, найбільше, що можна вимагати в таких умовах від приймача, - це визначити, які ймовірності того чи іншого значення (або тієї чи іншої реалізації) параметра  $x$  при даній реалізації сумарного коливання  $\gamma(t)$ , що надходить на вхід приймача.

Математично це означає, що на основі аналізу сумарного коливання  $y(t)$  ідеальний приймач повинен обчислити розподіл  $P_y(t)$  для всіх можливих значень (або реалізацією) параметра при даній реалізації  $y(t)$ . Якщо параметр  $x$  є дискретною випадковою величиною, то  $P_y(t)$  є розподіл ймовірності, якщо ж  $x$  - безперервна випадкова величина або функція часу, то  $P_y(x)$  є щільність

ймовірності. Надалі будемо для стислості  $P_y(x)$  називати у всіх випадках розподілом ймовірностей.

Розподіл  $P_y(x)$  називається апостеріорний (після дослідним), так як він може бути знайдений лише в результаті аналізу реалізації коливання  $y(t)$ . Цим розподіл  $P_y(x)$  принципово відрізняється від апіорного розподілу  $P(x)$ , який є відомим зарання, тобто ще до аналізу коливання  $y(t)$ .

Часто розподіл  $P_y(t)$  називають також розподілом зворотних ймовірностей, так як він вказує, які ймовірності тих чи інших значень причини  $X$ , якщо відомо викликаний цією причиною наслідок  $Y$ .

На основі аналізу виду розподілу  $P_y(x)$  має бути прийнято рішення про те, яким було значення параметра  $X$ . Для цього в приймач має бути закладено правило, за яким він буде видавати своє рішення  $\gamma$ . Зазвичай в якості такого правила використовують принцип максимальної зворотної ймовірності.

В цьому випадку приймається  $\gamma = x_{yn}$ , де  $x_{yn}$  - найімовірніше значення параметра, тобто те значення, при якому зворотна ймовірність  $P_y(t)$  має найбільше значення.

Отже, при використанні принципу максимальної зворотної ймовірності приймач видає те значення  $\gamma$  параметра, яке при даній реалізації  $y(t)$  є найбільш імовірним.

Обернена ймовірність  $P_y(x)$  може бути знайдена з наступних загальних співвідношень теорії ймовірностей [10]:

$$P(x, y) = P(x)P_x(y) = P(y)P_y(x) \quad (2.2)$$

де  $P(x, y)$  - спільна ймовірність двох випадкових величин (або функцій)  $X$  та  $Y$ ;  $P_x(y)$  - умовна ймовірність  $Y$  при даному  $X$ ;  $P(y)$  - безумовна ймовірність  $Y$ .

З виразу (2.2) видно, що

$$P_y(x) = \frac{1}{P(y)} \cdot P(x) \cdot P_x(y) \quad (2.3)$$

Так як при обчисленні функції  $P_y(x)$  нас цікавить залежність цієї функції від  $x$  при невідомому  $y$ , то множник  $1/p(y)$  у виразі (2. 3) може бути замінений деякою константою  $K$  :

$$P_y(x) = KP(x)P_x(y) \quad (2.4)$$

Коефіцієнт  $K$  можна визначити з умови нормування:

$$\int_{A_x} P_y(x)dx = 1 \quad (2.5)$$

де  $A_x$  - область всіх можливих значень  $x$  .

Якщо вважати, що шум на вході приймача є "білим" та має нормальний розподіл, то оптимальний приймач, на вході якого надходить сигнал (2.1), повинен обчислювати зворотну ймовірність  $P_y(x)$  за виразом: [11]

$$P_y(x) = K'P(x)e^{-Ec/N_0} \cdot e^{\xi_x} \quad (2.6)$$

де  $K'$  - постійний множник, який можна обчислити з умови нормування виразу (2.5);  $Ec$  - енергія сигналу  $U_x(t)$ ;  $N_0$  - спектральна щільність потужності шуму; величина  $\xi_x$  визначається із наступного співвідношення

$$\xi_x = \frac{2}{N_0} \int_0^T y(t)U_x(t)dt \quad (2.7)$$

Пристрій, який обчислює інтеграл (2.7), має назву корелятора. Він може бути реалізований, наприклад, за схемою, зображеною на рис.2.1 та складається з помножувача і інтегратора. При цьому напруга на його виході дорівнює:

$$U_{вих}(t) = c \int_{t_1}^t y(t)U_x(t)dt \quad (2.8)$$

де  $c$  - коефіцієнт пропорційності, величина якого визначається властивостями реальних фізичних пристроїв, застосованих для здійснення операцій множення та інтегрування.

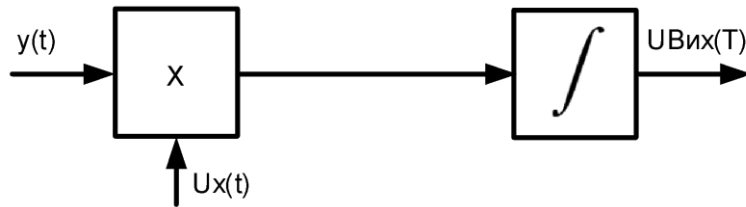


Рисунок 2.1. Функціональна схема корелятора

Необхідні межі інтегрування можна отримати включенням сигналу  $U_x(t)$  лише на інтервал часу  $0-T$ . При цьому до моменту  $t=T$  вихідна напруга досягне необхідного значення

$$U_{вих}(T) = c \int_0^T y(t)U_x(t)dt \quad (2.9)$$

Якщо сигнал  $U_x(t)$  триває протягом кінцевого інтервалу часу  $0-T$ , то замість корелятора може бути використаний узгоджений лінійний фільтр. Передавальна функція  $K(j\omega)$  оптимального фільтра може бути визначена наступним чином:[12]

$$K(j\omega) = aS^*(j\omega)e^{-j\omega t_0} \quad (2.10)$$

де  $a$  - довільний постійний коефіцієнт, а

$$S^*(j\omega) = S(-j\omega) \quad (2.11)$$

є величиною, комплексно-сполученою спектру  $S(j\omega)$  сигналу  $U_x(t)$ .

Таким чином, за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності оптимальний приймач повинен містити (рис.2. 2): оптимальний фільтр ОФ, детектор Д (при роботі по обвідній), граничний пристрій ГП та обчислювальний пристрій ОП [13].

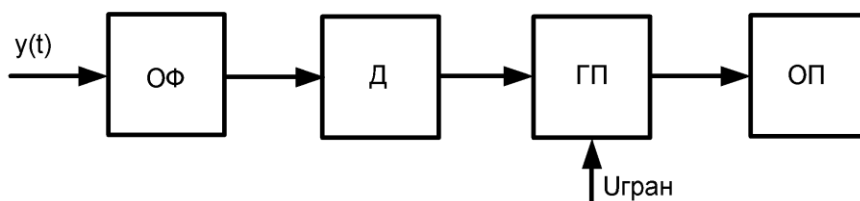


Рис. 2.2. Узагальнена функціональна схема оптимального приймача

Використовуємо приведені вище теоретичні положення для визначення параметрів приймального тракту ультразвукового засобу для вимірювання відстані до об'єкта луна-імпульсним методом.

Нехай ультразвуковий сигнал  $U_1(t)$  розповсюджується в середовищі з квадратичною залежністю загасання від частоти (повітря). Виразимо середовище розповсюдження чотиріполіусником з коефіцієнтом передачі:

$$K_{cp} = \exp\left(-\frac{\alpha l \omega^2}{2\pi^2}\right), \quad (2.12)$$

де  $\alpha$  - питомий коефіцієнт згасання середовища,  $l$  - відстань до об'єкта,  $\omega$  - кругова частота.

У процесі розповсюдження ультразвукового сигналу величина  $l$ , що стоїть в показнику експоненти виразу (2. 12), змінюється в часі

$$l = C_{зв} \cdot t \quad (2.13)$$

де  $C_{зв}$  - швидкість розповсюдження ультразвуку в середовищі, і, отже, змінюється коефіцієнт передачі середовища

$$K_{cp}(\omega, t) = \exp\left(-\frac{\alpha C_{зв} t \omega^2}{2\pi^2}\right) \quad (2.14)$$

Спектральна щільність  $S_2(\omega, t)$  (надалі - спектр) сигналу на виході чотиріполіусника з коефіцієнтом передачі (2.14) визначається наступним виразом

$$S_2(\omega, t) = S_1(\omega) K_{cp}(\omega, t) \quad (2.15)$$

де  $S_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \exp(j\omega t) dt$  - спектр сигналу  $U_1(t)$  визначається прямим

Фур'є-перетворенням. Таким чином, спектр акустичного сигналу в процесі його поширення в середовищі є нестационарним

$$S_2(\omega, t) = \exp\left(-\frac{\alpha C_{зв} t \omega^2}{2\pi^2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (2.16)$$

Сигнал  $U_2(t)$ , що надходить на вхід оптимального приймача може бути знайдений за допомогою зворотного перетворення Фур'є

$$\begin{aligned}
 U_2(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(\omega, t) \exp(j\omega t) d\omega = \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(j\omega t - \frac{\alpha C_{36} t \omega^2}{2\pi^2}) \cdot \left[ \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \exp(-j\omega t) dt \right] d\omega
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

Будемо вважати, що на вхід приймача надходить сигнал і так званий "білий" шум, обумовлений суперпозицією акустичної та електричної складових, які мають нормальний закон розподілу та спектральною щільністю потужності  $N_0 = const$ , незалежну від частоти. Для цього випадку структура приймального тракту засобу вимірювання, яка дозволяє мінімізувати помилку вимірювання часу приходу сигналу  $U_2(t)$ , буде відповідати схемі, наведеній на рис. 2.3.

Як вже було показано, амплітудно-частотна характеристика оптимального фільтра повинна за формою збігатися з модулем спектра сигналу. Таким чином, для нашого випадку амплітудно-частотна характеристика оптимального фільтра визначиться наступним виразом:

$$K_{opt} = |S_2(\omega, t)| = \exp\left(-\frac{\alpha C_{36} \cdot t \omega^2}{2\pi^2}\right) \left| \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \exp(-j\omega t) dt \right|
 \tag{2.18}$$

З виразу (2.18) видно, що амплітудно-частотна характеристика оптимального фільтра нестационарна і повинна змінюватися у часі відповідно до зміни форми спектра сигналу  $U_2(t)$  в процесі його поширення в середовищі.

Таким чином, узагальнена структурна схема оптимального приймача, що мінімізує похибку вимірювання відстані до об'єкта ультразвуковим луна-методом, обумовлений не стаціонарністю спектра сигналу при його поширенні в середовищі з частотою залежним загасанням, буде виглядати наступним чином (рис. 2.3).

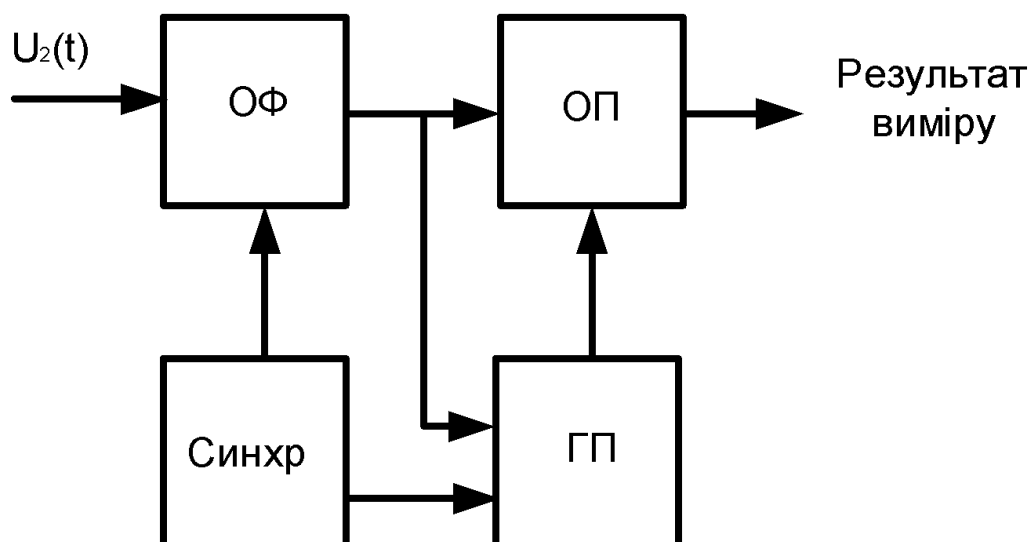


Рис. 2.3. Структурна схема оптимального приймача

ОФ - оптимальний фільтр, ГП - граничний пристрій, ОП – обчислювальний пристрій, Синхр - блок синхронізації і управління.

Знайдемо амплітудно-частотну характеристику і функцію управління граничним пристроєм для деяких видів сигналів, що використовуються при апаратурній реалізації ультразвукових систем [14].

Так, наприклад, при вимірюванні часу запізнювання імпульсу по першій півхвилі ультразвукового імпульсу з частотою заповнення  $f_0 = \beta / 4$  ( $\beta$  - величина, зворотна часу чверті періоду частоти заповнення) для спрощення математичних викладок сигнал  $U_1(t)$  можна подати у вигляді дзвонового імпульсу

$$U_1(t) = A_1 \exp(-\beta^2 t^2) \quad (2.19)$$

де  $A_1$  - амплітуда імпульсу. На рис. 2.4 наведені форми вихідного синусоїдального і апроксимувальний дзвонових імпульсів.

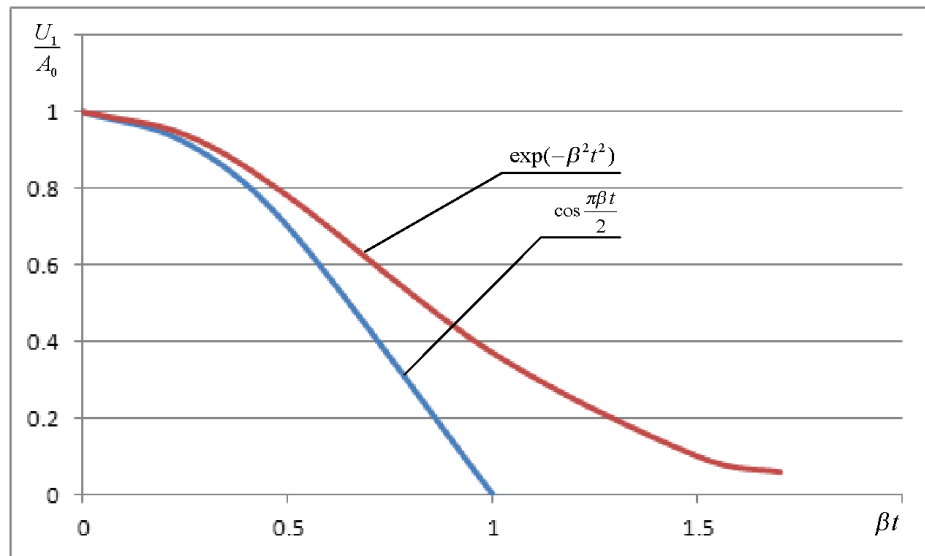


Рис. 2.4. Графік половини періоду синусоїди і апроксимуючого дзвонового імпульсу

Найдемо спектр  $S_2(\omega_1 t)$  для цього випадку. Підставивши вираз (2.19) в вираз (2.16) і зробивши інтегрування, отримаємо:

$$S_2(\omega, t) = \frac{A_1 \sqrt{\pi}}{\beta} \exp\left(-\frac{1 + \frac{2\alpha C_{36} t \beta^2}{\pi^2}}{4\beta^2} \omega^2\right) \quad (2.20)$$

Ширина спектра  $\Delta\omega_2$  за рівнем  $1/e$  визначиться виразом

$$\Delta\omega_2 = \frac{4\beta}{\sqrt{1 + \frac{2\alpha C_{36} t \beta^2}{\pi^2}}} \quad (2.21)$$

Аналіз виразу (2.21) показує, що в процесі розповсюдження ультразвукового сигналу у вигляді однієї півхвилі робочої частоти в середовищі з частотно-залежним згасанням ширина спектра змінюється. Так, при зміні відстані с 0,1 до 10,0 м ширина спектра зменшується на 20%.

Амплітудно-частотна характеристика оптимального фільтра визначиться з точністю до постійного коефіцієнта  $M$  виразом (2.18)

$$K_{opt} = M \exp\left(-\frac{1 + \frac{2\alpha C_{36} t \beta^2}{\pi^2}}{4\beta^2} \omega^2\right) \quad (2.22)$$

а вираз (2.21) визначає закон зміни смуги пропускання за рівнем  $1/e$  його коефіцієнта передачі.

Залежність відношення сигнал/завада на виході оптимального фільтра від часу, що визначає функцію управління граничним (пороговим) пристроєм, визначимо, підставивши вираз (2.19) в вираз(2.18) і зробивши інтегрування

$$q = \left(\sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{2A_1^2}{N_0\beta\sqrt{1 + \frac{2\alpha C_{36} t \beta^2}{\pi^2}}}\right)^{1/2} \quad (2.23)$$

Далі знайдемо вираз для середньоквадратичної похибки вимірювання часу запізнювання імпульсного сигналу виду (2.19). Графік половини періоду синусоїди і апроксимуючого дзвонового імпульсу сигналу виду (2.19) зображений на рис. 2.5.

Як відомо [15], дисперсія похибки в цьому випадку буде дорівнювати

$$\bar{\sigma} = -\frac{1}{B''(\tau)|_{\tau=0}} = -\frac{1}{q^2 B''(\tau)|_{\tau=0}} \quad (2.24)$$

де  $B(\tau)$  - так звана сигнальна функція на виході оптимального фільтра, що дорівнює добутку квадрата відношення сигнал/завада на нормовану автокореляційну функцію вхідного сигналу. Фізичний зміст виразу (2.24) достатньо ясний; дисперсія помилки вимірювання зменшується, а точність зростає при збільшенні відношення сигнал/завада і гостроти піку автокореляційної функції, яка характеризується її другою похідною в точці максимуму, тобто при  $\tau = 0$ .

Функція  $B(\tau)$  визначається відомим виразом [9]

$$B(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^{T_H} U_c(t)U_c(t-\tau)dt \quad (2.25)$$

де  $U_c(t)$  - сигнал на вході оптимального фільтра,  $T_H$  - час спостереження.

Підставивши (2.17) та (2.19) в (2.25) і зробивши інтегрування отримаємо

$$B(\tau) = \frac{2A_1^2 \sqrt{\pi}}{N_0 \sqrt{2}} \frac{1}{\beta \sqrt{1 + \frac{2\alpha C_{38} t \beta^2}{\pi^2}}} \exp \left[ \frac{\beta^2 \tau^2}{2(1 + \frac{2\alpha C_{38} t \beta^2}{\pi^2})} \right] \quad (2.26)$$

З урахуванням (2.26) знайдемо вираз для середнього квадрата похибки вимірювання

$$\bar{\sigma}^2 = \frac{N_0}{A_1^2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{(1 + \frac{2\alpha C_{38} \cdot t \beta^2}{\pi^2})^{3/2}}{\beta} \quad (2.27)$$

Аналіз графіків залежності середнього квадрата похибки від частоти заповнених зондувального сигналу (рис. 2.5) показує, що похибка вимірювання має мінімум, який досягається на деякій оптимальній частоті. Продиференціювавши (2.27) за  $\beta$ , прирівнявши похідну нулю і розв'язавши отримане рівняння щодо  $\beta$ , отримаємо вираз для оптимальної частоти заповнення  $f_{opt}$ , що мінімізує похибку вимірювання відстані при роботі по першій півхвилі зондувального ультразвукового сигналу:

$$f_{opt} = \frac{\beta_{opt}}{4} = \frac{\pi}{8\sqrt{\alpha C_{38} t}} \quad (2.28)$$

Вираз (2.28) досить важливий, так як визначає оптимальний з точки зору мінімізації похибки вимірювання параметр зондувального акустичного сигналу - частоту заповнення.

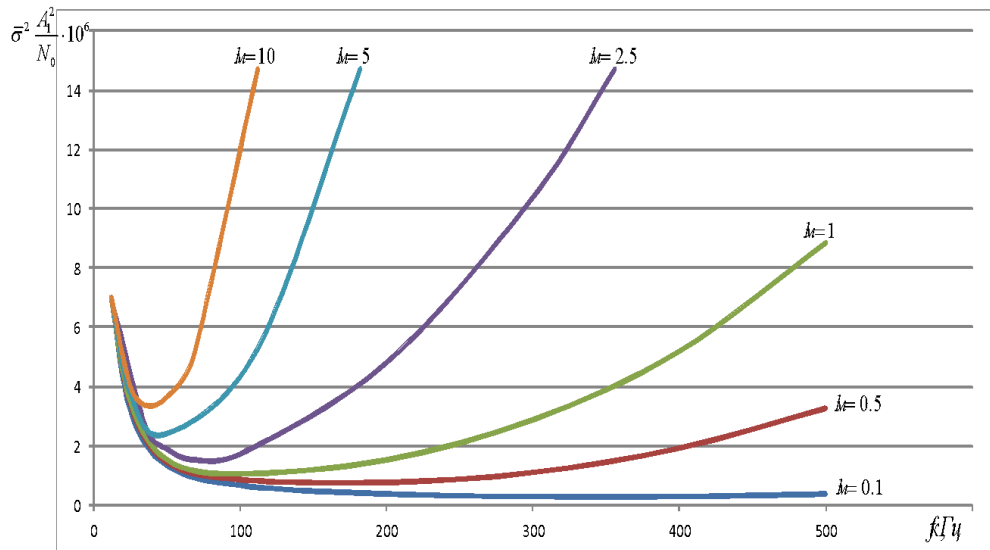


Рис. 2.5. Залежність середньоквадратичної похибки від робочої частоти при використанні першої півхвилі зондувального ультразвукового сигналу

Підставивши (2.28) в (2.27), знайдемо мінімальну середньоквадратичну похибку для нашого випадку:

$$\bar{\sigma}_{\min} \approx \frac{N_0}{A_1} \cdot 0,93 \sqrt{\alpha C_{36} t} \quad (2.29)$$

На рис. 2.6 та 2.7 наведені графіки залежності оптимальної частоти заповнення зондувального ультразвукового імпульсу і мінімальної середньоквадратичної похибки від вимірюваної відстані ( $l = C_{36} \cdot t$ ), які дозволяють оцінити потенційні метрологічні параметри засобу, який здійснює вимірювання відстані в повітряному середовищі по першій півхвилі зондувального імпульсу.

Наявність мінімуму похибки фізично пояснюється наступним чином. Відповідно до виразу (2.24) похибка вимірювання визначається двома факторами: відношенням сигнал/шум та гостротою піку автокореляційної функції вхідного сигналу. При збільшенні частоти домінуючим фактором є квадратична залежність згасання сигналу в повітрі від частоти, яка визначає зменшення відношення сигнал/шум і, отже, збільшення похибки. При

зменшенні частоти згасання впливає менше і домінуючим фактором стає гострота піку автокореляційної функції, яка зменшується при збільшенні тривалості сигналу.

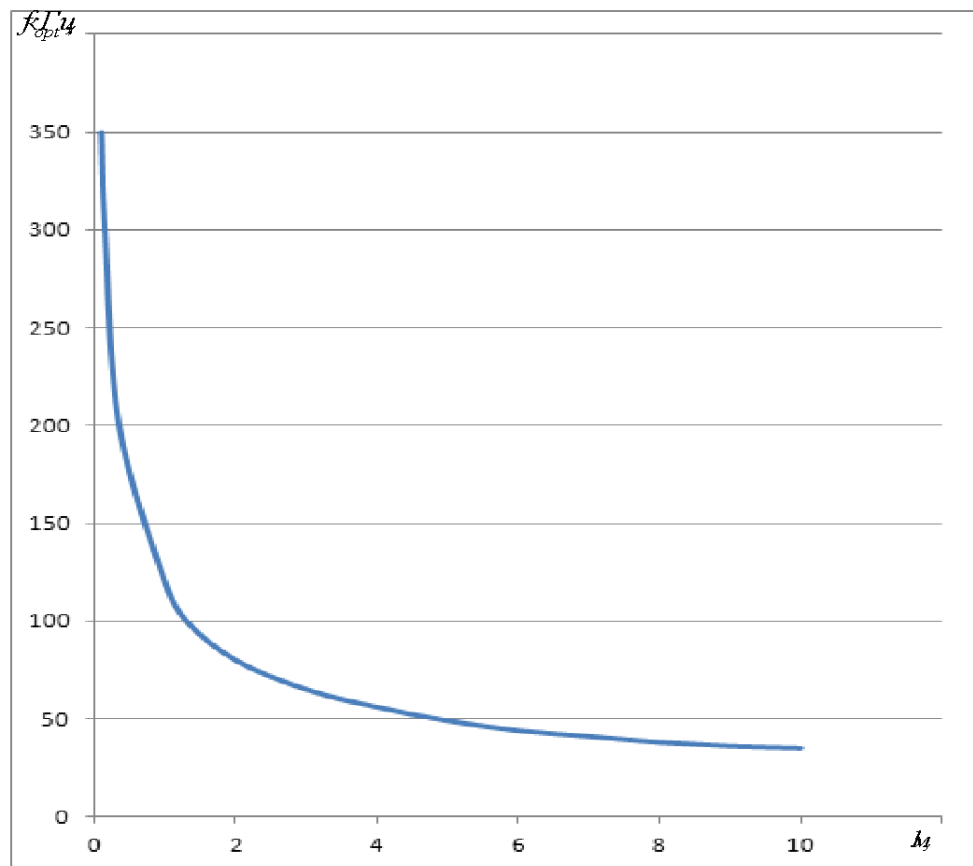


Рис. 2.6. Залежність оптимальної робочої частоти від вимірюваної відстані

## 2.2 Часовий метод та білатерація

Після того, як ми ознайомились з складовою ультразвукової системи, нам потрібно обрати метод вимірювання відстані, який будемо використовувати. Після проведеного дослідження було прийнято рішення використовувати часовий метод

Такі переваги має цей метод:

- **Висока точність:** Часовий метод може забезпечити високу точність вимірювань, оскільки він базується на точних вимірах часу. Це особливо важливо у вимірюваннях, де кожна мілісекунда має значення.

- **Висока чутливість:** Цей метод може бути дуже чутливим до змін у швидкості або тривалості подій. Він може реєструвати мінімальні зміни в часі, що дозволяє виявляти навіть незначні зміни в вимірюваному параметрі.
- **Можливість вимірювання швидкодії:** Часовий метод дозволяє виміряти швидкість чи періодичність подій, що є важливим у багатьох галузях.
- **Можливість синхронізації:** Часовий метод дозволяє синхронізувати вимірювання між різними пристроями або системами, що дозволяє забезпечити однакову точність та узгодженість вимірів.
- **Простота вимірювання:** В деяких випадках часовий метод може бути дуже простим у реалізації. Наприклад, вимірювання часу, потрібного для звукової хвилі, щоб пройти певний шлях, може бути здійснене за допомогою простого таймера.

Але для досягнення нашої мети, ми будемо використовувати часовий метод з білатерацією (Рис 2.7)

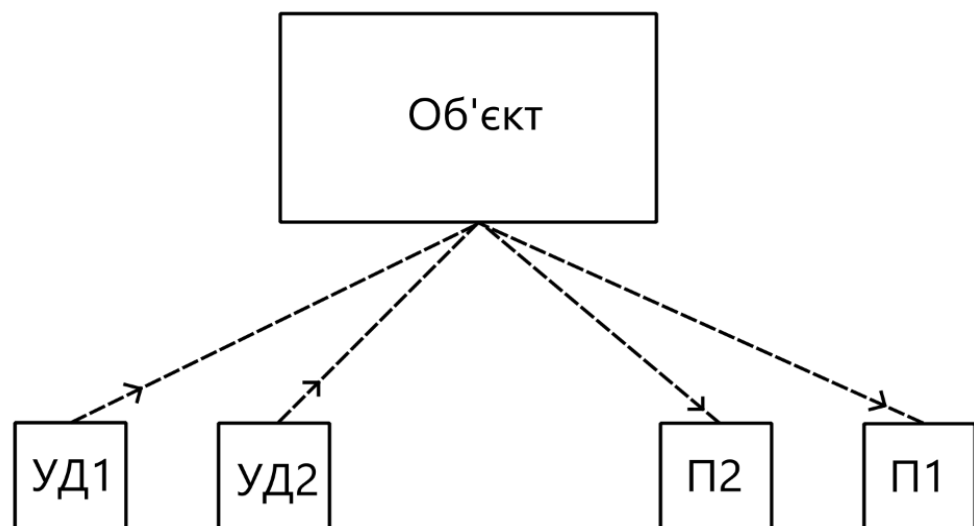


Рисунок 2.7 – УД – Ультразвуковий динамік, П – Приймач

### 2.3 Пошук відстані за допомогою часового метода та білатерації

Проведемо два трикутника по лінії випромінювання ультразвуку

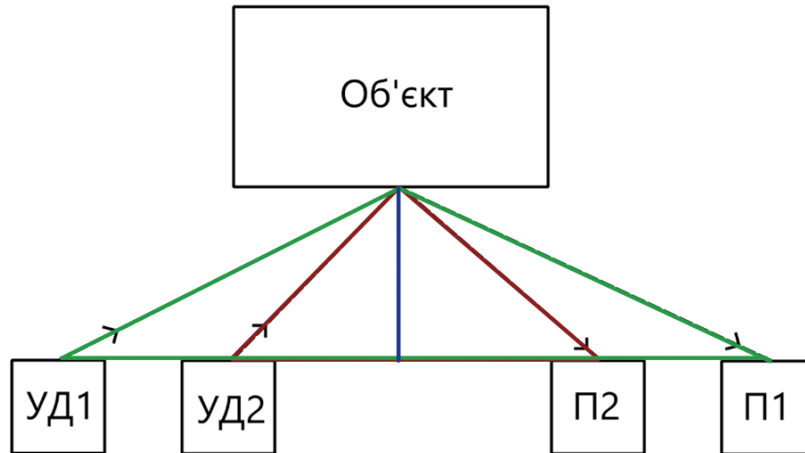


Рисунок 2.8 - Трикутники по лінії випромінювання ультразвуку

Ми отримали два рівнобедрені трикутники зі спільним катетом  $x$

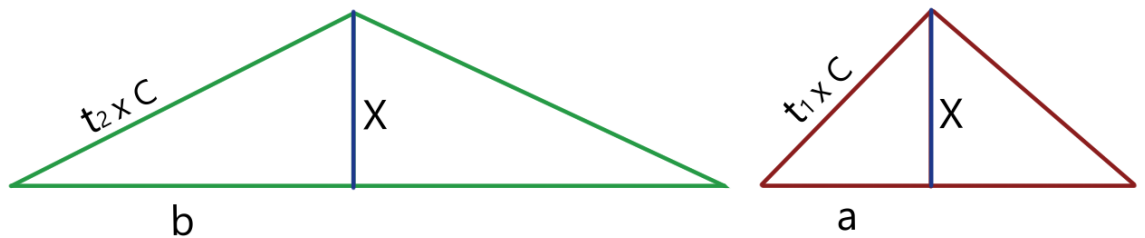


Рисунок 2.9- Рівнобедрені трикутники

Тепер, використовуючи теорему Піфагора, складемо рівняння:

$$t_1^2 c = a^2 + x^2 \quad (2.30)$$

$$t_2^2 c = b^2 + x^2 \quad (2.31)$$

Ми можемо розділити (2.30) на (2.31), щоб позбавитись швидкості розповсюдження ультразвуку  $c$ :

$$\frac{t_1^2}{t_2^2} = \frac{a^2 + x^2}{b^2 + x^2} \quad (2.32)$$

Далі нам потрібно виразити  $x$ :

$$t_1^2 \cdot b^2 + t_1^2 \cdot x^2 = t_2^2 \cdot a^2 + t_2^2 \cdot x^2 \quad (2.33)$$

$$x^2 \cdot (t_2^2 - t_1^2) = t_1^2 \cdot b^2 + t_2^2 \cdot a^2 \quad (2.34)$$

$$x^2 = \frac{t_1^2 \cdot b^2 - t_2^2 \cdot a^2}{t_2^2 - t_1^2} \quad (2.35)$$

$$x = \sqrt{\frac{t_1^2 \cdot b^2 - t_2^2 \cdot a^2}{t_2^2 - t_1^2}} \quad (2.36)$$

Виходячи з формули (2.36), ми бачимо, що для розрахунку пройденої відстані не потрібно знати точну швидкість ультразвуку. Замість цього ми можемо скористатися білатерацією та часовим методом й розрахувати необхідний нам катет. Отже, ця формула стає корисною, коли немає можливості виміряти або точно встановити швидкість звуку в даному середовищі. Такий метод може бути корисним, наприклад, в умовах, коли характеристики середовища змінюються з часом, або коли точність вимірювання швидкості звуку обмежена.

Так як ми позбавились від швидкості розповсюдження звуку, то логічно припустити те, що ми позбавились від впливу температури, тиску та вологості.

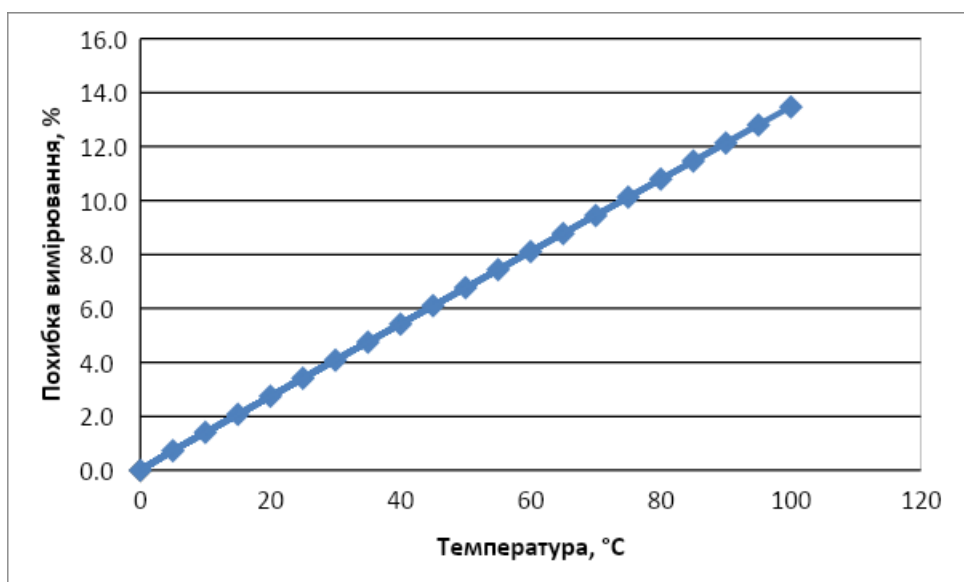


Рисунок 2.10 – Похибка вимірювання відстані при неврахуванні температури з використанням стандартної формули

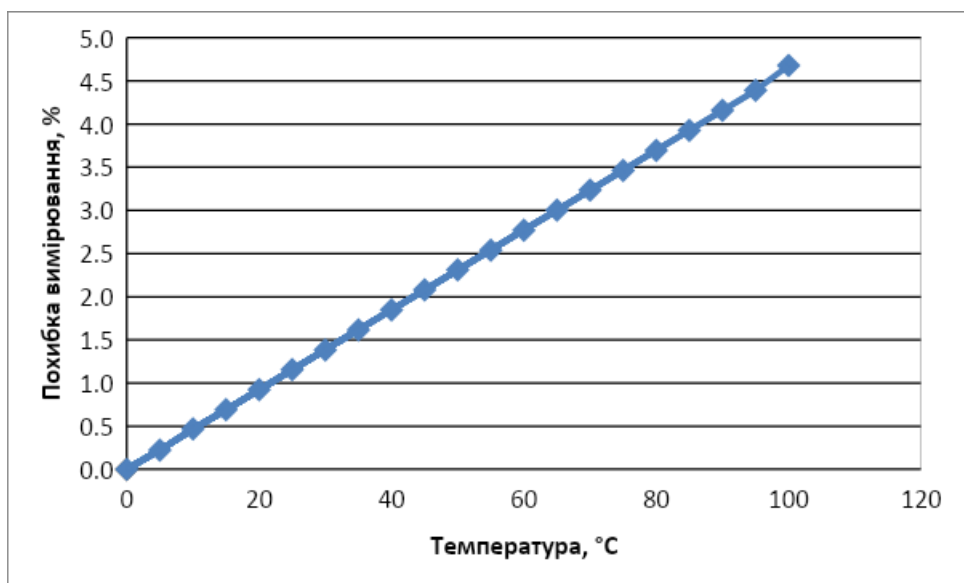


Рисунок 2.11 – Похибка вимірювання відстані при неврахуванні температури з використанням отриманої формули

Але, як ми бачимо, похибка нікуди не ділась, вона зменшилась з порівнянням першим графіком.

## **Висновок до розділу 2:**

Для ефективного вимірювання відстані ультразвуковими методами необхідно застосовувати різні методи селекції сигналів та шумів. Оптимальні приймачі, які використовують принцип максимальної апостеріорної ймовірності та адаптивні фільтри, забезпечують високу точність вимірювань. Врахування змін спектра сигналу під час його поширення в акустичних середовищах також є критичним для створення ефективних приймачів. Практичне застосування цих теоретичних концепцій дозволяє створювати високоточні ультразвукові засоби вимірювання відстані.

Для підвищення точності та спрощення вимірювань було використано білатерацію. Цей метод дозволяє обчислювати відстань без необхідності точного знання швидкості ультразвуку, що є корисним у випадках, коли характеристики середовища можуть змінюватися або коли точність вимірювання швидкості звуку є обмеженою.

При використанні отриманої формули було виявлено, що похибка вимірювань зменшується порівняно зі стандартною формулою, яка не враховує вплив температури. Графіки показують, що хоча похибка не зникає повністю, її значення зменшуються.

### 3 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

#### 3.1 Розробка структурної схеми пристрою для вимірювання відстані

Принцип роботи пристрою базується на вимірюванні часу проходження ультразвукових коливань від перетворювача до перешкоди і назад. Ця інформація виводиться у вигляді двійково-десятькового коду на цифрових табло електронного блоку та у вигляді чотирнадцяти розрядів шістнадцятирозрядного двійкового коду для передачі в ЕОМ. Два старших розряди відображають роботу плати цифрового фільтра, а розряди коду висвічуються на світлодіодних індикаторах.

Електронний блок складається з декількох плат: плати цифрової обробки, плати цифрового фільтра, плати генератора і підсилювача, плати світлодіодних індикаторів, плати цифрової індикації та плати індикації живлення. Структурна схема пристрою передбачає використання синхронізатора, виконаного на базі високостабільного кварцового генератора. Цей синхронізатор виробляє імпульси запуску, які через генератор імпульсів плати генератора і підсилювача надходять на випромінний перетворювач. Прийняті приймальним перетворювачем сигнали посилюються і формуються у форму, необхідну для функціонування датчика в цифровому режимі, у формувачі.

Формовані сигнали з виходу формувача подаються на перший вхід першого тригера плати цифрової обробки, тоді як на другий вхід тригера надходять імпульси запуску. Це дозволяє сформувати на виході тригера часовий інтервал, тривалість якого відповідає часу розповсюдження ультразвукових коливань від випромінюючого до приймального перетворювача. Цей часовий інтервал заповнюється на першій схемі збігу плати цифрової обробки лічильними імпульсами, що надходять від синхронізатора.

Отримані дані обробляються цифровим фільтром, після чого результати

відображаються на цифрових індикаторах. Крім того, дані передаються у вигляді двійкового коду для подальшої обробки в ЕОМ. Це дозволяє забезпечити точні вимірювання відстаней і вивід результатів у зручній для користувача формі, що є важливим для різноманітних застосувань, включаючи контроль габаритів деталей на конвеєрі.

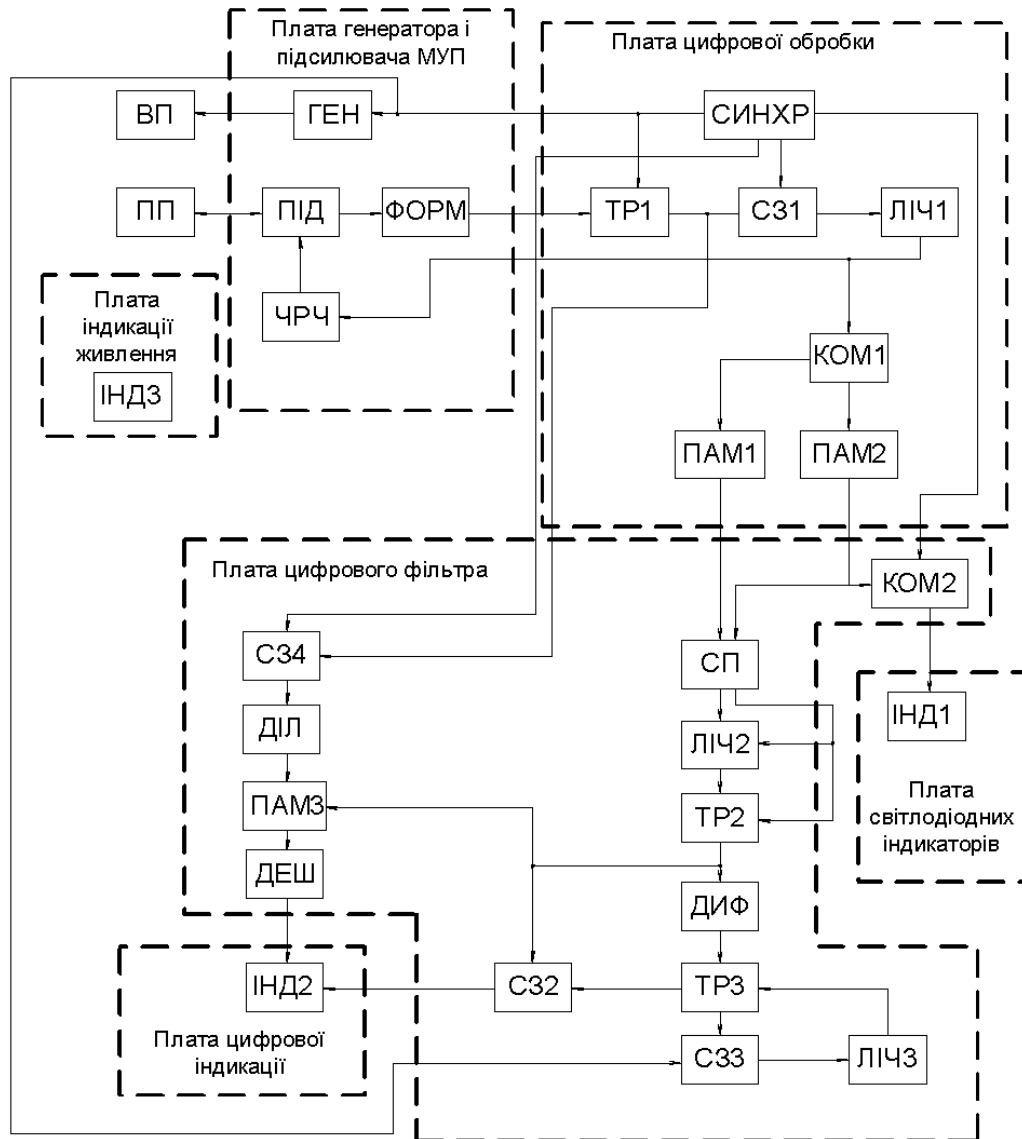


Рисунок 3.1. Структурна схема ультразвукового пристрою для вимірювання відстані

Принцип роботи пристрою полягає в реєстрації кількості імпульсів першим лічильником ЛІЧ1. Дані з виходу цього лічильника надходять на схему управління часового регулювання чутливості (ЧРЧ) на платі генератора і підсилювача (МУП), а також на перший комутатор (КОМ1) плати цифрової

обробки. Схема ЧРЧ поступово збільшує коефіцієнт підсилення підсилювача (ПД) у міру заповнення лічильника ЛЧ1 рахунковими імпульсами. Коли закінчується часовий інтервал на виході тригера ТР1, збільшення коефіцієнта підсилення припиняється. У момент випромінювання зондувального імпульсу коефіцієнт підсилення встановлюється на мінімальний рівень.

Управління комутаторами КОМ1 на платі цифрової обробки і КОМ2 на платі цифрового фільтра здійснюється таким чином, що дані з виходу лічильника ЛЧ1 надходять у перший і другий регістри пам'яті (ПАМ1 і ПАМ2). Наприклад, якщо дані заносяться в перший регістр пам'яті ПАМ1 по парних тактах вимірювання, то в другий регістр пам'яті ПАМ2 - по непарних. Комутатор КОМ2 виконує зворотну операцію: на його виході в кожному такті вимірювання присутня інформація про вимірюваний параметр. Ця інформація відображається за допомогою першого індикатора ІНД1 на платі світлодіодних індикаторів і одночасно подається на керуючу ЕОМ.

Індикатор ІНД1 представляє собою лінійку світлодіодів, кожен з яких відповідає розряду вихідного двійкового коду. Це дозволяє зручно відображати інформацію у візуально зрозумілому вигляді та забезпечує інтеграцію з керуючою ЕОМ для подальшої обробки даних. Завдяки такій організації роботи, система забезпечує високу точність і надійність вимірювань, враховуючи всі аспекти управління чутливістю і обробки отриманих даних.

Схема порівняння СП плати цифрового фільтра здійснює селекцію корисного сигналу. Принцип її роботи заснований на використанні апріорних даних про максимальну швидкість переміщення об'єкта. На входи схеми порівняння СП подаються двійкові коди відстаней, виміряні в попередньому і наступних тактах. Якщо різниця цих відстаней не перевищує значення максимального можливого за один такт вимірювань переміщення об'єкта, то видається імпульс про наявність корисного сигналу. В іншому випадку приймається рішення про відсутність корисного сигналу.

Імпульси наявності корисного сигналу з виходу схеми порівняння СП плати цифрового фільтра надходять на вхід другого лічильника ЛЧ2, який

через  $N$  тактів вимірювання при наявності імпульсу корисного сигналу встановлює другий тригер  $TR2$  в стан "Готовий". Сигнал готовності підтверджує достовірність інформації, яка чим більше значення  $N$ , тим вища достовірність.

При відсутності корисного сигналу в даному такті вимірювання на другому виході схеми порівняння СП виробляється імпульс, який обнуляє другий лічильник ЛЧ2 і спрацьовує другий тригер  $TR2$ . Забороняючий сигнал з виходу тригера  $TR2$  надходить на керуючий вхід третього регістра пам'яті ПАМ3. Інформація при цьому в регістр не переписується і на другому індикаторі ІНД2 плати цифрової індикації висвічується значення параметра, виміряного в попередньому такті. Для установки другого тригера  $TR2$  плати цифрового фільтра в стан "Готовий" необхідно знову отримання з виходу схеми порівняння СП імпульсів наявності корисного сигналу в  $N$  тактах поспіль.

Фронт імпульсу, що виникає при скиданні другого тригера  $TR2$ , диференціюється і встановлює третій тригер  $TR3$  плати цифрового фільтра в стан, при якому він відкриває третю схему збігу СЗ3. Тактові імпульси з виходу синхронізатора СИНХР надходять на вхід третього лічильника ЛЧ3, коефіцієнт ділення якого дорівнює  $M$ . Через  $M$  тактів третій тригер  $TR3$  перекидається в первісний стан. Його вихідний сигнал подається на вхід другої схеми збігу СЗ2, до іншого входу якої приєднаний вихід другого тригера  $TR2$ . Якщо до моменту установки третього тригера  $TR3$  в первісний стан другий тригер  $TR2$  не встановлено в стан "Готовий" тобто тривалість перешкоди перевищує часовий інтервал, рівний  $M$  тактам вимірювання, то з виходу другої схеми збігу СЗ2 видається команда на гасіння другого індикатора ІНД2. Таке гасіння передбачено для того, щоб виключити висвітлення на індикаторі неправдивої інформації.

Сформований часовий інтервал заповнюється на четвертій схемі збігу СЗ4 плати цифрового фільтра імпульсами з виходу синхронізатора СИНХР плати цифрової обробки. З виходу четвертої схеми збігу СЗ4 пачки імпульсів надходять на дільник ДЛ, виконаний на двійково-десятичних лічильниках, і

далі на третій регістр пам'яті ПАМЗ. При наявності сигналу "Готовий" на виході другого тригера ТР2, інформація заноситься в третій регістр пам'яті ПАМЗ, перетворюється дешифратором ДЕШ і висвічується другим індикатором ІНД2, виконаним у вигляді цифрового табло. ІНД3 є платою індикації живлення, при включенні підключення живлення.

Розроблена функціональна схема пристрою для вимірювання відстані зображена на рис.3.2

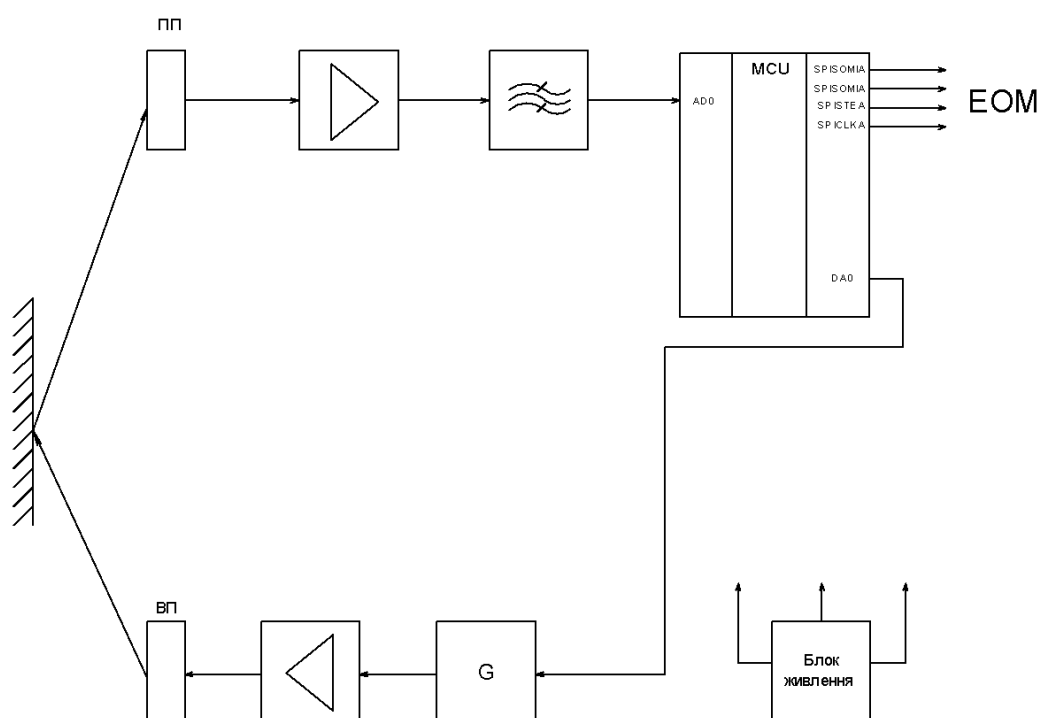


Рисунок 3.2. Функціональна схема пристрою для вимірювання відстані

Структурна і функціональна схема даного приладу на використанні мікропроцесорної системи - мікроконтролера. Був обраний мікроконтролер серії AT32UC3C0512C фірми ATMEL. Вибір даного типу мікроконтролера обумовлений високими технічними характеристиками, які задовольняють вимогам до мікропроцесорної системи;

МК містить на одному кристалі всі пристрої, необхідні для побудови контролера: процесорний блок, ПЗУ і ОЗУ, таймери, два послідовних інтерфейси, систему обробки внутрішніх і зовнішніх переривань, і проводить обмін даними з зовнішніми об'єктами за допомогою ліній введення / виводу, також містить внутрішній АЦП і ЦАП.

З мікроконтролера подається сигнал рівня 8мВ на генератор імпульсів, де створюється сигнал і подається спочатку на підсилювач для підсилення сигналу до 800В і потім на випромінюючий пристрій.

Випромінюючий пристрій, що працює на частоті резонансу 40 кГц. П'єзокерамічні стрижні виконані з кераміки ЦТС-24.

З випромінюючого пристрою ультразвуковий сигнал направляється в сторону вимірювання відстані, відбивається від завади і повертається до датчика на приймаючий пристрій. З ПП сигнал рівня 40-50 мВ підсилюється до потрібної напруги 3,3 В на підсилювачі. Після підсилювача сигнал проходить через полосовий фільтр, який дозволяє отримати потрібну частоту 40кГц і погасити не потрібний сигнал, після фільтра сигнал подається на АЦП, яке вбудоване в мікроконтролер. Блок схема алгоритму роботи та калібрування подані на рис.3.3.-3.4.

### **3.2 Розробка алгоритмів, що забезпечують високу стійкість перед завадами та їх практична реалізація**

Апостеріорна ймовірність  $P_y(x)$  визначається добутком функції правдоподібності  $P_x(y)$  та апіорної ймовірності  $P(x)$ . Вище були розглянуті оптимальні методи обробки прийнятого сигналу, які максимізують значення  $P_x(y)$ . Тепер зупинимося на деяких можливостях збільшення  $P(x)$ . Апіорна ймовірність  $P(x)$  є ніщо інше як ймовірність прийому сигналу в певний момент часу, що належить певному часовому інтервалу. У загальному випадку цей інтервал нескінченно великий, проте, для конкретного пристрою він обмежений часом поширення сигналу на відстань, рівну подвоєному значенню верхньої межі діапазону вимірювань (подвоєння відбувається тільки при роботі по відбитому сигналу). Ще більшого звуження тимчасового інтервалу може бути досягнуто при використанні апіорних даних про об'єкт, наприклад швидкість руху, орієнтовного положення.

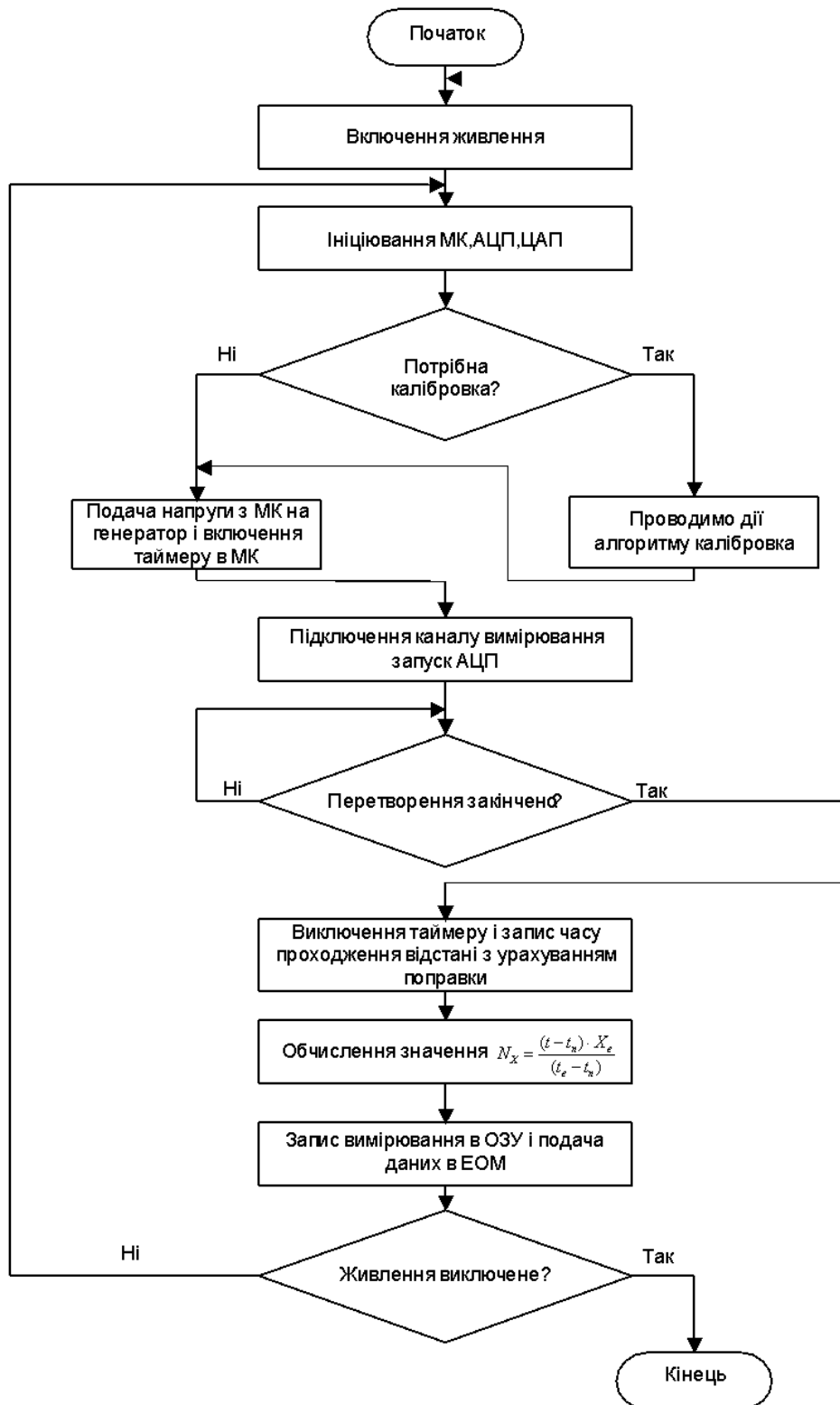


Рисунок 3.3. Алгоритм роботи пристрою для вимірювання відстані

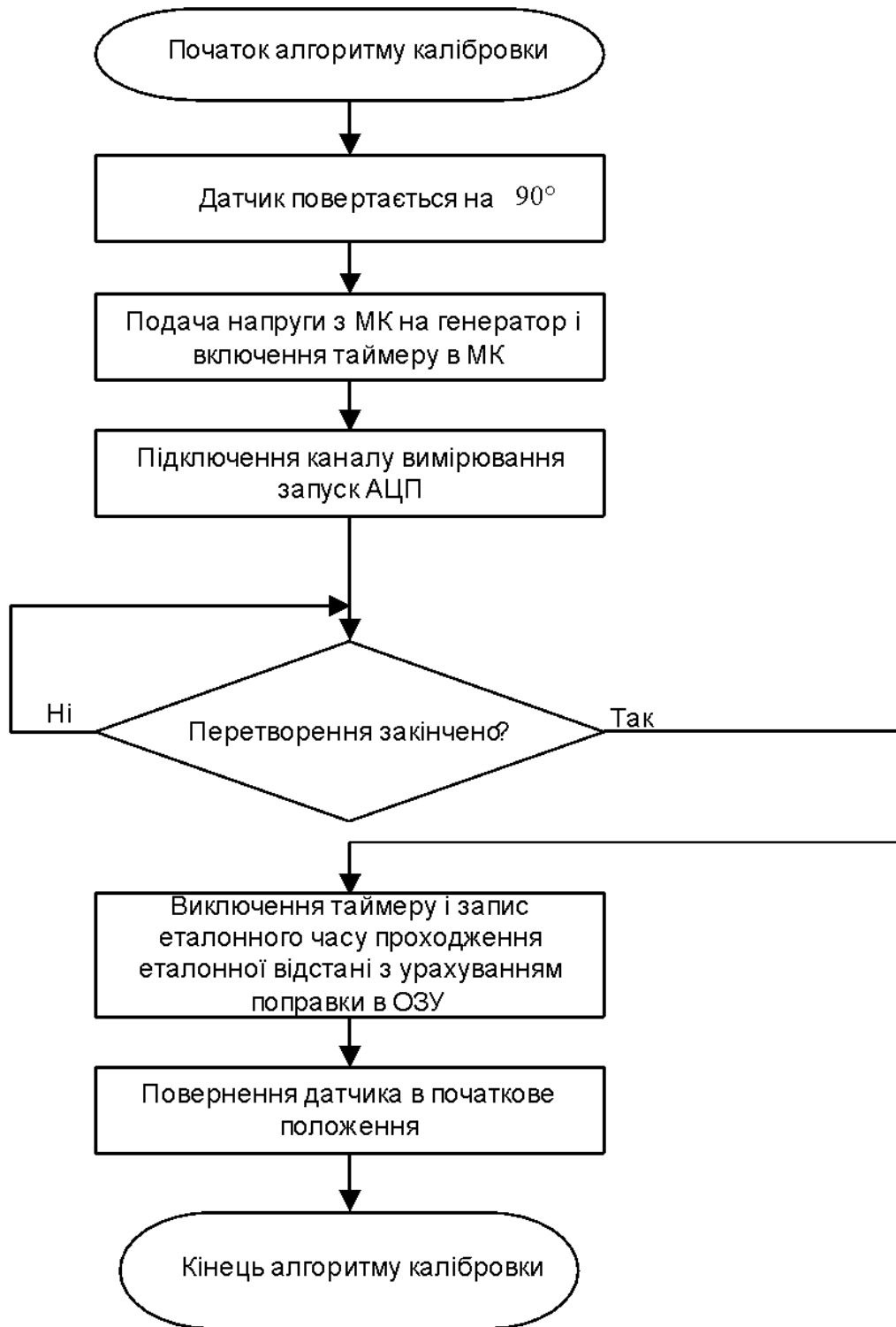


Рисунок 3.4. Алгоритм калібрування пристрою для безпечного переміщення

### 3.2.1 Алгоритм, який використовує інформацію про максимально можливу швидкість руху

На рис. 3.5 наведено алгоритм обробки результатів вимірювань, що забезпечує підвищення  $P(x)$  шляхом використання інформації про максимально можливу швидкість руху.

Спочатку вводяться константи і вихідні значення змінних, потім результати вимірювань. Залежно від номера такту вимірювань результати двох тактів вимірювань заносяться в регістр пам'яті ПАМ1 або ПАМ2 (рис. 3.1). Далі проводяться порівняння вмісту регістрів Д1 та Д2:

$$\Delta D = |(D1) - (D2)| \quad (3.1)$$

тобто визначається рівність відстаней, виміряних в сусідніх тактах вимірювань. Ця різниця не повинна перевищувати деяку допустиму величину  $\Delta D_{доп}$ , яка визначається виразом

$$\Delta D_{доп} = T_{зонд} - v_{max} \quad (3.2)$$

де  $T_{зонд}$  - період повторення ультразвукових зондувальних імпульсів;  $v_{max}$  - максимально можлива швидкість руху об'єкта.

Якщо умова  $\Delta D \leq D_{доп}$  виконується, то приймається рішення про те, що був прийнятий сигнал від об'єкта, а не завада. При цьому додається одиниця до числа  $N$ , яке характеризує кількість тактів вимірювань, в яких було прийнято корисний сигнал.

Команда готовності, що сигналізує про стійкий прийом сигналу від об'єкта, виробляється через  $N$  заданих тактів вимірювань за умови, що в кожному з них був прийнятий корисний сигнал. В іншому випадку (тобто невиконанні умови  $\Delta D \leq D_{доп}$ ) величина  $N$  обнуляється і весь процес починається спочатку.

### 3.2.2 Алгоритм управління індикаторним блоком

Для зручності роботи оператора при візуальному контролі вимірної відстані по індикатору може бути використано спеціальний алгоритм (рис.3.6). При обнуленні розряду готовності вихідного реєстра інформація на індикаторах не змінюється протягом тактів вимірювань.

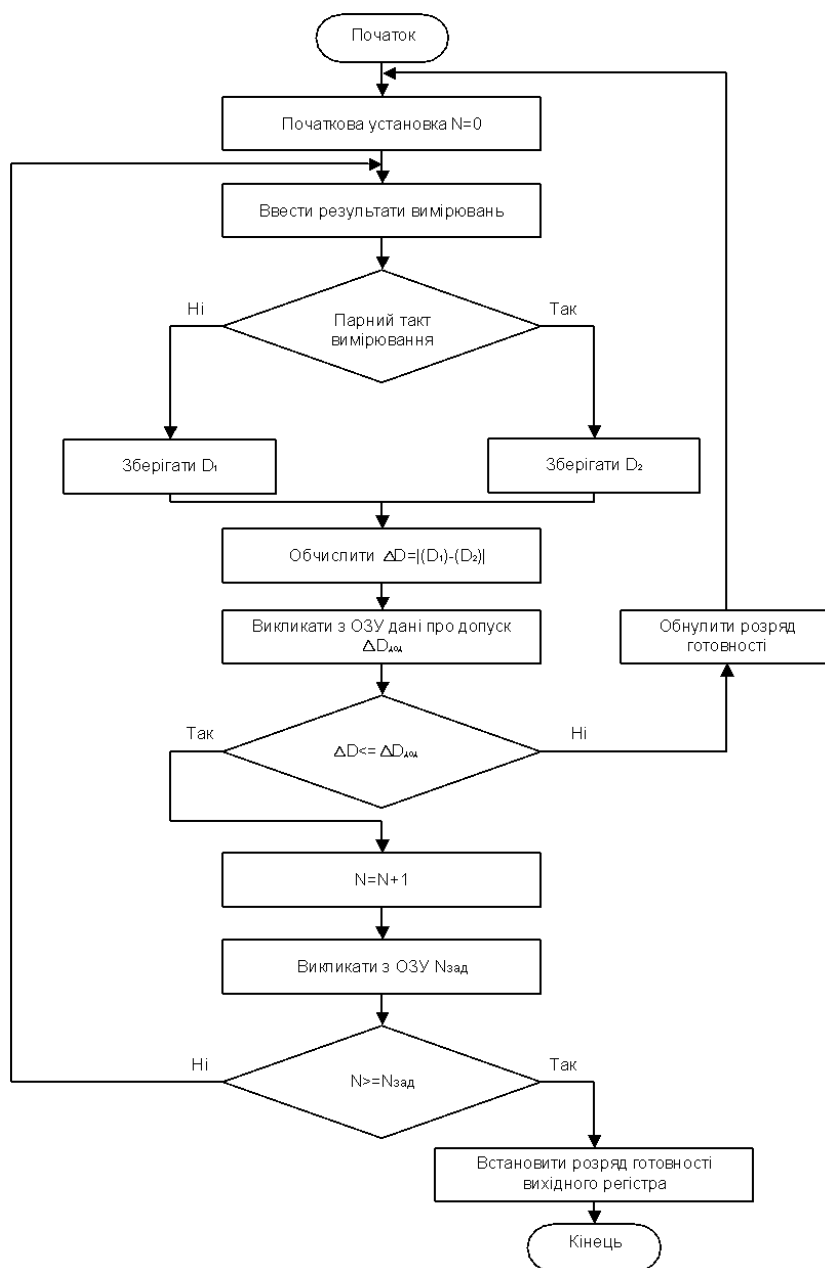


Рисунок 3.5. Алгоритм, який використовує інформацію про максимальну швидкість руху об'єкта

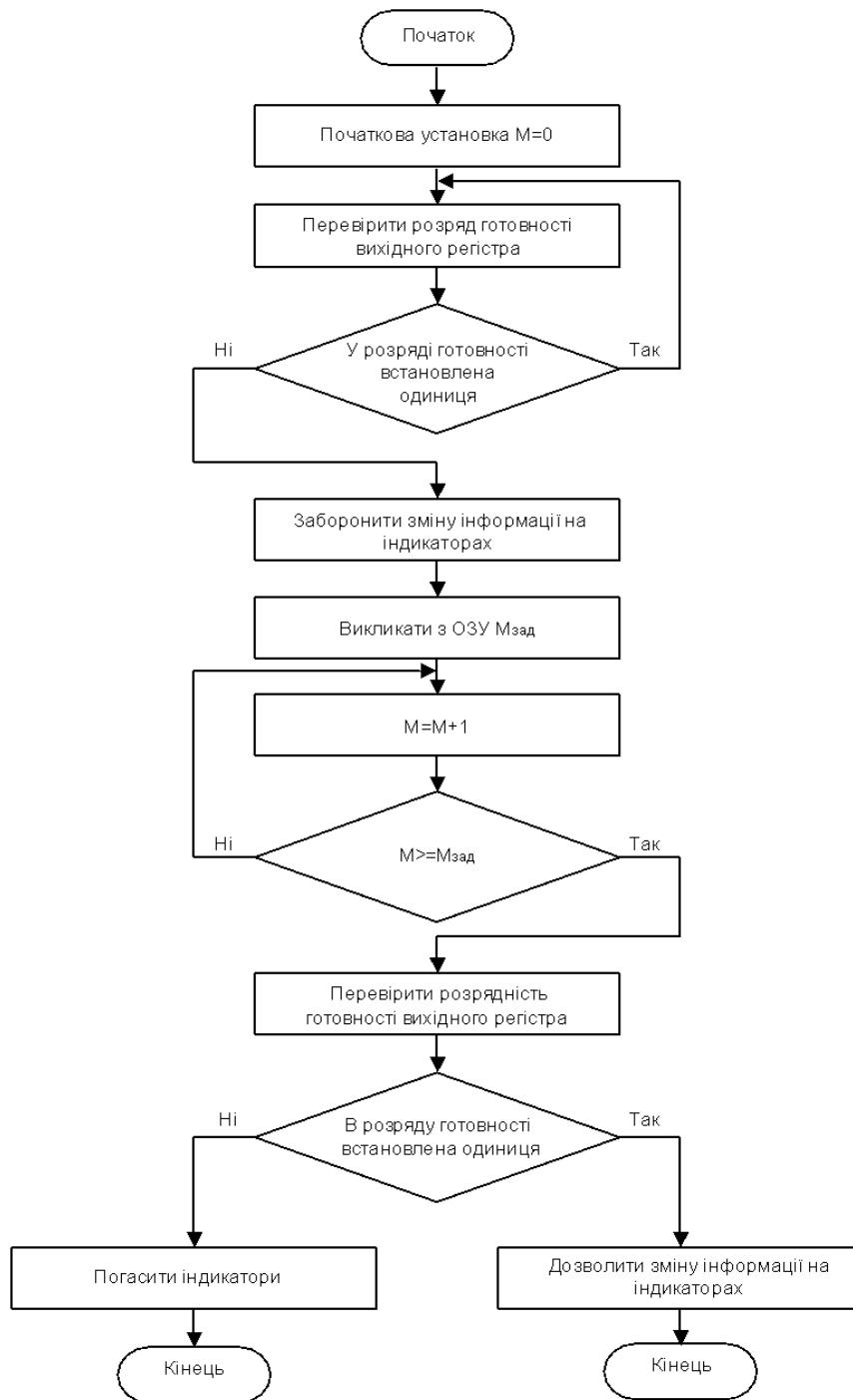


Рисунок 3.6. Алгоритм управління індикаторним блоком

Якщо через  $M$  тактів в розряді готовності буде встановлена одиниця, то на індикаторі відображається нова інформація. В іншому випадку індикатор гаситься. Таким чином при будь-якому значенні тривалості завади на індикаторі не реєструватиметься неправильне значення відстані. Значення  $M$  слід вибирати таким чином, щоб на індикаторі не змінювалися покази при

впливі домінуючої в даних умовах короткочасної завади. Практична реалізація алгоритму на елементах жорсткої логіки приведена на рис.3.7.

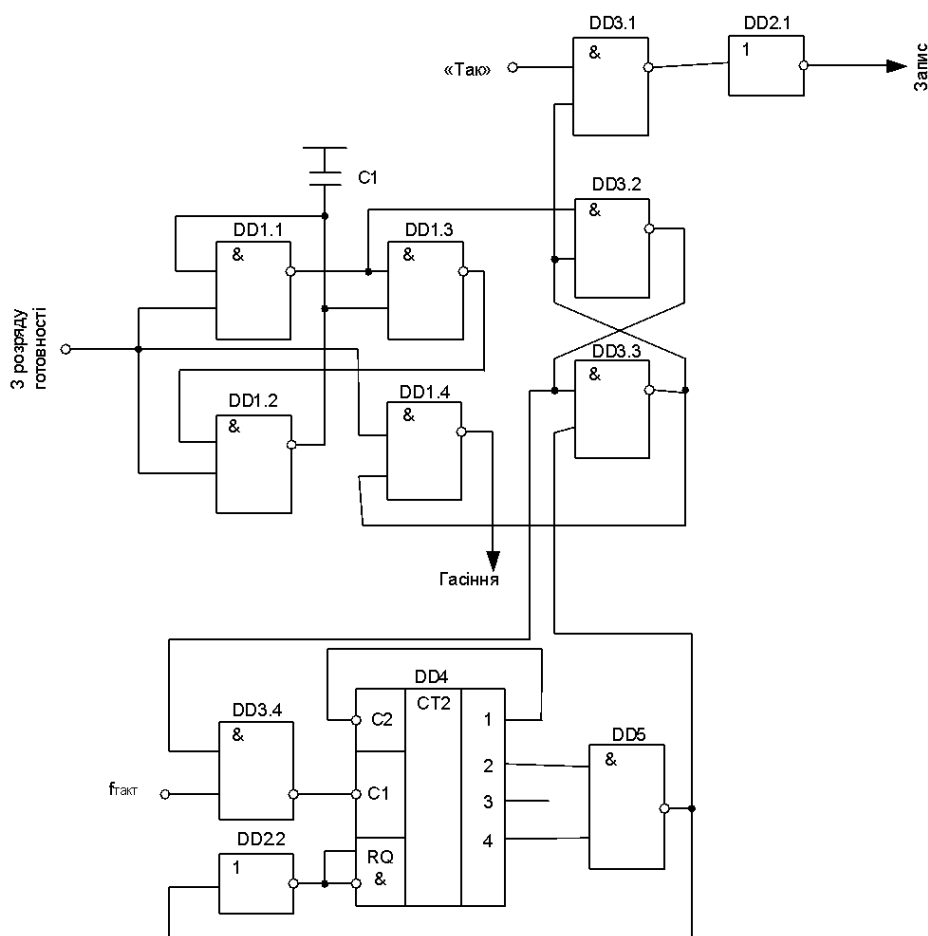


Рисунок 3.7. Електрична схема, яка реалізує алгоритм управління індикаторним блоком

Схема складається з наступних вузлів: лічильника 4 з елементами управління  $DD2.2, DD3.4, DD5$ ; диференціюючий ланцюжок на мікросхемі  $DD1$ ; тригера  $DD3.2, DD3.3$ ; елементів управління індикатором  $DD2.1, DD3.1$ . При обнулінні розряду готовності вихідного регістра на виході диференціюючого ланцюжка  $DD1$  виробляється короткий імпульс, який встановлює тригер  $DD3.2, DD3.3$ . При цьому тактові імпульси через логічний елемент  $DD3.4$  надходять на вхід лічильника  $DD4$ , який через  $M$  тактів обнуляється повертає тригер в початковий стан. У даній схемі  $M = 10$ . Імпульси "ТАК" проходять через логічний елемент  $DD3.1$  і здійснюють запис

нової інформації на індикатор. Якщо через  $M$  тактів вимірювань сигнал "Готовий" сформовано не буде (наприклад через наявність тривалої завади), то логічні одиниці надходять на обидва входи елемента  $DD1.4$  та гасять індикатор.

Підвищення завадостійкості може бути досягнуто шляхом тимчасової селекції корисного сигналу при наявності апріорних даних про максимальну швидкість руху об'єкта. Для цього в першому такті вимірюється відстань до об'єкта і по результату встановлюється необхідна залежність коефіцієнта посилення  $K$  приймального тракту від часу.

В інтервалі часу

$$\Delta T = 2T_{зона} \cdot v_{max}, \quad (3.3)$$

Середина якого збігається з моментом приходу сигналу від об'єкта, коефіцієнт підсилення дорівнює  $K_{ВРЧ}$ . В інший час даного такту вимірювань  $K = K_{min}$ . При зміні вимірюваної відстані інтервал  $\Delta T$  зміщується, як би стежачи за сигналом. Коефіцієнт посилення  $K_{ВРЧ}$  в загальному випадку може змінюватися в залежності від величини вимірюваної відстані, компенсуючи загасання сигналу в повітрі.

### 3.2.3 Алгоритм подвійної часової селекції

При вирішенні практично кожного завдання вимірювання відстані існують додаткові умови, які дозволяють підвищити завадостійкість. Це особливо важливо для контролю габаритів деталей на конвеєрі. Тут можна використовувати стробіруючий часовий інтервал, тривалість якого визначається допуском на розмір виробу. Додатково можна врахувати апріорну інформацію про те, що при постійній швидкості конвеєра деталі надходять через приблизно рівні проміжки часу. Це дозволяє ввести подвійну тимчасову селекцію, встановлюючи мінімальний коефіцієнт підсилення приймального тракту на час, коли виріб не може знаходитися в зоні вимірювача.

Алгоритм, що використовує зазначену апріорну інформацію, реалізується наступним чином. При установці розряду готовності вихідного регістра збільшується на одиницю число виробів, які пройшли допускний контроль, і таймер обнуляється. Протягом часу, визначеного установкою, діє заборона на збільшення числа виробів, яка знімається, коли вміст таймера досягає уставки.

Електрична схема, що реалізує цей алгоритм, працює наступним чином. Імпульс "ТАК" подається на зовнішній реєстратор кількості об'єктів через відкритий елемент. Одночасно, з затримкою, яка визначається часом спрацьовування елементів, імпульс перекидає тригер, що закриває елемент. Таким чином, використовується подвійна часова селекція і стробуючі інтервали для підвищення точності та завадостійкості вимірювань відстані

Система обробки сигналів може бути реалізована за допомогою мікроконтролера. Основні компоненти включають таймер, тригер і сигнал "ТАК". Таймер отримує тактові імпульси і обнуляється сигналом "ТАК", починаючи новий цикл відліку. Через заданий час таймер видає сигнал, який переведе тригер в початковий стан. Тригер у початковому стані дозволяє проходження сигналу "ТАК" на таймер, тобто знову може його обнулити.

Для реалізації таких алгоритмів підбирається мікроконтролер з необхідною кількістю таймерів, портів вводу/виводу та об'ємом пам'яті. Написання коду для мікроконтролера налаштовує таймер для роботи з необхідною частотою тактових імпульсів, реалізує функцію обнулення таймера при надходженні сигналу "ТАК" та алгоритм переводу тригера в початковий стан після завершення відліку таймера. Програмована логіка дозволяє налаштовувати вихідні параметри, такі як тривалість відліку таймера, змінювати уставки та константи без перепрошивки мікроконтролера. Програмна логіка також дозволяє легко змінювати алгоритм роботи мікроконтролера під особливості конкретної задачі.

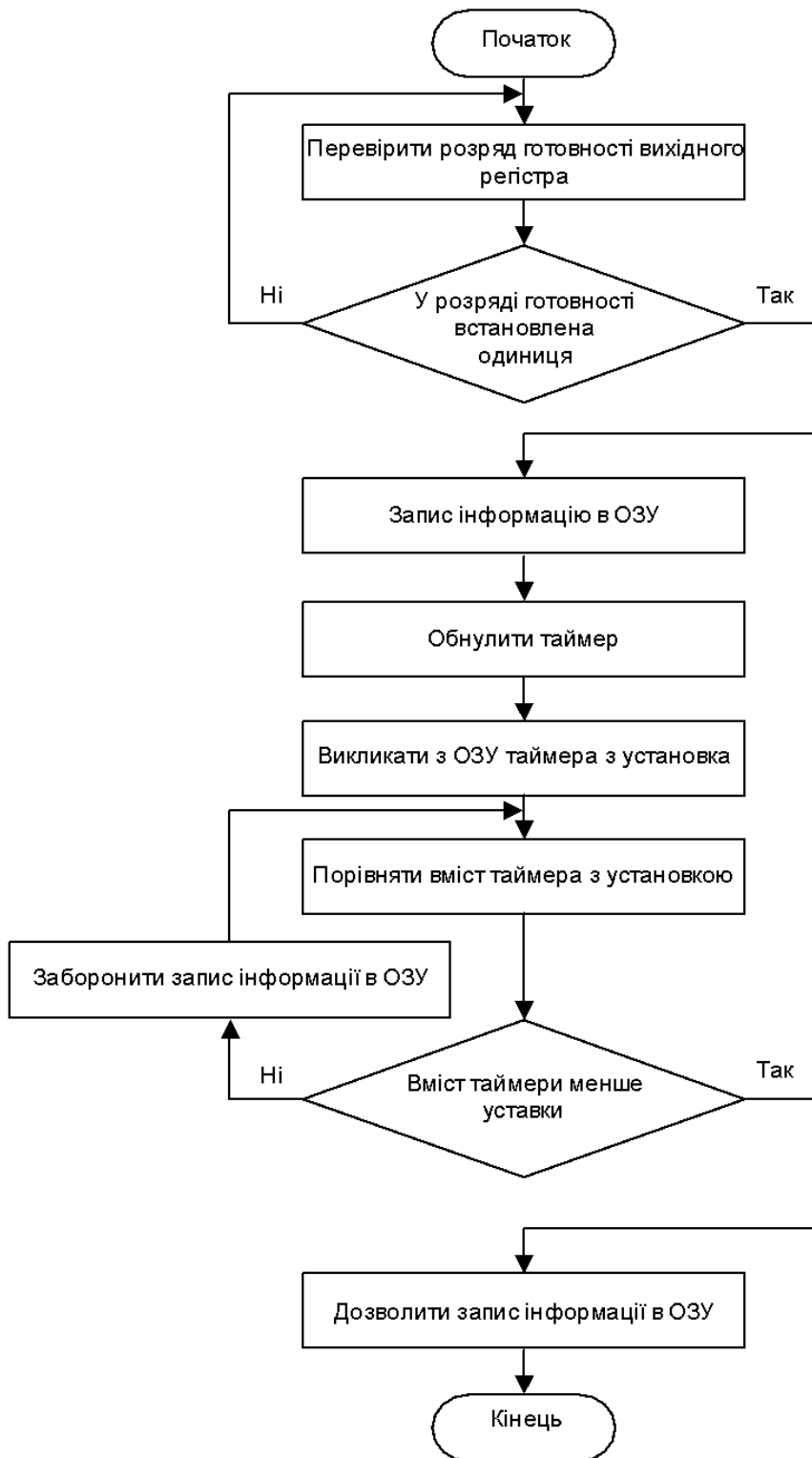


Рисунок 3.8. Алгоритм подвійної часової селекції

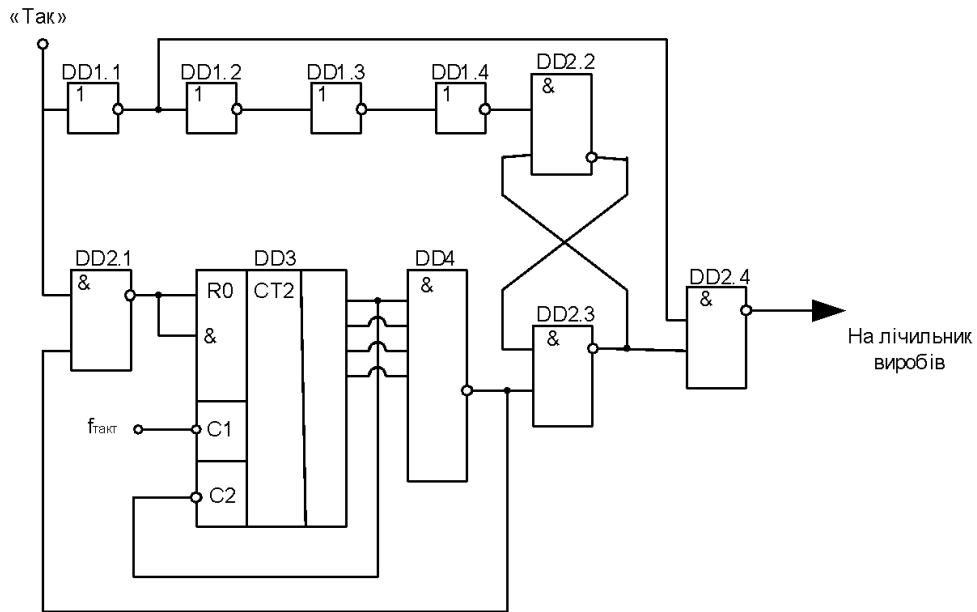


Рисунок 3.9. Електрична схема, яка реалізує алгоритм подвійної тимчасової селекції

### 3.3 Дослідження похибки обумовленою формою контрольованого об'єкта

Експеримент проводився поетапно. На першому етапі розглядалася відбиття від сфер діаметром від 2 до 64 довжин хвиль і гладких площин розміром від 0,1 x 0,1 і до 1,0 x 1,0 м. На другому етапі досліджувалися луна-сигнали від циліндрів різного діаметру і смуг різної ширини довжиною 1,2 м. На заключному етапі відбивачами служили площини кінцевих розмірів, виконані з різних матеріалів і розташовані перпендикулярно і під кутом до напрямку поширення звукового пучка.

На рис.3.10 наведено теоретичні залежності похибки вимірювання відстані до сфер різного діаметру і показано відхилення від них експериментальних даних. З аналізу кривих слідує, що зі зростанням відстані спостерігається зростання похибки, яка для сфер діаметром більшим  $10\lambda$  ( $\lambda$  - довжина хвилі заповнення зондуючого імпульсу) обернено пропорційна діаметру, а для маленьких сфер - обернено пропорційна діаметру в квадраті.

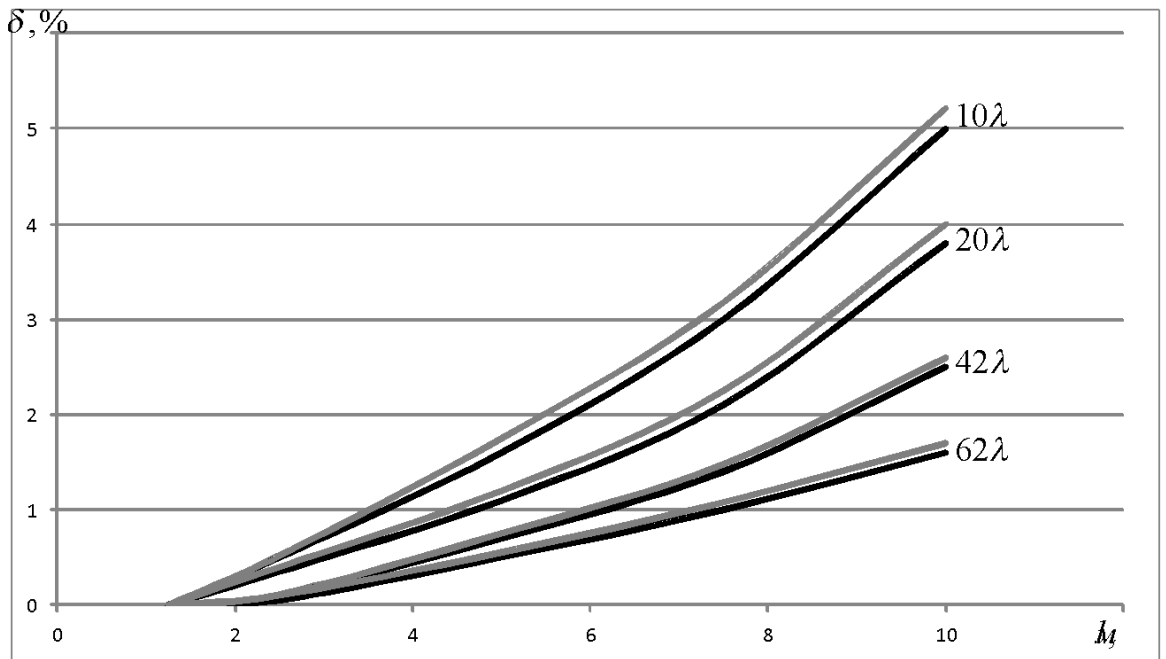


Рисунок 3.10 - Похибка вимірювання відстані до сферичних відбивачів

Найбільше відхилення експериментальних даних від теоретичних спостерігається в разі суміжності діаметрів сфери і звукового потоку. Так, на відстані 10 м діаметр звукового потоку в нашому випадку становить близько 2м, і розмір сфери з діаметром  $62,5\lambda$ . порівняємо з ним; відхилення експериментальних даних при цьому становить 15%.

Це пояснюється тим, що даний відбивач вносить істотну зміну в форму прийнятого луна-сигналу, спосіб обробки стає оптимальним з точки зору отримання найменшої похибки вимірювання.

Результати проведених експериментальних досліджень дозволяє зробити висновок про те, що при відбиття від сфер діаметром більшим  $42\lambda$  при співвідношенні сигнал / шум рівним 10 похибка вимірювання, обумовлена формою поверхні, що відбиває, немає перевищувати 2% в діапазоні до 10 м.

На рис.3.11 наведені величини теоретичної та експериментальної похибок вимірювання в разі відбиття від протяжних смуг, на рис.3.12 і рис.3.13 - від площин і циліндрів відповідно. З порівняння кривих рис.3.10 і рис.3.13 видно, що в разі циліндричного відбивача похибки вимірювання в 3 - 4 рази нижче, ніж при відбитті від сферичного відбивача того ж розміру. Це пояснюється

більшою амплітудою відбитого сигналу в разі циліндричного відбивача. При діаметрі циліндричних відбивачів великих  $20\lambda$ , похибка вимірювання відстані в діапазоні до 10 м не перевищує 1% при відношенні сигнал / шум рівному 10. У разі відбиття від протяжної смуги спостерігається значне збільшення похибки.

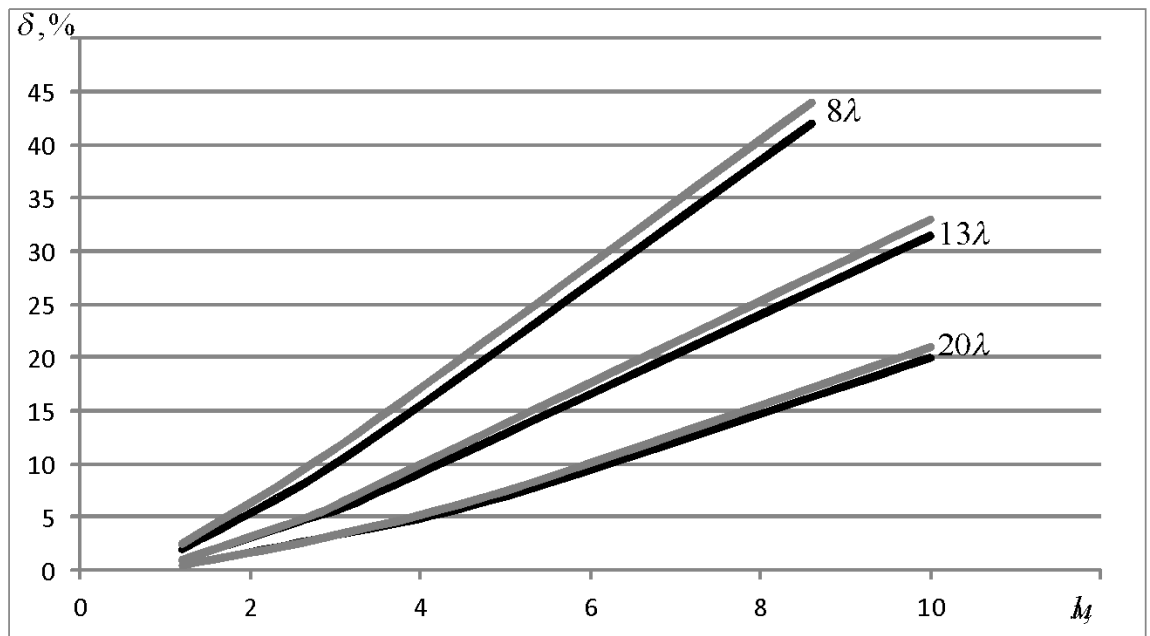


Рисунок 3.11 - Похибка вимірювання відстані до протяжних смуг

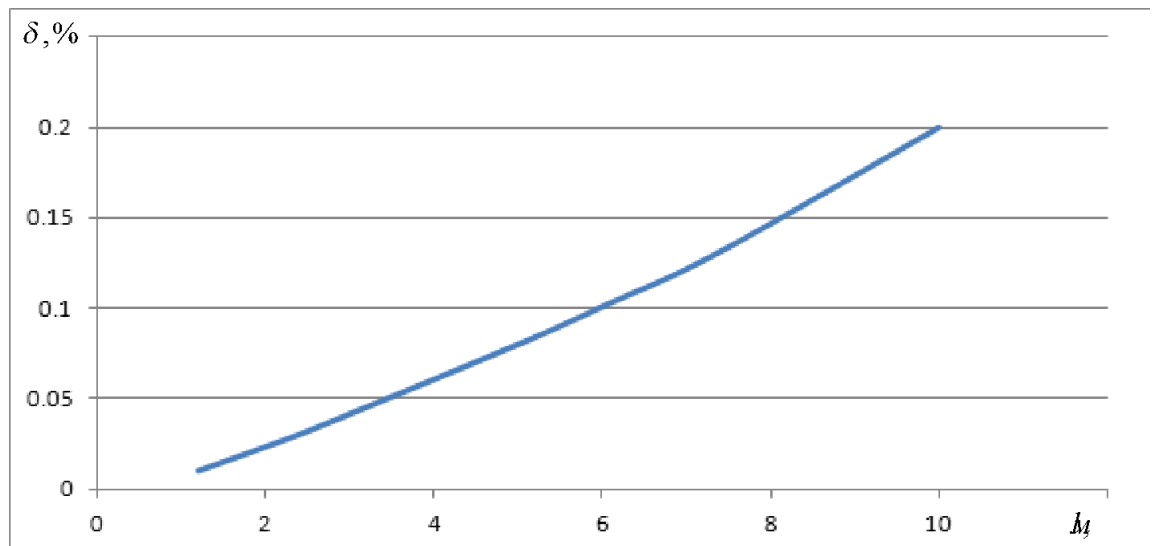


Рисунок 3.12 - Похибка вимірювання відстані до нескінченної площини

У реальних умовах роботи об'єкт контролю найчастіше розташований під кутом до напрямку поширення звукового потоку, тому було досліджено вплив

кута нахилу на величину похибки вимірювань. В даному випадку похибка вимірювання визначається двома основними факторами: зміною амплітуди луна-сигналу, потім, знаючи сумарну похибку, оцінювався внесок в похибку, що вноситься зміною форми.

Для дослідження впливу імпульсного режиму роботи перетворювача в ході експерименту використовувалися дві тривалості зондуючого сигналу - 75 мкс і 37,5 мкс (три і півтора періоду частоти 40 кГц відповідно).

Отримані результати наведені на рис.3.13, де крива 2 відповідає нормованим розподілом амплітуд звукового тиску в залежності від безрозмірного параметра  $Ka \sin \theta$  (де  $a$  - радіус перетворювача,  $K = \frac{2\pi}{\lambda}$  хвильове число,  $\theta$  - кут повороту відображає площині щодо акустичної осі перетворювача) при  $\tau = 75$  мкс, крива 3 – при  $\tau = 37,5$  мкс. Тут же для порівняння суцільною лінією (крива 1) показано розподіл амплітуд звукового тиску в разі безперервного режиму роботи перетворювача, яке визначається виразом.

$$\frac{A}{A_0} = \left| \frac{2I_1(Ka \sin \theta)}{Ka \sin \theta} \right| \quad (3.1.1)$$

де  $I_1$  - функція Бесселя першого роду першого порядку.

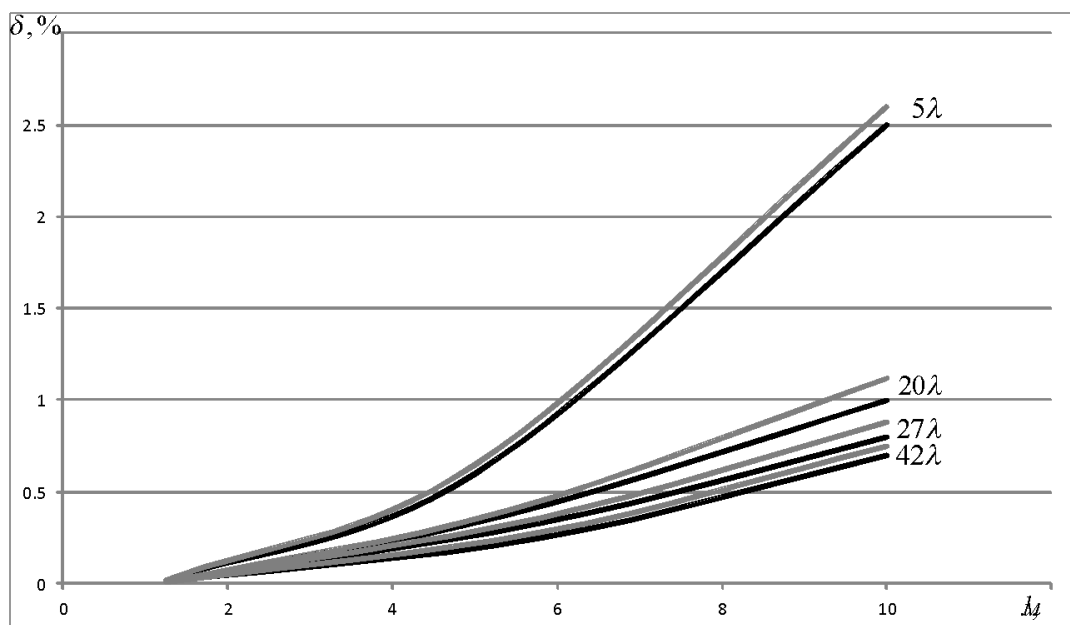


Рисунок 3.13 - Похибка вимірювання відстані до циліндричних відбивачів

Як впливає з порівняння кривих 1,2,3 в імпульсному режимі спостерігається більш плавну зміну амплітуди луна-сигналу, розширення основної пелюстки діаграми спрямованості і зменшення максимуму бокового. Зі зменшенням тривалості зондуючого імпульсу в мінімуми діаграми спрямованості пропадають, що добре узгоджується з результатами [17]. В області кутів повороту  $1-3^\circ$  неперервний та імпульсний режими роботи практично не відрізняються за законом зміни амплітуди сигналу.

На підставі отриманих експериментальних даних побудовані експериментально-теоретичні криві 2 і 3 (рис. 3.14б) похибки нормованої відносної похибки при нормальному падінні звукової хвилі. Тут же наведено графік нормованої похибки для безперервного режиму роботи перетворювача (криві 1 і 4). Аналіз графіків показує, що для отримання мінімальної похибки вимірювання кращий імпульсний режим роботи, починаючи з величини параметра  $K \sin \theta = 2,5$ . Максимальна різниця в похибки для імпульсного і безперервного режимів становить кілька десятків. Похибка, викликана зміною амплітуди луна-сигналу при похилому падінні звукового пучка перевищує похибку при нормальному падінні до 30 разів при зміні ( $K \sin \theta$ ) в межах основної пелюстки діаграми спрямованості.

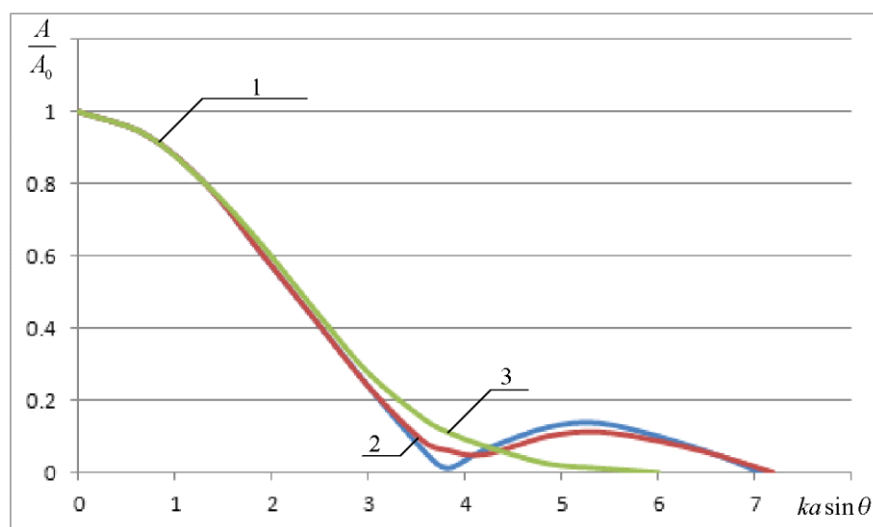


Рисунок 3.14а - Похибка викликана нахилом гладкої поверхні, що відбиває

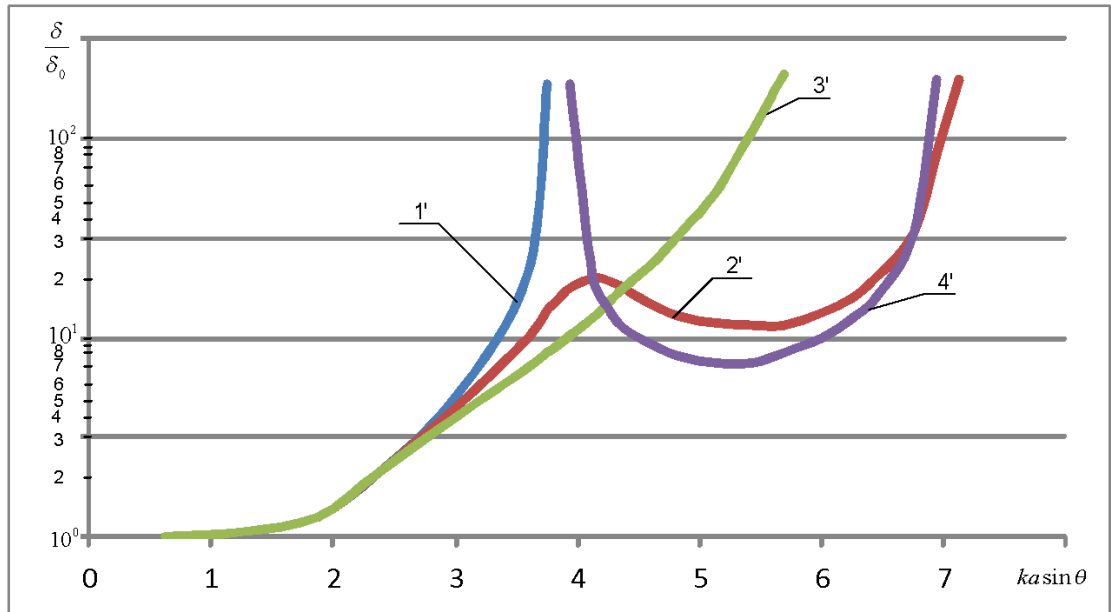


Рисунок 3.14б - Похибка викликана нахилом гладкої поверхні, що відбиває

Умовними знаками на графіках позначені значення похибки, отримані в ході експерименту. Різниця між похибками, отриманої експериментально, і похибкою, зумовленою зміною амплітуди луна-сигналу, в середньому становить 25-30%. Очевидно це і є похибка, викликана зміною форми прийнятого сигналу за рахунок кута нахилу поверхні, що відбиває.

Таким чином, в результаті проведеного експерименту можна зробити висновок про те, що в разі відбиття від похило розташованої поверхні основний внесок в похибку вимірювання відстані вносить зміна амплітуди луна-сигналу.

### **Висновок до розділу 3:**

Пристрій для вимірювання відстані функціонує на основі ультразвукових коливань, де час проходження коливань від передавача до перешкоди і назад визначає відстань. Його структура включає кілька плат: цифрової обробки, фільтрації, генератора, підсилювача та індикації. Основою пристрою є синхронізатор на базі високостабільного кварцового генератора, який формує цифрові імпульси для точних вимірювань, що відображаються на індикаторах та передаються до ЕОМ.

Сигнали, отримані від перетворювачів, підлягають обробці цифровим фільтром, що підвищує точність вимірювань. Використання тригерів та лічильників дозволяє точно визначати часові інтервали, що відповідають часу проходження ультразвукових імпульсів. Розроблені алгоритми враховують можливість завад і включають методи фільтрації та порівняння сигналів, використовуючи апріорні дані про максимальну швидкість об'єкта для підвищення ймовірності прийняття корисного сигналу.

Алгоритми роботи пристрою передбачають управління індикаторами для зручності оператора, оновлюючи інформацію лише при стійкому прийомі корисного сигналу. Реалізовані методи обнуління та відсіювання завад забезпечують надійність відображуваної інформації. Розроблена функціональна схема пристрою використовує мікроконтролер серії AT32UC3C0512C, що забезпечує високі технічні характеристики. П'єзокерамічні стрижні для випромінювання та прийому ультразвукових сигналів підвищують точність і стабільність роботи пристрою. Такий пристрій може ефективно застосовуватися в різних галузях, де потрібен контроль габаритів та відстаней.

## ВИСНОВОК

У дипломній роботі проведено аналіз методів та технічних рішень для вимірювання відстані, включаючи імпульсний та фазовий методи. Імпульсний метод дозволяє вимірювати відстань до багатьох об'єктів одночасно, хоча він має обмеження щодо малих відстаней та не дозволяє визначати радіальну швидкість об'єкта. Фазовий метод забезпечує високу точність, але його технічна реалізація складна та не дозволяє одночасно вимірювати відстань до кількох об'єктів.

Ультразвукові датчики ефективно вимірюють відстань, перетворюючи електричний сигнал в ультразвукову хвилю і приймаючи відбиту хвилю, проте потребують твердих, плоских поверхонь, перпендикулярних до ультразвукового променя. Робота підкреслює важливість вибору відповідного методу вимірювання відстані залежно від конкретних умов застосування, адже кожен метод має свої переваги та недоліки.

Для підвищення точності та спрощення вимірювань було використано метод двох датчиків, що дозволяє обчислювати відстань без необхідності точного знання швидкості ультразвуку. Це корисно в умовах змінних характеристик середовища. Використання отриманої формули показало зменшення похибки вимірювань порівняно зі стандартною формулою, яка не враховує вплив температури.

Розроблений пристрій для вимірювання відстані функціонує на основі ультразвукових коливань. Його структура включає кілька плат: цифрової обробки, фільтрації, генератора, підсилювача та індикації. Основою є синхронізатор на базі високостабільного кварцового генератора, що формує цифрові імпульси для точних вимірювань. Сигнали обробляються цифровим фільтром, підвищуючи точність вимірювань. Алгоритми враховують можливість завад і включають методи фільтрації та порівняння сигналів.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Roy E. Core Independent Ultrasonic Distance Measurement with the tinyAVR 1-series. AN2548, 2018, с.5
2. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<https://miniboard.com.ua/sensors/68-ultrazvukovoj-datchik-rasstoyaniya-hc-sr04.html>
3. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/1132204/ETC2/HCSR04.html>
4. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<https://www.mini-tech.com.ua/ua/datchik-rasstoyaniya-ultrazvukovoy-vlagozashchishchenniy-jsn-sr04>
5. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<https://www.terabee.com/time-of-flight-principle/>
6. M. Martínez G. Benet F. Blanes P. Pérez J.E. Simó Using the Amplitude of Ultrasonic Echoes to Classify Detected Objects: Article. 2003, с.2
7. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<http://conf.vntu.edu.ua/allvntu/2015/inrtzp/txt/oliynik.pdf>
8. [Електронний ресурс] // – 2024. – Режим доступу до ресурсу:  
<https://www.ndt.net/publicat/bibliog/chapman.htm>
9. Langenberg, Karl-Jörg; Marklein, René; Mayer, Klaus Ultrasonic Nondestructive Testing of Materials: Book. Florida: CRC Press 2012, с.48
10. Michel DARMON Ultrasonic Modelling for Non-destructive Testing: Book. Paris: Applied Sciences 2023, с.142
11. Трегуб В.Г. Проектування Систем Автоматизації: Навчальний посібник. Київ: Ліра-К, 2019, с.34
12. Цапенко, В. К. Куц, Ю. В. Основи ультразвукового неруйнівного контролю: Підручник. Київ: НТУУ «КПІ», 2009, с.65
13. Грінченко В. Т., Вовк І. В., Маципура В. Т. Основи акустики: Навчальна література. Київ: Наукова думка, 2007, с.82

14. Ning Xiang, Jens Blauert Acoustics for Engineers: Troy Lectures: Book. London: Springer London, 2022, с.61
15. Сідлецький В. М., Ельперін І. В. Технології конструювання сучасних автоматизованих систем: Монографія. Київ: Ліра-К, 2022, с.78
16. Reinhard K. Concise Computer Vision. An Introduction into Theory and Algorithms: Book. London: Springer London, 2014, с.45
17. Величко О.М. Коломієць Л.В. Гордієнко Т.Б. Основи метрології та метрологічна діяльність: Підручник. Херсон: ОЛДІ+, 2021, с.26