

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»  
приладобудівний факультет  
кафедра приладів і систем неруйнівного контролю**

«На правах рукопису»  
УДК \_\_\_\_\_

«До захисту допущено»  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ А.Г. Протасов  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 р.

## **Магістерська дисертація**

**на здобуття ступеня магістра  
зі спеціальності**

**151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології  
на тему: «Автоматизована багатоканальна системи вихрострумової  
дефектоскопії»**

Виконав (-ла):  
студент (-ка) II курсу, групи ПК-81МП  
Каньоса Роман Васильович \_\_\_\_\_

Науковий керівник:  
Професор, доктор технічних наук  
Куц Юрій Васильович \_\_\_\_\_

Консультант з розробка стартап-проектів:  
Доцент, доктор економічних наук  
Бояринова Катерина Олександрівна \_\_\_\_\_

Консультант з розробка електричних трактів:  
Доцент, кандидат технічних наук  
Баженов В.Г. \_\_\_\_\_

Рецензент: \_\_\_\_\_

Засвідчую, що у цій магістерській  
дисертації немає запозичень з праць  
інших авторів без відповідних посилань.  
Студент (-ка) \_\_\_\_\_

Київ – 2019 року

**Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»  
приладобудівний факультет  
кафедра приладів і систем неруйнівного контролю**

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-професійною програмою

Спеціальність (освітньо-професійна програма) – 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології» («Комп'ютерно-інтегровані технології та системи неруйнівного контролю і діагностики»)

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри

\_\_\_\_\_ А.Г. Протасов  
«\_\_» \_\_\_\_\_ 2019 р.

**ЗАВДАННЯ  
на магістерську дисертацію студенту**

**Каньоса Роман Васильович**

1. Тема дисертації «Автоматизована багатоканальна система вихрострумової дефектоскопії», науковий керівник дисертації професор, доктор технічних наук кафедри ПСНК Куц Юрій Васильович, затвержені наказом по університету від «\_\_» \_\_\_\_\_ 20\_\_ р. № \_\_\_\_\_
2. Термін подання студентом дисертації \_\_\_\_\_
3. Об'єкт дослідження: процес формування сигналів ВСД та оцінювання їх параметрів.
4. Вихідні дані: матеріал об'єкта контролю – алюміній. Товщина ОК – 2мм. Розмір ОК – 0.5 x 1 м. Глибина дефектів – не менше 0.05 мм. Тип дефектів – поверхневі тріщини та підповерхневі порожнини.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: проаналізувати існуючі методи проведення вихрострумової дефектоскопії; провести розрахунок вихрострумового перетворювача; розрахувати елементи вузла вимірювального каналу, провести моделювання залежності значення кругових статистик від параметрів сигналу, визначити вірогідність контролю.
6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 3 плакати, формату А1.
7. Орієнтовний перелік публікацій: дві статті.

## 8. Консультанти розділів дисертації

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розробка стартап-проектів	Бояринова К.О., д.е.н., доцент; доцент кафедри менеджменту факультету менеджменту та маркетингу КПІ ім. Ігоря Сікорського		
Розробка електричних трактів	Баженов В.Г., к.т.н., доцент; доцент кафедри приладів і систем неруйнівного контролю КПІ ім. Ігоря Сікорського		

9. Дата видачі завдання \_\_\_\_\_

## Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Формулювання завдання магістерської дисертації	11.10.2018	Виконано
2	Аналітичний огляд систем вихрострумової дефектоскопії	20.11.2018	Виконано
3	Проведення аналізу методів опрацювання сигналів ВСД	17.03.2019	Виконано
4	Розрахунок накладного диференційного ВСП	23.04.2019	Виконано
5	Розроблення структурних схем проведення вихрострумового контролю	07.06.2019	Виконано
6	Розрахунок елементів вимірювального каналу	20.08.2019	Виконано
7	Розроблення загального алгоритму роботи системи	05.09.2019	Виконано
8	Проведення моделювання в середовищі MathLab	30.09.2019	Виконано
9	Розробка стартап-проекту	16.10.2019	Виконано
10	Розрахунок вірогідності визначення дефектів	10.11.2019	Виконано
11	Формулювання висновків	25.11.2019	Виконано

Студент

Р.В. Каньоса

Науковий керівник дисертації

Ю.В. Куц

## РЕФЕРАТ

Магістерська дисертація складається з чотирьох розділів, 94 сторінок, 37 ілюстрацій, 22 таблиць, було опрацьовано 30 джерел літератури.

В процесі проведення контролю різноманітних матеріалів, важливим фактором є продуктивність контролю. Застосування автоматизованих систем значно збільшує раціональність проведення дефектоскопії під час виробництва.

Одним з найпоширеніших конструктивних матеріалів в промисловості є алюмінієвий прокат. Контроль його якості є важливою задачею проте, існує потреба в збільшенні швидкості проведення контролю.

Магістерська дисертація включає в себе чотири розділи. Перший розділ складається з аналітичного огляду автоматизованих вихрострумів систем, огляду об'єкта контролю, та теоретичних розрахунків важливих для опрацювання сигналів вихрострумової дефектоскопії.

В другому розділі наводиться розрахунок накладного диференційного ВСП, з якого складається матричний ВСП. Розроблено декілька варіантів структурних схем системи, що забезпечують різну продуктивність контролю. Розраховано компоненти вимірювального каналу, а саме підсилювач, смуговий фільтр, та аналого-цифровий перетворювач.

В наступному розділі описується алгоритм роботи. Наводяться результати моделювання проведеного в програмному середовищі Matlab, та на його основі розраховується вірогідність контролю.

Останній розділ присвячений розробці стартап-проекту.

Мета дослідження:

Підвищити вірогідність контролю виявлення поверхневих та підповерхневих дефектів під час контролю алюмінієвих листів в динамічному режимі.

Об'єкт дослідження:

Процес формування сигналів ВСД та оцінювання їх параметрів.

Предмет дослідження:

Метод та засіб виявлення сигналів ВСД під час контролю об'єктів в динамічному режимі.

Новизна:

Обґрунтовано використання у ВСД кругових статистик, які отримують на використовуючи фазові характеристики сигналів ВСД.

Встановлено залежності величини кругових статистик від співвідношення шум/сигнал, та частоти сигналу носія до частоти дискретизації, що дало змогу обґрунтувати необхідні параметри системи збору інформації.

Практична цінність:

Розроблення методики та програмний засіб опрацювання сигналів ВСД, що дозволяє створити фазові виявлячі сигналів ВСД, породжених дефектами малих розмірів.

Ключові слова: вихрострумова дефектоскопія, перетворення Гільберта, фаза, кругові статистики.

## ABSTRACT

The master's thesis consists of four sections, 94 pages, 37 illustrations, 22 tables, 30 sources of literature were processed.

In the process of controlling various materials, an important factor is control performance. The use of automated systems significantly increases the rationality of flaw detection during production.

One of the most common structural materials in the industry is aluminum. Quality control is an important task, however, and there is a need for increased speeds of control.

The master's thesis includes four sections. The first section consists of an analytical review of automated eddy current systems, an overview of the object of control, and theoretical calculations of the importance of eddy current flaw detection.

The second section provides a calculation of the overhead differential VSP from which the matrix VSP consists. Several variants of the structural diagrams of the system have been developed to provide different control performance. Measuring channel components, such as amplifier, bandpass filter, and analog-to-digital converter, have been calculated.

The following section describes the algorithm of operation. The results of the simulation of the Matlab software environment are presented, and the probability of control is calculated based on it.

The last section is about developing a startup project.

The aim of the study:

Increase the likelihood of controlling the detection of surface and subsurface defects while controlling aluminum sheets in dynamic mode.

Object of study:

The process of generating VSD signals and estimating their parameters.

Subject of study:

The method and means of detecting VSD signals while controlling objects in dynamic mode.

Novelty:

The use of circular statistics obtained by using the phase characteristics of the signals of the IR is substantiated.

The dependence of the magnitude of the circular statistics on the noise / signal ratio and the frequency of the carrier signal to the sampling rate were established, which made it possible to substantiate the necessary parameters of the information collection system.

Practical value:

Development of methodology and software tool for processing of signals of VSD, which allows to create phase detectors of signals of VSD generated by small size defects.

Keywords: eddy current flaw detection, Hilbert transform, phase, circular statistics.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	7
ВСТУП.....	8
1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД .....	9
1.1 Застосування матричних ВСП .....	9
1.2 Огляд систем автоматизованого вихрострумowego контролю. ....	13
1.3 Використання перетворення Гільберта для задач ВСД.....	20
1.4 Опис об'єкта контролю .....	30
Висновки до розділу .....	32
2. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ ОК – ПЕРЕТВОРЮВАЧ .....	34
2.1 Розрахунок ВСП .....	34
2.2 Вибір конфігурації матричного ВСП.....	41
2.3 Аналіз можливих структурних схем системи .....	43
2.4 Розроблення принципів схем окремих вузлів системи.....	50
2.4.1 Розрахунок вимірювального підсилювача .....	50
2.4.2 Розрахунок смугового фільтра.....	51
2.4.3 Обґрунтування вибору АЦП .....	53
Висновки до розділу .....	54
3. РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛУ ВСП.....	55
3.1 Алгоритм роботи системи вихрострумової дефектоскопії.....	55
3.2 Результат моделювання системи ВСД.....	62
3.3 Оцінка вірогідності виявлення дефектів з використанням методу кругових статистик .....	68
Висновки до розділу .....	73
4 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ «EdControl» .....	74



4.1. Опис ідеї проекту .....	74
4.2. Технологічний аудит ідеї проекту.....	75
4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту .....	77
4.4. Аналіз пропозицій ринку .....	79
4.5. Фактори конкурентоспроможності .....	81
4.6. Аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту .....	82
4.7. SWOT-аналіз стартап-проекту .....	83
4.8. Альтернативи ринкової поведінки .....	83
4.9. Розроблення ринкової стратегії проекту.....	84
4.10. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту .....	86
Висновки до розділу .....	89
ВИСНОВКИ .....	91
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	92
ДОДАТКИ .....	95

## **ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ**

ОК	Об'єкт контролю
НК	Неруйнівний контроль
ВСП	Вихрострумний перетворювач
ВСД	Вихрострумова дефектоскопія
ВСК	Вихрострумний контроль
МВСП	Матричний вихрострумний перетворювач
ПГ	Перетворення Гільберта
ДПГ	Дискретне перетворення Гільберта

## ВСТУП

Під час контролю виробів з електропровідних матеріалів одним з найефективніших методів є вихрострумний контроль. Важливою характеристикою під час контролю в умовах виробництва є швидкість його проведення. ВСД можливо реалізувати в динамічному режимі, забезпечивши значну швидкість проведення контролю. В такому разі доцільно застосовувати матричні ВСП, які можуть складатись з диференційних ВСП. Сигнал таких датчиків представлений у вигляді радіоімпульса. Оскільки амплітуда радіоімпульса під час динамічного режиму проведення контролю не є сталою та швидко змінюється, та для збільшення точності визначення дефектів невеликих розмірів, варто звернути увагу на фазові характеристики сигналів ВСД.

### **Мета дослідження:**

Підвищити вірогідність контролю виявлення поверхневих та підповерхневих дефектів під час контролю алюмінієвих листів в динамічному режимі.

### **Об'єкт дослідження:**

Процес формування сигналів ВСД та оцінювання їх параметрів.

### **Предмет дослідження:**

Метод та засіб виявлення сигналів ВСД під час контролю об'єктів в динамічному режимі.

### **Новизна:**

Обґрунтовано використання у ВСД кругових статистик, які отримують на використовуючи фазові характеристики сигналів ВСД.

Встановлено залежності величини кругових статистик від співвідношення шум/сигнал, та частоти сигналу носія до частоти дискретизації, що дало змогу обґрунтувати необхідні параметри системи збору інформації.

### **Практична цінність:**

Розроблення методики та програмний засіб опрацювання сигналів ВСД, що дозволяє створити фазові виявлячі сигналів ВСД, породжених дефектами малих розмірів.

# 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

## 1.1 Застосування матричних ВСП

Методи неруйнівного контролю засновані на використанні струмів Фуко широко застосовуються в багатьох галузях промисловості для знаходження поверхневих дефектів, товщини діелектричних покриттів, характеристик матеріалів. Методи з використанням вихрострумів не вимагають спеціальної підготовки поверхні і можуть застосовуватися через шар фарби, наприклад, вихрострумівий дефектоскоп може провести діагностику трубопроводу, який має великий ізоляційний шар у вигляді фарби і полімера. Неруйнівний контроль матрицею ВСП - це як правило розширення традиційної методики контролю вихровими струмами. Можуть застосовуватися роздільно-суміщені перетворювачі або мостові перетворювачі як для абсолютного так і диференціального режимів.

Використання МВСП в складі приладів і систем вихрострумівого неруйнівного контролю забезпечує підвищення продуктивності контролю, зниження впливу шумів, підвищення завадостійкості і надійності контролю, отримання високої інформативності та точності визначення контрольованих величин, розширення функціональних можливостей контролю і діагностики різних видів продукції, а також забезпечує можливість автоматизації і роботизації контролю, і розробку нових ефективних технологій контролю і діагностики, особливо виробів складної форми. Загалом переваги використання МВСП можна поділити на чотири групи.

Першою перевагою є підвищення продуктивності неруйнівного контролю. З цією метою в основному використовуються системи з великим числом однотипних ВСП в складі багатоканальних приладів або підключених через комутатор одноканального приладу [1].

Зазвичай в дефектоскопах ВСП включені в контури регульованих резонансних підсилювачів, входи яких підключені до високочастотного генератора. Блок обробки вимірювальної інформації через комутатор по черзі підключається до виходів підсилювачів. У деяких дефектоскопах [2] ВСП

включається в коливальні контури автогенераторів, число яких відповідає числу перетворювачів. У дефектоскопах [3] вводиться тимчасовий поділ підключення і роботи автогенераторів, що зменшує взаємний вплив каналів один на одного і, відповідно, знижує рівень завад. Для збільшення зони контролю ВСП групують по секціях, всередині яких котушки ВСП з'єднуються послідовно, паралельно або послідовно-паралельно.

Використання МВСП не тільки підвищує продуктивність контролю за рахунок збільшення в кілька разів зони контролюємої поверхні [4] але і розширює можливість контролю виробів із криволінійною формою поверхні.

У МВСП, як уніфікованих окремих елементів, використовується параметричний ВСП з котушкою, намотаною на подовжений феритовий стрижень, який закріплений в еластичну гофровану манжетку [5]. Це дозволяє орієнтувати котушку кожного елемента МВСП по нормалі до контрольованої поверхні.

Подібного типу МВСП дозволяють істотно (в кілька разів) збільшити продуктивність контролю, а також зручні для автоматизації та роботизації процесів і технологій неруйнівного контролю.

Наступною перевагою багатоелементних перетворювачів, в порівнянні з одноелементними, є більш висока надійність контролю, істотне зниження впливу негативних чинників, (крайового ефекту, зазору). А також більш висока завадостійкість. Для зменшення впливу краю виробу використовується, крім основного вимірювального ВСП, один або кілька додаткових ВСП [6] або пристрій для блокування «крайового ефекту» [7]. При досягненні краю виробу від додаткового ВСП подається сигнал на затримку або відключення вимірювальної схеми. Вплив зазору можна зменшити також введенням зворотного зв'язку в канал вимірювального ВСП від сигналу, отриманого від додаткового ВСП.

Багатоелементні пристрою дозволяють послабити вплив зміни зазору [8], магнітної неоднорідності, питомої електричної провідності та інших чинників, що можуть знизити якість контролю.

Так, наприклад, в [9] двочастотний прилад містить 6 вимірювальних і 6 допоміжних ВСП. Вимірювальні ВСП на низькій частоті визначають

контрольовані параметри, а допоміжні інші параметри (зазор, зміна електропровідності і ін.). Математичною обробкою отриманих сигналів значно знижують вплив перерахованих факторів. Для зниження «швидкісного ефекту» додатково вводяться датчики швидкості.

В [10] завадозахищеність дефектоскопів підвищується за рахунок роботи двох ідентичних ВСП. Сигнал на виході першого ВСП затримується на час, обумовлений часом проходження виробу від першого до другого перетворювача. Сигнали від цих ВСП надходять на логічний пристрій, що забезпечує надійне виділення інформації та придушення різного роду завад.

Подібні завдання значно простіше і краще вирішуються при використанні МВСП, які дозволяють також значно знизити вплив завад за рахунок статистичних методів обробки інформації. При цьому, шляхом обробки сигналів від вимірювальних і допоміжних перетворювачів [11], значно знижується ймовірність пропуску дефектів і помилкових спрацьовувань.

Ще однією перевагою використання декількох ВСП або МВСП є підвищення точність вимірювання геометричних величин контрольованих виробів і успішне вирішення різного роду дефектоскопічних і дефектометричних завдань за рахунок застосування багатопараметрових методів контролю [12].

Так, наприклад, в [13] для автоматичного контролю циліндричних виробів, використовується кілька накладних ВСП, встановлених по периметру трубопроводу, що забезпечує безперервний контроль розмірів рухомих виробів, а також виявлення різного роду дефектів - тріщини, вм'ятини і ін.

Для підвищення чутливості рекомендується використовувати багатоканальні дефектоскопи з комутатором і розподільниками для забезпечення синхронної роботи і обробки сигналів з основних і допоміжних ВСП.

Застосування МВСП не тільки збільшує чутливість, але і дозволяє більш точно визначити геометричні параметри дефектів і ОК у порівнянні з одноканальними приладами.

Найбільш важливою перевагою МВСП є їх висока інформативність. Вони дозволяють отримати досить великий обсяг інформації, таким чином можливо

визначити цілий ряд параметрів дефектів - глибину, ширину, конфігурацію, швидкість розвитку тріщин, геометричні розміри виробу і його фізико-механічні властивості.

Раніше для цих цілей використовувалася велика кількість одноелементних ВСП зі з підключенням ЕОМ для обробки і представлення інформації. В [14] описано більш простий пристрій, в якому довжина дефекту визначається множенням часу знаходження дефекту в зоні чутливості ВСП на швидкість переміщення датчика або виробу. Є також розробки в з методом, що дозволяє виміряти довжину дефекту на коротких циліндричних виробках за допомогою трьох ВСП, два з яких допоміжні і призначені для визначення часу проходження виробу повз них, а вимірювальний ВСП визначає час взаємодії дефекту з ним. В обчислювальному блоці визначається довжина дефекту.

Як показав аналіз різних пристроїв і систем дефектоскопії за допомогою одноелементних ВСП і багатоканальних пристроїв їх практична реалізація певні складнощі. Слід зазначити, що використання МВСП є одним з перспективних напрямків неруйнівного контролю та діагностики виробів в процесі їх виробництва, експлуатації та ремонту.

Таким чином наведений аналіз сучасного стану і розвитку робіт в галузі використання і створення нових МВСП показав, що вони можуть підвищити продуктивність контролю, збільшити інформативність і чутливість, розширити функціональні можливості, поліпшити інші техніко-економічні показники електромагнітного контролю різного виду виробів, продукції і устаткування.

Розглядаючи МВСП як пристрій перетворення інформації про контрольовані параметри, в першу чергу необхідно класифікувати його по інформаційним властивостями.

У зв'язку з цим, все різноманіття МВСП розділимо на 2 основні класи: МВСП з зосередженими та розподіленими параметрами.

МВСП з зосередженими параметрами характеризується тим, кожен його елемент має свій приймач інформації. Якщо, інформація в МВСП знімається

приймачем з групи елементів, то такий МВСП будемо називати МВСП з розподіленими параметрами.

МВСП з зосередженими параметрами використовуються в основному для вирішення питань дефектографії і дефектометрії, для відбудови від впливу чинників, що заважають при розпізнаванні середовищ по їх електрофізичних властивостей і для спостереження за кінетикою розвитку втомних процесів.

МВСП з розподіленими параметрами, застосовуються для збільшення продуктивності контролю та зниження рівня завад.

МВСП по просторовому положенню елементів можна розділити на лінійні, площинні та об'ємні.

Лінійні МВСП є ряд однотипних елементів, розташованих один за одним по лінії. Вони застосовуються для контролю великогабаритних виробів при скануванні з високою продуктивністю.

Площинні МВСП застосовуються для вирішення завдань спостереження за розвитком втомних процесів, дефектометрії, дефектографії.

Об'ємні МВСП використовуються з метою визначення характеристик багатокомпонентних матеріалів, вимірювання геометричних розмірів, структуроскопії, дефектометрії і ін.

Класифікуючи МВСП за формою елементів можна виділити з них кругові, лінеарезовані і складної форми.

За конструктивним виконанням МВСП поділяються на уніфіковані і спеціального призначення.

Уніфіковані МВСП використовуються для контролю різного виду виробів зі змінною формою поверхні.

Спеціальні МВСП використовуються цільовим призначенням для контролю промислових виробів масового виробництва в технологічних процесах.

## **1.2 Огляд систем автоматизованого вихрострумовеого контролю.**

Використання автоматизованих систем для проведення вихрострумовеого контролю має ряд складнощів. Зокрема, однією з основних проблем проведення



ВСД за допомогою таких систем, є непостійність величини зазору між перетворювачем та ОК. У випадку роботизованого контролю такий зазор визначається:

- шорсткістю поверхні ОК;
- точністю системи що переміщує перетворювач;
- точністю комп'ютерної моделі обраного ОК;
- точністю пристрою що відображує позиціонування перетворювача.

З приблизних розрахунків видно , що зміна величини зазору на яку не впливає оператор в процесі роботизованого вихрострумовеого контролю для габаритних ОК може досягати  $\pm 0,5$  мм (це значення може бути суттєво зменшено у випадку установлення перетворювача на ОК без зазору, що потребує збільшення часу контролю, або за рахунок додаткового математичного опрацювання експериментальних даних роботизовано системи ВСК).

В промисловості часто застосовуються системи які можливо віднести до напівавтоматичних, їх розробка і впровадження є значно спрощеною у порівняні з повністю роботизованими системами. В такі системах застосовуються лінійні маніпулятори простої конструкції, які забезпечують достатню стабільність позиціонування . Наприклад, для НК колісних пар вагонів застосовується автоматизований комплекс «PELENG-AUTOMAT» (фірми «АЛТЕК», Росія), який

може містити в собі модуль для вихрострумowego контролю всієї поверхні колеса та гальмівного диску (рис. 1.1).



Рис. 1.1 – Автоматизований модуль системи вихрострумowego контролю колісних пар залізничних вагонів «PELENG-AUTOMAT»

Оснoву комплексу становить багатоканальний ультразвуковий дефектоскоп, реалізований на базі промислового комп'ютера. Для виявлення дефектів використовується властивість ультразвукових коливань відбиватися від неоднорідностей матеріалу контрольованого виробу - тріщин, вищербин, поверхневих сколів і т.п. В процесі пошуку дефектів проводиться сканування виробу короткочасними зондувальними імпульсами з високочастотним заповненням. Для формування зондувальних імпульсів і прийому ехосигналів, відбитих від дефектів, використовуються п'єзоелектричні перетворювачі (ПЕП). Колеса і осі залізничних вагонів перевіряються в складі колісної пари (КП) - осі з двома напресованими колесами. Ультразвукові коливання випромінюються під заданим кутом до поверхні, що перевіряється виробу в напрямку зон найбільш ймовірного виникнення дефектів. Необхідна точність установки перетворювачів

досягається завдяки їх кріпленню в спеціальних конструктивних елементах - сканерах. В процесі пошуку дефектів сканери фіксуються в робочому положенні, а сканування забезпечується за рахунок рівномірного обертання КП.

Модуль для ВСД заснований на аналізі взаємодії зовнішнього електромагнітного поля з електромагнітним полем вихрових струмів, що збуджуються в об'єкті контролю цим полем з використанням вихорострумових перетворювачів (ВСП). ВСП згруповані у вигляді декількох конструктивних елементів - сканерів. Збудження ВСП і обробка результатів контролю проводиться електронними модулями, розміщеними в сканерах і системному блоці промислової ПЕОМ. Системи підвісу і позиціонування сканерів забезпечують їх переміщення в робоче положення і необхідний зазор між сканером і поверхнями контролюваного виробу (поверхнями кочення і обода колеса, поверхнями диска, включаючи переходи диск - обід і диск - маточина, поверхнями торців маточини).

Ще однією подібною системою для вихорострумового контролю є система ВСК труб середнього діаметру (від 1,75 до 38 дюймів) система на основі ChainXY – сканера створеного фірмою “Olympus” (рис. 1.2). Застосування цієї системи обмежується контролем деталей з нескладною геометрією (пластин, труб тощо).



Рис. 1.2– Механізована система вихорострумового контролю труб.

Оскільки сучасні промислові роботи мають мати певну універсальність та гнучкість у виконуваних задачах, поширення набули дистанційно керовані роботи типу «механічні руки», які можуть бути закріплені на рухомій або нерухомій основі [15]. Такі системи використовуються там, де потрібно забезпечити високу продуктивність, або виконувати контроль виробів зі складною геометрією.

За способом управління роботизовані системи для НК умовно розділяються на: адаптивні і неадаптивні[16]. До перших відносять системи траєкторія руху яких відповідає тільки заданим програмно координатам.

Неадаптивний тип автоматизованих систем застосовуються для контролю частин виробів з порівняно простою геометрією, та, як правило, невеликих розмірів і шорсткістю що відповідає практично ідеальній поверхні. Критерієм якості роботи таких систем, є їх продуктивність. Як приклад системи неадаптивного типу на рис. 1.3ф представлена автоматизована система ВСК “*EloScan-system*”. Вона була розроблена головним чином для огляду обертових симетричних компонентів літальних двигунів. Через свою універсальну конструкцію ця система також може бути використана для огляду інших складних компонентів, коли зонд повинен орієнтуватися точно вздовж або всередині деталі. Система була розроблена з урахуванням зручності для користувачів і може бути налаштована для проведення контролю протягом декількох хвилин. Оператор може легко почати та виконувати періодичні роботи з контролю. Зберігання та оцінка вимірювальних даних, а також калібрування за еталонним стандартом можна здійснювати повністю автоматично. Точність позиціонування ОК забезпечується як високою точністю виготовлення контрольованої деталі, так і використанням спеціалізованого маніпулятора типу «токарний патрон». Також є присутня станція обслуговування (рис. 3б), що дозволяє в процесі ВСК швидко змінювати їх і переналагоджуватися в режимі реального часу для контролю виробів з різною геометрією в залежності від завдання та виду поверхні зони контролю. Операційне забезпечення “*EloScan-system*”, побудоване з урахуванням можливості розширення виконуваних видів контролю. Як варіант, можна буде інтегрувати інші методи контролю, такі як ультразвукове дослідження.

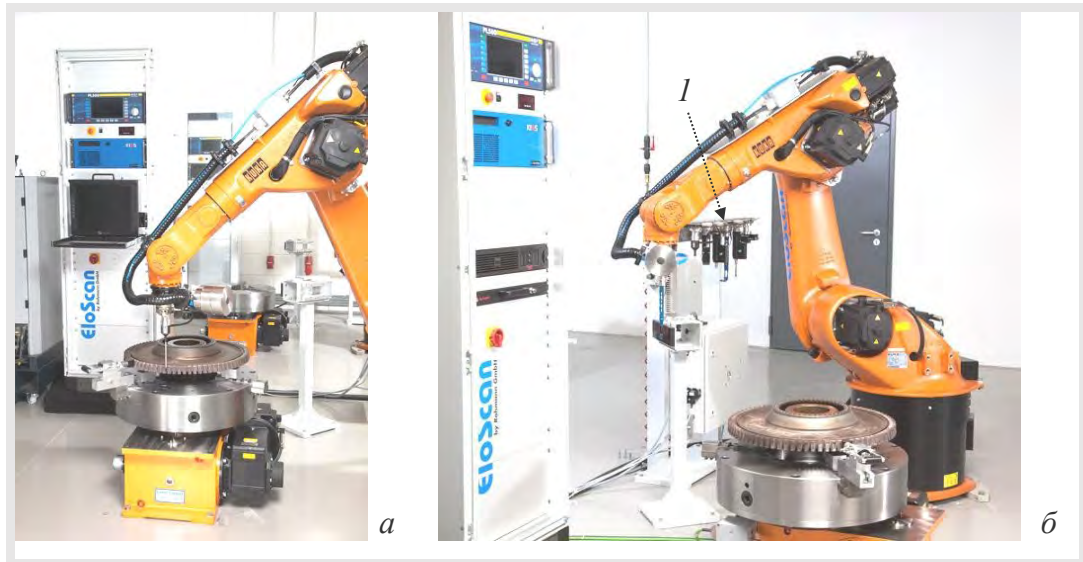


Рис. 1.3 – Система роботизованого ВСК деталей зі складною геометрією  
“EloScan-system”:

а – процес контролю; б – процес налаштування датчика; 1 – станція  
обслуговування датчиків

Адаптивний тип автоматизованих систем застосовується під час проведення контролю габаритних деталей та виробів зі складною геометрією. Основним критерієм якості функціонування таких систем є вірогідність виявлення дефектів за заданого рівня продуктивності контролю. Система, як правило, включає в себе лазерний відеосенсор, ефективна робота якого забезпечується розсіяним відбиттям лазерного променя від контрольованих поверхонь. Прикладом, адаптивних роботизованих систем є роботизовані комплекси для вихрострумовеого контролю, типу «Робоскоп ВТМ-3000» (фірма “*WorldNDT*”, Росія) [17], зображений на рис. 1.4.

Ці системи включають в себе двох антропоморфних роботів, лазерно-телевізійний відеосенсор і станцію обслуговування вихрострумівих датчиків. Лазерно-телевізійний відеосенсор може використовуватися самостійно для визначення геометричних параметрів об’єкту. Найчастіше він використовується в комплексі з модулем ВСК для первинного вимірювання розмірів ОК або адаптації до реальних розмірів конкретного ОК (рис. 1.4г).

Підбір конкретного відеосенсора обумовлюється необхідною точністю результатів контролю та складністю геометрії ОК . В разі контролю габаритних

виробів оптимальним є використання відеосенсорів з більшими триангуляційними кутами. Відеосенсори з меншими триангуляційними кутами мають менші геометричні розміри, тому їх доцільно використовувати за наявності малих зон контролю та значних заглибин в даному ОК.

Ефективне функціонування роботизованої системи ВСК пов'язано з правильним вибором вихрострумових датчиків (ВСП) з певного набору датчиків, необхідних для регламентного контролю виробу [18]. Для кожного типу ОК конструкції ВСП визначаються їх умовами застосування, призначенням, діапазоном частот струму збудження та іншими факторами. Розміри котушок ВСП обмежені знизу кількома міліметрами в діаметрі, а маса ВСП – десятками грамів (без урахування вузлів закріплення і переміщення ВСП та елементів інтерфейсу).

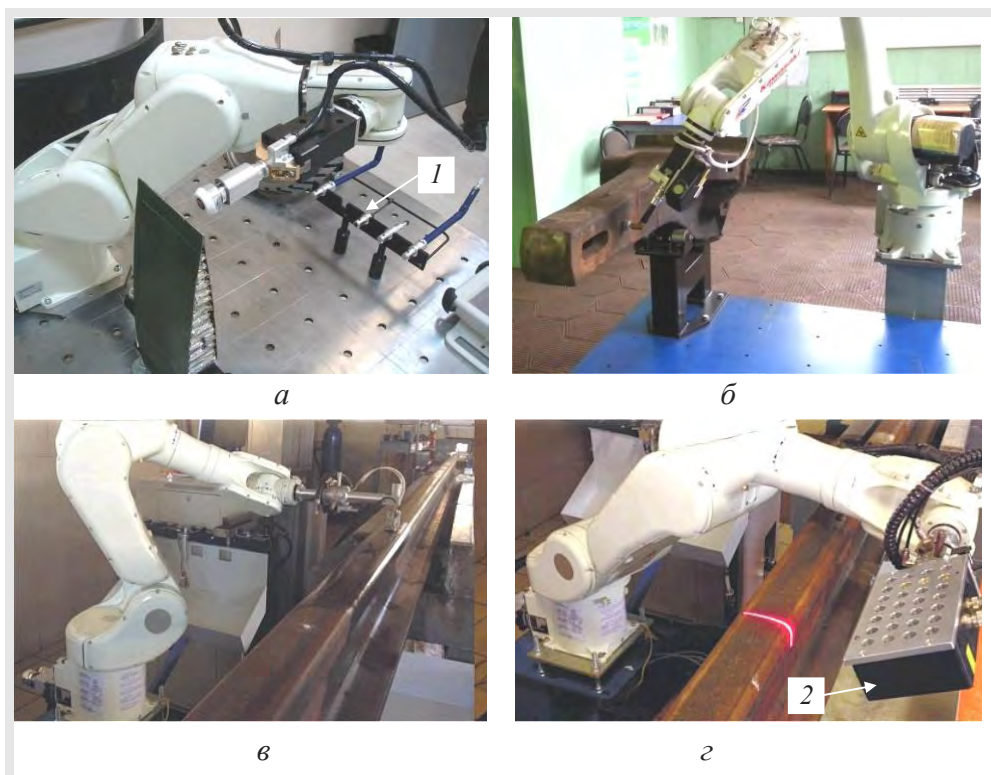


Рис.1.4 – Системи НК типу «Робоскоп ВТМ-3000» для ВСК: а – елементів крила літака; б – залізничного автозчепного пристрою; в – рейки залізничної колії; г – геометрії рейки;

1 – станція обслуговування датчиків; 2 – лазерно-телевізійний відеосенсор.

### 1.3 Використання перетворення Гільберта для задач ВСД.

Сигнал отриманий під час проведення вихрострумової дефектоскопії може бути проаналізований використовуючи ряд параметрів, основними з яких є в першу чергу амплітудна і фазова характеристики. Аналіз цих параметрів з використанням детекторів фази та амплітуди має ряд недоліків, таких як відносно складна реалізація, наявність додаткових похибок які виникають в аналоговій частині операцій обробки сигналів. В такому разі доцільним є використання перетворення Гільберта з подальшим визначенням параметрів амплітуди та фази сигналу. В технічних засобах перетворення Гільберта реалізується в цифровому варіанті як дискретне перетворення Гільберта [19]. В порівнянні з класичними методиками визначення амплітудної і фазової сигналів, які базуються на використанні відповідних детекторів, застосування ДПГ має ряд переваг, а саме дозволяє визначити декілька значень поточної амплітуди і фази сигналу протягом одного періоду, кількість отримуваних значень залежить від кількості дискретних відліків на один період сигналу. Ця властивість відкриває додаткові можливості використання статистичних методів опрацювання експериментальних даних, як результат можливе підвищення роздільної здатності вихрострумової дефектоскопії.

Під час сканування ОК параметри сигналу ВСП змінюються під впливом варіації параметрів та характеристик ОК. Тому у більш загальному випадку підлягають аналізу сигнали, які представляються моделлю вузькосмугових процесів

$$u(t) = U(t) \cos \Phi(t), \quad t \in T_c, \quad (1.1)$$

де  $U(t)$  – обвідна (або амплітудна характеристика сигналу),  $\Phi(t)$  – фазова характеристика сигналу.

Оскільки в під час отримання сигналів отримаємо  $u(t)$  (ліва частина виразу 1.1), то характеристики  $U(t)$  та  $\Phi(t)$  з виразу (1.1) однозначно не визначаються. Проте дану проблему можна вирішити використовуючи формулу:

$$\dot{z}(t) = u(t) + iu_H(t) = U(t)\exp\Phi(t), \quad (1.2)$$

де  $u_H(t)$  – гільберт-образ сигналу  $u(t)$ .

Значна частина сигналів в сфері діагностики та неруйнівного контролю є циклічними і може бути представлена у виді вузькосмугового сигналу

$$u(t, \bar{p}) = U(t, \bar{p})\cos(\omega t - \varphi(t, \bar{p})), \quad t \in (0, T_a), \quad T_a \gg 2\pi/\omega, \quad (1.3)$$

де  $U(t, \bar{p})$ ,  $\Phi(t, \bar{p}) = (\omega t - \varphi(t, \bar{p}))$  – відповідно обвідна і фаза сигналу.

Перетворення Гільберта (ПГ) дає змогу точно визначити характеристики  $U(t, \bar{p})$ ,  $(\omega t - \varphi(t, \bar{p}))$  сигналу (1.3).

Означення 1.1. Перетворенням Гільберта дійсної функції  $f(x) \in L_p(-\infty, \infty)$ ,  $p \in (1, 2)$  є невластний інтеграл виду

$$f_H(x) = \mathbf{H}[f(x)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x+s) - f(x-s)}{s} ds, \quad (1.4)$$

де  $\mathbf{H}$  – знак оператора ПГ.

Якщо  $f(x) \in L_p(-\infty, \infty)$ ,  $p \in (1, 2)$ , то і функція  $f_H(x) \in L_p(-\infty, \infty)$ , і тоді має місце обернене ПГ виду

$$f(x) = \mathbf{H}^{-1}[f_H(x)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f_H(x+s) - f_H(x-s)}{s} ds. \quad (1.5)$$

Формулам (1.4) і (1.5) еквівалентні наступні формули

$$f_H(x) = \mathbf{H}[f(x)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(s)}{s-x} ds, \quad (1.6)$$

$$f(x) = \mathbf{H}^{-1}[f_H(x)] = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f_H(s)}{s-x} ds, \quad (1.7)$$

де інтеграли задаються в сенсі головного значення по Коші.

Породжені ПГ інтегральні оператори, є обмеженими неперервними лінійними операторами з відповідними властивостями.

Властивості перетворення Гільберта:



1. Властивість лінійності. Для функцій  $f_1(x)$ , та  $f_2(x)$  і довільних числах  $\alpha_1, \alpha_2$

$$\mathbf{H}[\alpha_1 f_1(x) + \alpha_2 f_2(x)] = \alpha_1 \mathbf{H}[f_1(x)] + \alpha_2 \mathbf{H}[f_2(x)]. \quad (1.8)$$

2. Властивість зсуву. Для довільного дійсного значення  $s \in R$  маємо

$$\mathbf{H}[f(x-s)] = f_{\mathbf{H}}(x-s). \quad (1.9)$$

3. Властивість ортогональності. Для функції  $f(x)$  і її результату ПГ у виді  $f_{\mathbf{H}}(x)$  виконується умова ортогональності

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(x) f_{\mathbf{H}}(x) dx = 0, \quad (1.10)$$

4. Повторне ПГ. У випадку подвійного застосування ПГ до функції  $f(x)$  має місце співвідношення

$$\mathbf{H}[\mathbf{H}[f(x)]] = -f(x). \quad (1.11)$$

5. Властивості парності та непарності. Якщо  $f(x)$  є парною функцією змінної  $x$ , то  $f_{\mathbf{H}}(x)$  – непарна, якщо  $f(x)$  непарна, то  $f_{\mathbf{H}}(x)$  є парною функцією.

6. Властивість інваріантності зміни масштабу. Для довільного числа  $\alpha > 0$  має місце наступне співвідношення

$$\mathbf{H}[f(\alpha x)] = f_{\mathbf{H}}(\alpha x). \quad (1.12)$$

7. Комутативність у разі використання лінійних операторів. Для обмеженого лінійного оператора  $\mathbf{B}[\cdot]$  має місце

$$\mathbf{H}[\mathbf{B}[f(x)]] = \mathbf{B}[\mathbf{H}[f(x)]]. \quad (1.13)$$

8. Перетворення Фур'є. Нехай існує перетворення Фур'є функції  $f(x)$  –  $f(x) \rightarrow \mathbf{F}[f(x)]$ , де  $\mathbf{F}[\cdot]$  – оператор перетворення Фур'є. З формули (1.6) випливає, що гільберт-образ  $f_{\mathbf{H}}(x)$  функції  $f(x)$  визначається як згортка функції  $f(x)$  з ядром ПГ:  $\mathbf{H}[f(x)] = f(x) * (1/\pi x)$ . Перетворення Фур'є функції  $1/\pi x$  наступне

$$\mathbf{F}\left[\frac{1}{\pi x}\right] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{x} e^{-i2\pi fx} dx = \dot{K}(f) = -i \operatorname{sign}(f) = \begin{cases} -i, & f > 0, \\ 0, & f = 0, \\ i, & f < 0, \end{cases} \quad (1.14)$$

де знакова функція  $\operatorname{sign}(f)$  визначається як :

$$\operatorname{sign}(f) = \begin{cases} 1, & f > 0, \\ 0, & f = 0, \\ -1, & f < 0. \end{cases}$$

Отже, Фур'є-перетворення (спектр) гільберт-образу  $f_H(x)$  зв'язаний зі спектром вхідної функції  $f(x)$  співвідношенням

$$\mathbf{F}[f_H(x)] = -i \operatorname{sign}(f) \cdot \mathbf{F}[f(x)]. \quad (1.15)$$

З виразу (1.6) витікає, що ПГ реалізується за допомогою лінійного фільтра з передатною характеристикою  $\dot{K}(f) = -i \operatorname{sign}(f)$  та імпульсною характеристикою  $h(t) = 1/\pi t$ ,  $t \in (-\infty, 0) \cup (0, \infty)$  (рис.1.1). Цей фільтр слід вважати ідеальним фазообертачем, оскільки для нього  $|\dot{K}(f)| = 1$ , крім значення  $|\dot{K}(0)| = 0$ , отже даний фільтр зсуває або “інвертує” фазу всіх компонент спектру на кут  $+0,5\pi$  в області від’ємних частот та на кут  $-0,5\pi$  в області додатних і лишає сталим амплітудні співвідношення між частотними компонентами сигналу  $f(x)$ .

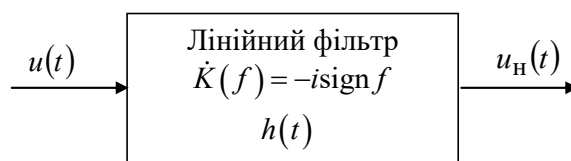


Рис. 1.5 – Лінійний фільтр, що реалізує пряме перетворення Гільберта

Обернене ПГ реалізує лінійний фільтр з передатною характеристикою

$$\dot{K}^{-1}(f) = \frac{1}{\dot{K}(f)} = -\dot{K}(f) = i \operatorname{sign}(f), \quad f \neq 0. \quad (1.16)$$

В разі практичного аналізу характеристик діагностичних сигналів важливу роль відіграють такі властивості як:

а) Властивість однорідності:

- у часовій області – якщо  $u(t)$  підмінити на  $u(t-t_0)$ ,  $t_0 = \text{const}$ , то для образу Гільберта  $u_H(t)$  відповідно маємо  $u_H(t-t_0)$ ;
- у фазовій області – якщо в спектрі  $u(t)$  змістити всі фази в спектрі на кут  $\theta_0 = \text{const}$ , то отримуємо  $u(t, \theta_0)$  замість  $u(t)$  і  $u_H(t, \theta_0)$  на місце  $u_H(t)$ ;
- в частотній області – якщо в спектрі  $u(t)$  змістити всі частоти на величину  $f_0 = \text{const}$ , то отримуємо  $u(t, f_0)$  на місці  $u(t)$  і  $u_H(t, f_0)$  на місці  $u_H(t)$ .

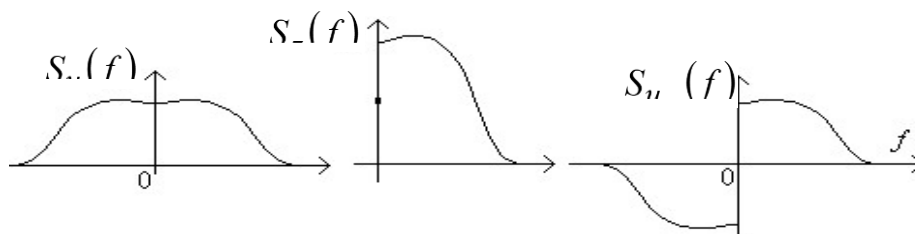
б) Спектральне співвідношення. Якщо можливе перетворення Фур'є сигналів  $u(t)$  і  $u_H(t)$ , то їх спектри відповідно  $S_u(f)$  і  $S_{u_H}(f)$  визначаються як

$$S_{u_H}(f) = \begin{cases} S_u(f), & f > 0, \\ S_u(0+), & \lim_{\delta \rightarrow 0} (0 + \delta), \\ -S_u(0-), & \lim_{\delta \rightarrow 0} (0 - \delta), \\ -S_u(f), & f < 0. \end{cases} \quad (1.17)$$

Для комплексного сигналу виду  $\dot{z}(t) = u(t) + iu_H(t)$  зв'язок спектральних характеристик сигналів  $\dot{z}(t)$  і  $u(t)$  задається виразом

$$S_z(f) = \begin{cases} 2S_u(f), & f > 0, \\ S_u(0), & f = 0, \\ 0, & f < 0. \end{cases} \quad (1.18)$$

На рис. 1.6 наведено явну графічну інтерпретацію співвідношення спектрів



сигналів  $S_u(f)$ ,  $S_{u_H}(f)$  і  $S_z(f)$ .

Рис. 1.6 – Графіки спектрів сигналів  $u(t)$  (а),  $\dot{z}(t)$  (б) та  $u_H(t)$  (в)

Результат, який описується формулою (1.18), обґрунтовується властивостями ПГ. Так в області додатних частот спектри Фур'є сигналів  $u(t)$  і  $u_H(t)$  з урахуванням

додаткового зсуву на  $-0,5\pi$  додаються. У області від'ємних частот їх спектри Фур'є протифазні і їх сума дорівнює нулю.

Практична реалізація ковзного ПГ виду (1.19) у неперервній (аналоговій) формі викликає ряд труднощів, частину з них долають шляхом використання цифрового оброблення сигналів.

Методологію використання дискретного перетворення Гільберта (ДПГ) розглянемо на прикладі дослідження дискретної комплексної послідовності сигналу.

1. Задамо дискретну комплексну послідовність сигналу виду

$$\dot{z}[j] = u[j] + iu_H[j], \quad j = \overline{1, n}. \quad (1.22)$$

Дану послідовність можна розглядати як деякий вкладений дискретний сигнал у неперервний сигнал (1.2) виду  $\dot{z}(t) = u(t) + iu_H(t)$ , отриманий з періодом дискретизації  $T_d$ . У послідовності (1.22) є відомими або заданими лише значення дійсної послідовності  $u[j]$ , яка визначається як дискретні значення спостережень або вимірювань досліджуваного сигналу  $u(t)$ .

Для  $\dot{z}[j]$  використовуються наступні умови:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \dot{z}[j] &= u[j]; \\ \operatorname{Im} \dot{z}[j] &= u_H[j]; \\ \sum_{j=1}^n u[j]u_H[j] &= 0. \end{aligned} \quad (1.23)$$

2. Спектральний метод обчислення послідовності  $\dot{z}[j]$ , заданої на скінченній множині  $j = \overline{1, n}$ , який ґрунтується на співвідношення (1.18), передбачає наступні етапи:

2.1. Розрахунок  $n$ -точкового дискретного перетворення Фур'є (ДПФ)  $S_u(m)$  послідовності  $u[j]$

$$S_u(m) = \sum_{j=1}^n u[j] \exp\left(-i \frac{2\pi}{n} jm\right); \quad (1.24)$$

значення  $S_u(m)$  обчислюються для дискретних частот  $f_m = \frac{m}{n\Delta t}$ ,  $0 \leq m \leq n-1$ ;

2.2. Розрахунок  $n$ -точкового ДПФ  $S_z(m)$  послідовності  $z[j]$  на основі (1.18) спектрів складових сигналу  $z[j] = u[j] + iu_H[j]$ , використовуючи співвідношення

$$S_z(m) = \begin{cases} S_u[0], & \text{для } m = 0, \\ 2S_u[m] & \text{для } 1 \leq m < 0,5n-1, \\ S_u[m] & \text{для } m = 0,5n, \\ 0 & \text{для } 0,5n+1 \leq m \leq n-1. \end{cases} \quad (1.25)$$

Перетворення Фур'є сигналу  $z[j]$  має однобічний спектр (тільки додатні частоти), причому складові спектру такого сигналу дорівнюють подвоєним значенням спектральних складових дійсного сигналу  $u[j]$ ;

2.3. Обчислення  $z[j]$  за значеннями  $S_z(m)$  на основі оберненого ДПФ

$$z[j] = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} S_z[m] \exp\left(i \frac{2\pi}{n} jm\right). \quad (1.26)$$

Такий алгоритм розрахунку комплексної послідовності  $z[j]$  реалізовано у програмному середовищі Matlab як функція `hilbert`. Послідовність  $z[j]$  є комплекснозначною, в якій дійсна частина є вхідним сигналом у вигляді вектору  $u[j]$ , а уявна частина  $u_H[j]$  є гільберт-образом, що відповідає  $u[j]$ .

3. Отримання гільберт-образу  $u_H[j]$  в часовій області ґрунтується на основі визначення імпульсної характеристики ПГ.

Для отримання імпульсної характеристики перетворювача Гільберта візьмемо обернене перетворення Фур'є від його частотної характеристики  $K(f)$

Вид Фур'є перетворення для довільної функції у неперервній формі з частотою  $X(f)$  за визначанням має вид:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(f) e^{i2\pi ft} df$$

В розширення рівняння внесемо наступні заміни:

1) замість  $f$  внесемо  $\omega = 2\pi f$ , тому  $df = \frac{1}{2\pi} d\omega$ .

2) оскільки частотна характеристика дискретної системи періодична з періодом повторення рівним  $T_d$ , обчислення виконуємо на інтервалі  $\mp \frac{\omega_d}{2}$

3) інтеграл розділено на 2 частини :

$$\begin{aligned} h(t) &= \int_{-\frac{\omega_d}{2}}^{\frac{\omega_d}{2}} K(\omega) e^{i\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\omega_d}{2}}^0 i e^{i\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\omega_d}{2}} i e^{i\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi t} \left( e^{i\omega t} \Big|_{-\frac{\omega_d}{2}}^0 - e^{i\omega t} \Big|_0^{\frac{\omega_d}{2}} \right) = \frac{1}{2\pi t} \left( 1 - e^{-i\omega_d \frac{t}{2}} - e^{i\omega_d \frac{t}{2}} + 1 \right) \\ &= \frac{2}{2\pi t} \left( 1 - \cos \frac{\omega_d t}{2} \right) \end{aligned}$$

Зясуємо значення в точці  $t=0$  для функції  $h(t)$ , що дасть можливість її описати. Для усунення неоднозначності типу  $0/0$ , використаємо правило Лопіталя, отримавши:

$$h(0) = \frac{\frac{d}{dt} \cos \frac{\omega_d t}{2}}{\frac{d}{dt} (\pi t)} \Big|_{t \rightarrow 0} = \frac{\omega_d \sin \frac{\omega_d t}{2}}{2\pi} \Big|_{t \rightarrow 0} = 0$$

Для опрацювання сигналу необхідно визначити його дискретний аналог [20]. З цією метою замість неперервного значення часу  $t$ , підставимо дискретний час  $nt_d$ . Тоді:

$$h[nt_d] = h[n] = \frac{1}{\pi n t_d} \left[ 1 - \cos \frac{2\pi f_d t_d n}{2} \right] = \frac{1 - \cos \pi n}{\pi n t_d}$$

Отже:

$$h[n] = \begin{cases} \frac{1 - \cos \pi n}{\pi n t_d}, & n \neq 0 \\ 0, & n = 0 \end{cases}$$

Отримаємо графік  $h[n]$ , тут  $t_d$  – виступає в ролі масштабуючого множника

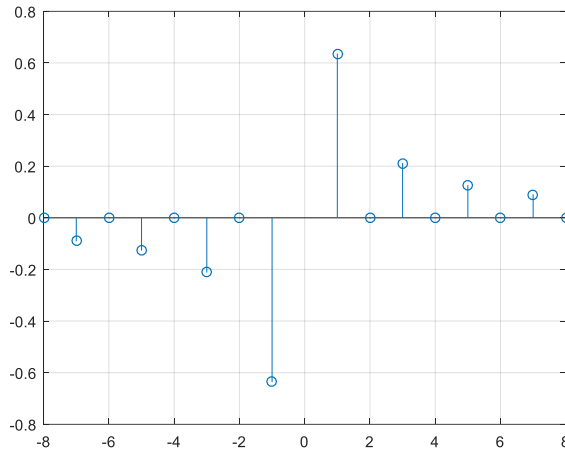


Рис. 1.7 – Графік дискретної імпульсної характеристики  $h[n]$

Ще одна з форм подання імпульсної характеристики дискретних величин:

$$h[n] = \frac{2 \sin^2 \frac{\pi n}{2}}{\pi n}$$

Слід звернути увагу, що для  $n > 0$  значення  $h[n]$  різняться від 0 виключно для парних значень  $n$ . Крім того ці значення зменшуються як ряд чисел  $\frac{1}{1}, \frac{1}{3}, \frac{1}{5}, \frac{1}{7} \dots$ . Цей ряд близький до виду ряду Фур'є для гарманічного імпульсу прямокутної форми.

Вихідний сигнал  $x[n]$  утворюється як згортка  $x[n]$  з  $h[k]$ :

$$x_n[n] = \sum_{-\infty}^{\infty} h[k] \cdot x[n - k]$$

Це показує, що гільберт-образ може бути отриманий як результат застосування дискретного нерекурсивного фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою (KIX).

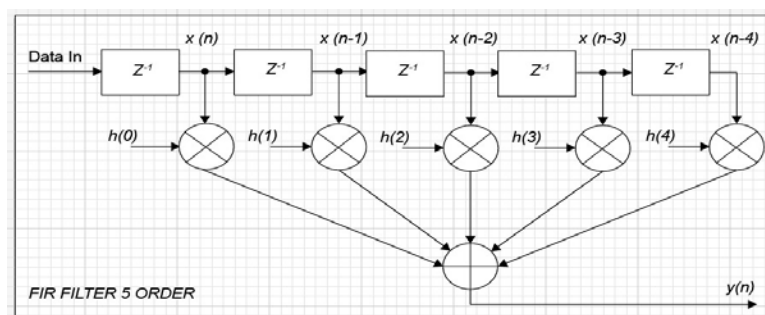


Рис. 1.8 – Структура дискретного фільтра Гільберта

Використання послідовності дискретних значень  $z[j]$  (1.22) дозволяє узагальнити терміни “фазова характеристика” і “фазовий зсув” для класу дискретних послідовностей сигналів, що зручно в разі застосування цифрового опрацювання сигналів.

Означення 1.3. Для обраного дійсного сигналу  $u(t)$  ставиться у відповідність комплексний сигнал вигляду  $z(t) = u(t) + iu_H(t)$ , де  $u(t) \in L_p(-\infty, \infty)$ ,  $p = 1, 2$  – аналітична модель сигналу, а її гільберт-образом є комплекснозначна функція  $u_H(t) = \mathbf{H}[u(t)]$ .

Тоді на основі представлення сигналу  $z(t) = u(t) + iu_H(t)$  у виді

$$z(t) = |z(t)| \exp(i \arg z(t)) = A(t) \exp(i\Phi(t)), \quad (1.27)$$

неперервний дійсний сигнал  $u(t)$  має наступні дійсні неперервні характеристики:

а) амплітудну характеристику

$$A(t) = \sqrt{u^2(t) + u_H^2(t)}; \quad (1.28)$$

б) фазову характеристику

$$\Phi(t) = \text{Arg} z(t) = \text{arctg} \frac{u_H(t)}{u(t)} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign} u_H(t)(1 + \text{sign} u(t))\} + 2\pi \mathbf{L}[u(t), u_H(t)]; \quad (1.29)$$

в) частотну характеристику

$$\Psi(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}. \quad (1.30)$$

Для дох гармонічних сигналів з однаковою частотою поняття "фазовий зсув" розкривається у вигляді наступного означення для циклічних сигналів.

Означення 1.4. Зсувом фазових характеристик двох коливань  $u_1(t)$  і  $u_2(t)$ , кожному з яких ставиться у відповідність комплексний сигнал виду  $z(t) = u(t) + iu_H(t)$ , називається функція виду

$$\varphi(t) = \Phi_2(t) - \Phi_1(t), \quad (1.31)$$

де відповідні характеристики фази  $\Phi_j(t)$  сигналу  $u_j(t)$ ,  $j = 1, 2$  описуються виразом (1.29).

Дискретний випадок. На основі 1.3 і 1.4 наведемо наступні означення



Означення 1.5. Для обраної дискретної послідовності сигналу  $u[j], j = \overline{1, n}$  обирається у відповідність послідовність комплексного сигналу  $z[j] = u[j] + iu_H[j]$ .

Тоді, беручи до уваги (1.28)-(1.30) дійсна послідовність  $u[j], j = \overline{1, n}$  отримує такі дійсні характеристики:

г) характеристику амплітуди в дискретному виді

$$A[j] = \sqrt{u^2[j] + u_H^2[j]}; \quad (1.32)$$

д) характеристику фази в дискретному виді

$$\Phi[j] = \text{Arg}z[j] = \text{arctg} \frac{u_H[j]}{u[j]} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign} u_H[j](1 + \text{sign} u[j])\} + 2\pi L[u[j], u_H[j]]; \quad (1.33)$$

е) характеристику частоти в дискретному виді

$$\psi[j] = \frac{\Phi[j] - \Phi[j-1]}{2\pi T_d}. \quad (1.34)$$

Означення 1.6. Різницею дискретних характеристик фаз для двох аналізуймих дискретних сигналів  $u_1[j]$  і  $u_2[j]$ , кожному з яких ставиться у відповідність послідовність комплексних сигналів виду (1.22), тобто  $z[j] = u[j] + iu_H[j]$ , називається дискретна послідовність

$$\varphi[j] = \Phi_2[j] - \Phi_1[j]. \quad (1.35)$$

#### 1.4 Опис об'єкта контролю

Сплави алюмінію в наш час залишаються часто використовуваним конструкційним матеріалом, зокрема в авіаційній та ракетній облачті. Обсяг їх застосування на сьогодні складає майже 70% від загальної кількості конструкційних матеріалів, використовуваних у літакобудуванні та ракетобудуванні. Для отримання оптимальної вагової ефективності в поєднанні з тривалим ресурсом роботи й надійністю в експлуатації необхідно, щоб алюмінієві сплави мали ряд характеристик, таких як: значна питома міцність; висока корозійна стійкість; значний опір циклічним навантаженням; порівняно невелика швидкість

розвитку втомних тріщин. В авіакосмічній галузі України й СНД часто застосовуються ливарні та деформовні складнолеговані алюмінієві сплави. Найбільш перспективні серед них сплави системи Al – Zn – Mg – Cu, алюмінієво-літєві сплави систем Al – Mg – Li, Al – Cu – Li – Mg, Al – Cu – Li, а також сплави, леговані скандієм.

Одним з основних продуктів з алюмінію є його прокат, який широко застосовується у багатьох галузях промисловості. Алюмінієвий прокат - це в основному плоский прокат: товсті листи (плити), просто листи та фольга.

Саме плоский алюмінієвий прокат - алюмінієві листи і алюмінієва фольга - складають близько половини всієї алюмінієвої продукції, наприклад, в Сполучених Штатах. Плоского алюмінієвого прокату виробляють більше, ніж таких видів алюмінієвої продукції, як алюмінієві виливки, пресовані профілі, алюмінієвий дріт, алюмінієві прутки, а також алюмінієва куті, штампована і порошкова продукція.

Всі три види плоского алюмінієвого прокату розгортають до прямокутного поперечного перерізу. Вони відрізняються лише товщиною: товстий лист, тонкий лист і фольга.

Алюмінієвим товстим листом, і за кордоном - алюмінієвої плитою (plate), називають алюміній, прокатаний на товщину: понад 6,3 мм (чверть дюйма) в США і більше 6 мм - в Європі та інших країнах з метричної системою. Алюмінієвий товстий лист може мати обрізані ножицями або на пилі кромки. Товстий лист зазвичай виробляють в плоскій формі мірними довжинами (рис. 1.9), але іноді і в бухтах.

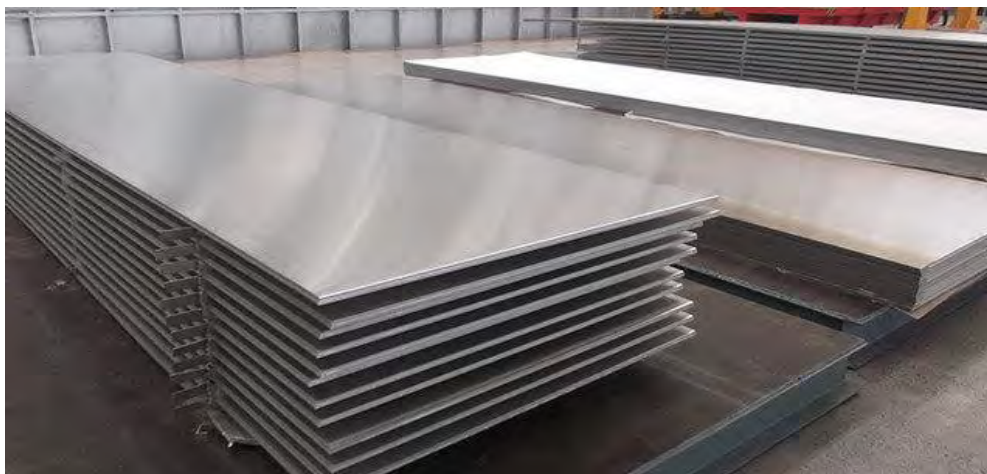


Рис. 1.9 – Товстий алюмінієвий лист

З алюмінієвих товстих листів - алюмінієвих плит - виготовляють різні міцні форми з однаковою товщиною. Вони також служать заготівлею для виготовлення механічною обробкою складних плоских деталей, таких як ребристі панелі для літакових крил. Їх легко зварюють в великі, міцні і довготривалі конструкції.

Прикладами застосування товстих алюмінієвих листів є:

- залізничні та автомобільні цистерни;
- палубні споруди великих комерційних і військових кораблів;
- прибережні нафтові сховища;
- цистерни для перевезення скрапленого природного газу;
- несучі конструкції літаків і космічних кораблів.

Листи товщиною менше 6,3 мм (6 мм) і до товщини не менше 0,20 мм називають тонкими листами, а за кордоном - просто листами (sheet).

Краї тонких листів також можуть бути обрізаними на пилі і на ножицях. Їх поставляють як в плоскому вигляді, так і в бухтах. Деякі виробники алюмінієвого тонкого листа виробляють з ним ще й додаткові операції, такі як фарбування або текстурування. Раніше тонкими листами називали листи товщиною до 0,15 мм.

Алюмінієвий тонкий лист - це дивно різносторонній матеріал. І не тільки тим, що може мати саме ті характеристики і властивості, які потрібні споживачеві, але і тим, добре підходить під різні види зовнішньої обробки, обробки і способів з'єднання.

Параметри контрольованого алюмінієвого прокату повині відповідати ДСТУ 8539:2015.

## **Висновки до розділу**

Як показав аналіз сучасних систем автоматизованого вихрострумового контролю є багато рішень і можливостей реалізації процесу контролю. Одним з доцільних рішень в контролі обраного ОК є використання МВСП я засобу збільшення продуктивності контролю.

Розглянуті методи опрацювання сигналів ВСП, зокрема використання перетворення Гільберта, відкриває значні можливості в покращенні якості

контролю. Його застосування дає можливість однозначно визначити амплітудні та фазові характеристики сигналів.

Використання фазових характеристик сигналів ВСП отриманих за допомогою ДПГ дозволяє значно розширити можливості подальшого застосування статистичних методів опрацювання даних. Це створить можливості для підвищення таких важливих параметрів ВСД як роздільна здатність, завадостійкість.

Проаналізовано вибраний ОК, а саме алюмінієві листи. Визначено види та особливості застосування алюмінію.

## 2. РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ ОК – ПЕРЕТВОРЮВАЧ

### 2.1 Розрахунок ВСП

В якості вимірювального перетворювача в роботі застосовується матричний ВСП, що складається з одиничних трансформаторних, накладних ВСП з диференційним включенням вимірювальних котушок[21]. Схематичне представлення конфігурації котушок індуктивності у ВСП, та їх геометричні параметри представлено на рис 2.1.

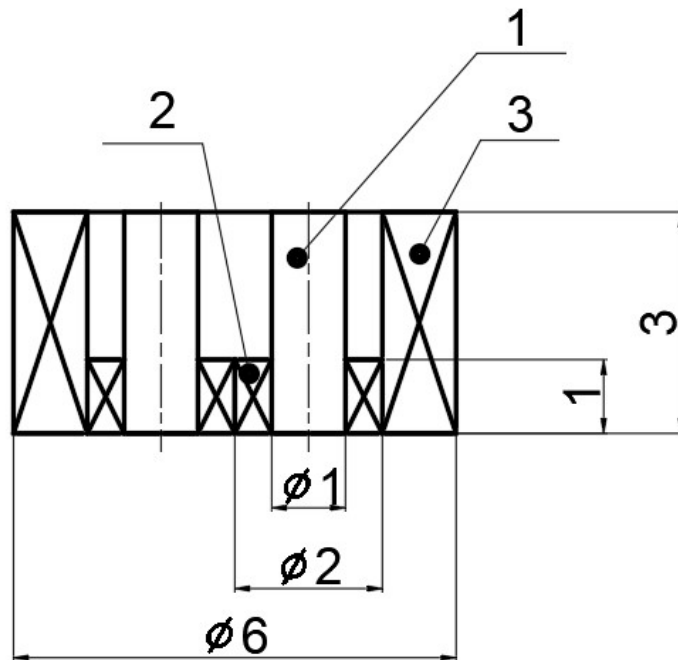


Рис. 2.1 – Схема одиничного ВСП (1 – феритовий стержень; 2 – вимірювальна котушка; 3 – котушка збудження;)

Для створення підсистеми вимірювального тракту необхідно визначити характеристики сигналу на виході ВСП[22].

Виберемо діаметр обмотки збудження :

$$D_{sr} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

Далі необхідно визначити узагальнений параметр  $\beta$ . Для цього скористаємось графіком функції залежності приросту напруги від узагальненого параметра та глибини дефекту  $\Delta U(\beta, h)$ , що представлений на рис. 2.2. Користуючись даними з представленого графіку видно, що максимальні значення приросту напруги

відбуваються в діапазоні  $\beta = 6 \dots 10$ . Тому для подальших розрахунків виберемо  $\beta = 6$ .

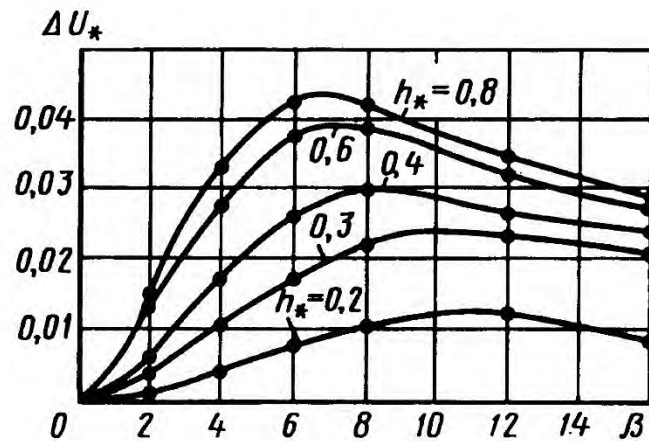


Рис. 2.2 – Графік залежності  $\Delta U(\beta, h)$

Виберемо аксіальну довжину котушки збудження ( $L$ ) виходячи з умови :

$$0.15 < \frac{L}{D_{sr}} < 0.3 \text{ м} \quad (2.1)$$

Звідки

$$0.9 \cdot 10^{-3} < L < 1.8 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (2.2)$$

Виберемо

$$L = 1.8 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

Користуючись умовою 2.3 оберемо діаметр проводу котушки збудження:

$$0.1 \cdot 10^{-3} < d_1 < 0.8 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (2.3)$$

Оберемо

$$d_1 = 0.1 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

Далі необхідно провести розрахунок числа витків котушки збудження.

Спочатку розрахуємо кількість самих слоїв:

$$n = \frac{L}{d_{iz}} \quad (2.4)$$

де  $d_{iz}$  – діаметр проводу котушки збудження з ізоляцією

Для  $d_1 = 0.1 \cdot 10^{-3}$  м. значення  $d_{iz} = 0.12 \cdot 10^{-3}$  м.

Відповідно

$$n = \frac{1.8 \cdot 10^{-3}}{0.12 \cdot 10^{-3}} = 15 \quad (2.5)$$

Визначаємо кількість витків в одному слої котушки збудження  $W_{II}$ :

$$W_{II} = \frac{S_0}{d_{iz} \cdot L} \quad (2.6)$$

де  $S_0$  – площа поперечного перерізу обмотки котушки збудження;

Користуючись рис. 2.1 визначемо, що:

$$S_0 = 3 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2;$$

Отже,

$$W_{II} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{0.12 \cdot 10^{-3} \cdot 1.8 \cdot 10^{-3}} = 13.89 \approx 13 \quad (2.7)$$

Загальна кількість витків  $W_1$ :

$$W_1 = W_{II} \cdot n \quad (2.8)$$

$$W_1 = 13 \cdot 15 = 195$$

Для розрахунку струму збудження ( $I$ ) скористаємося умовою перегріву котушки:

$$I = (0,85 \div 0,9) \cdot I_{пр} \quad (2.9)$$

де  $I_{пр}$  – струм при якому відбудеться перекерів котушки;

Струм перегріву розраховується з формули:

$$I_{пр} = \sqrt{\frac{\lambda \cdot S_{ol} \cdot [Q]_d}{R}} \quad (2.10)$$

де  $\lambda = (8 \div 12) \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2}$  – коефіцієнт теплопередачі;

$S_{ol}$  – площа поверхні охолодження котушки;

$[Q]_d$  – допустима температура перегріву;

$R$  – активний електричний опір котушки;

Розрахуємо активний опір котушки за формулою:

$$R = \frac{4 \cdot \rho \cdot W_l \cdot D_{sr}}{d_1^2} \quad (2.11)$$

де  $\rho = 0.0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$  – питомий електричний опір міді – матеріалу, з

якого виготовлено дріт.

$$R = \frac{4 \cdot 0.0175 \cdot 195 \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{0.01 \cdot 10^{-3}} = 0.84 \text{ Ом};$$

Оцінимо орієнтовну площу охолодження котушки:

$$S_{ol} \approx 4 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2$$

Виберемо допустиму температуру перегріву котушки:

$$[Q]_d = 5 \text{ }^\circ\text{C}$$

Підставимо всі необхідні дані в формулу 2.10 та отримаємо:

$$I_{пр} = \sqrt{\frac{10 \cdot 4 \cdot 10^{-5} \cdot 5}{0.84}} = 0.048 \text{ А}$$

Згідно формули 2.9 визначаємо робочу силу струму:

$$I = 0.8 \cdot 0.048 = 0.039 \text{ А}$$

Обераємо

$$I = 0.03 \text{ А}$$

Діаметр проводу вимірювальної котушки визначається з умови:

$$0.02 \cdot 10^{-3} < d_2 < 0.1 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (2.12)$$

Встановимо

$$d_2 = 0.065 \text{ м}$$

Виберем число витків вимірювальної котушки  $W_2$ :

$$W_2 = 100$$

Користуючись наступною формулою визначемо частоту (f) струму збудження :

$$f = \frac{2 \cdot \beta^2}{D_{sr}^2 \cdot \pi \cdot \gamma \cdot \mu_0} \quad (2.13)$$

де  $\gamma$  – питома електропровідність матеріалу, рівна  $35 \cdot 10^6 \frac{\text{См}}{\text{м}}$  для алюмінію;

$\mu_0$  – магнітна стала, рівна  $4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$ ;

$$f = \frac{2 \cdot 6^2}{6^2 \cdot 10^{-3} \cdot 3.14 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7}} = 1.1 \cdot 10^4 \text{ Гц}$$

Наступним етапом є визначення глибини проникнення вихрових струмів:



$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \gamma \cdot \mu_0}} \quad (2.14)$$

де  $\omega$  – кутова частота рівна

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (2.15)$$

$$\omega = 2 \cdot 3.14 \cdot 1.1 \cdot 10^4 = 7.14 \cdot 10^4 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

Підставивши отримані дані в 2.14 отримаємо:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{7.14 \cdot 10^4 \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7}}} = 7.979 \cdot 10^{-4} \approx 8 \cdot 10^{-4} \text{ м};$$

Визначемо напругу холостого ходу:

$$U_{x.x} = 1.35 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot W_2 \cdot W_1 \cdot (m - 0.3) \cdot I \cdot \sqrt{D_{sr} \cdot 2 \cdot D_{sr}} \quad (2.16)$$

де  $m$  – параметр що рівний 2 для даного випадку;

$$U_{x.x} = 1.35 \cdot 7.14 \cdot 10^4 \cdot 4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 195 \cdot (2 - 0.3) \cdot 0.03 \cdot \sqrt{6 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 6 \cdot 10^{-3}} = 1.04 \text{ В};$$

Абсолютне значення внесеної напруги визначається за виразом:

$$U_v = U_{x.x} \cdot (\text{Re}(U_v^*) + j\text{Im}(U_v^*)) \cdot e^{-3 \cdot \xi} \quad (2.17)$$

де  $\xi$  – відносна відстань між ВСП та повернею ОК, визначається з формули:

$$\xi = \frac{h_1 + h_2}{D_e} \quad (2.18)$$

де  $h_1$  – зазор між поверхнею ОК та котушкою збудження, оберемо рівним 0.1 мм;

$h_2$  – зазор між поверхнею ОК та вимірювальною котушкою, оберемо рівним 0.1 мм;

$D_e$  – еквівалентний діаметр ВСП, розраховується за наступною формулою:

$$D_e = D_{sr} + 1.5 \cdot h_1 \quad (2.19)$$

$$D_e = 6 \cdot 10^{-3} + 1.5 \cdot 0.1 \cdot 10^{-3} = 0.615 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Підставивши необхідні значення в формулу 2.18 отримуємо:

$$\xi = \frac{0.1 \cdot 10^{-3} + 0.1 \cdot 10^{-3}}{0.615 \cdot 10^{-3}} = 0.032$$

Для визначення комплексної відносної внесеної напруги скористаємось годографом представленим на рис 2.3. На цьому годографі штрих-пунктиром зображений графік, що відноситься до ОК нескінченної товщини, а крайній з іншої сторони графік побудований для нескінченно тонкого об'єкту. Суцільними кривими зображено залежність внесеної напруги, від зміни товщини  $T$ , при фіксованому значенні питомої електропровідності  $\sigma$  (параметру  $\beta = \text{const}$ ), штриховими лініями зображено залежність внесеної напруги – при змінній  $\sigma$  (параметру  $\beta$ ) при сталих значеннях товщини листа ( $T = \text{const}$ ). Для отримання необхідних даних побудуємо проєкції на осі годографа для значення  $\beta = 6$ , на кривій, що відповідає нескінченно великій товщині ОК, оскільки його товщина значно перевищує глибину проникнення вихрових струмів.

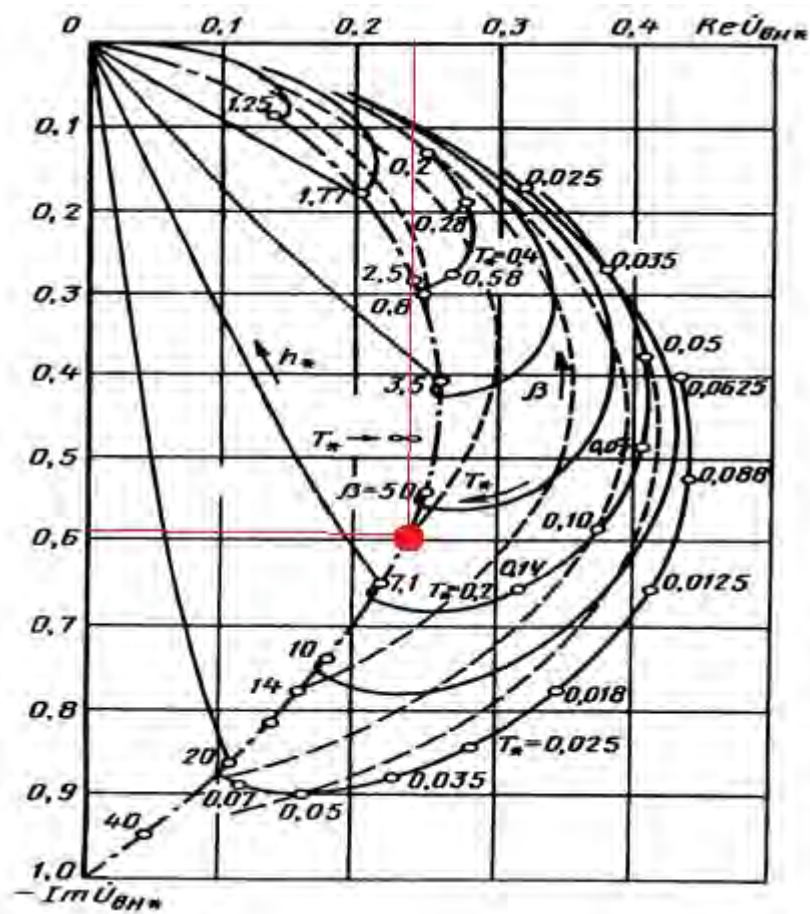


Рис. 2.3 - Годограф відносної внесеної напруги накладного перетворювача

Як видно з рис.2.3 значення відносної внесеної напруги рівні:

$$Re(U_v^*) = 0.23$$

$$Im(U_v^*) = -0.59$$

Підставивши все необхідні дані в рівняння 2.17 отримаємо:

$$U_v = 1.04 \cdot (0.23 - j0.59) \cdot e^{-3 \cdot 0.032} = 0.22 - 0.56j$$

Модуль значення абсолютної внесеної напруги рівний:

$$|U_v| = 0.6 \text{ В}$$

Далі необхідно розрахувати внесену напругу від дефектів. За основу візьмемо умовно нескінченно довгий дефект, з глибиною залягання близько 0.5мм. Користуючись годографом зображеним на рис. 2.4. визначимо значення комплексної внесеної напруги дефекта.

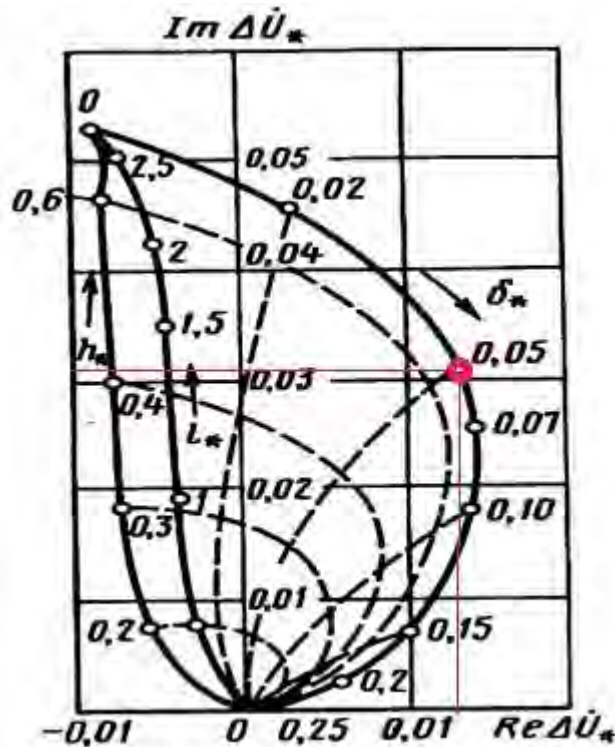


Рис. 2.4 – Годограф відносної внесеної напруги спричиненої впливом дефекта

$$Re(U_{vd}^*) = 0.012$$

$$Im(U_{vd}^*) = 0.031$$

Підставивши все необхідні дані в рівняння 2.17 отримаємо:

$$U_{vd} = 1.04 \cdot (0.012 + j0.031) \cdot e^{-3 \cdot 0.032} = 0.011 + 0.029j$$

Модуль значення внесеної напруги, що виникає в результаті впливу дефекта рівний:

$$|U_{vd}| = 0.032 \text{ В}$$

Враховуючи диференційне з'єднання вимірювальних котушок, напруга на виході ВСП стане рівною напрузі що виникає в результаті впливу дефекту.

## 2.2 Вибір конфігурації матричного ВСП

В якості об'єкта для контролю запропонованою системою вихрострумової дефектоскопії, задано листовий алюміній. Якщо говорити про геометричні характеристики ОК, виходячи з яких було розраховано параметри перетворювача, то слід зазначити що система орієнтована на контроль алюмінієвого листа товщиною 2 мм. Таке значення обґрунтовано виходячи з визначеної глибини проникнення вихрових струмів (близько 1 мм), яка дозволяє провести дефектоскопію всього ОК в разі двостороннього контролю.

Оскільки ширина листів алюмінію варіюється від потреб виробників у значних межах, раціональним є проведення контролю з захопленням матричним перетворювачем значної смуги ОК. Для контролю всієї поверхні листа необхідно виконати зміщення матриці елементів по ширині листа. Тому обраний матричний ВСП складається з 16 одиничних ВСП розрахунок вихідних сигналів яких наведено в попередньому розділі. Перевагою даного ВСП є застосування в них диференціального включення вимірювальних котушок. Це дає змогу відстроїтись від впливу параметрів матеріалу ОК. За умови порушення однорідності матеріалу об'єкта, наприклад за наявності тріщин, та скануванні ОК на виході такого перетворювача виникає сигнал, що залежить тільки від параметрів дефекту (глибини та протяжності тріщини, глибини її залягання) Схематичне представлення

процесу формування вимірювального сигналу у випадку застосування диференційного ВСП зображено на рис 2.5.

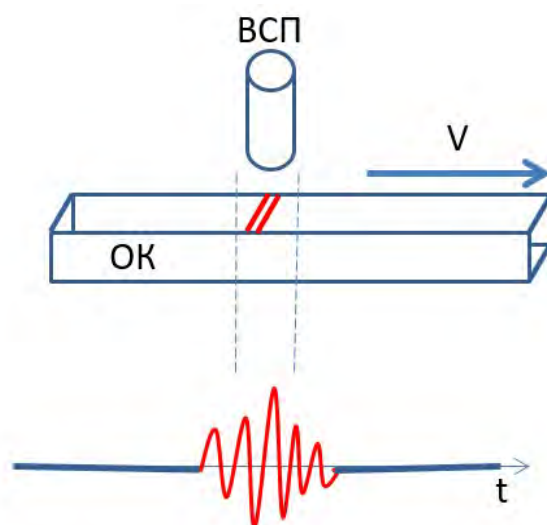


Рис. 2.5 - схематичне представлення формування сигналу диференційного ВСП

Для визначення прийнятної конфігурації перетворювачів слід врахувати ряд факторів, одним з яких є взаємний електромагнітний зв'язок між перетворювачами всередині матриці. Величина цього зв'язку може створювати завади, наявність яких значно ускладнює формування достовірних результатів контролю. Для зменшення значення даних завад до рівня за якого їх вплив не буде критичним при проведенні дефектоскопії, датчики в середині матричного ВСП доцільно розташовувати на відстані рівній половині діаметра одного датчика. Проте таке розташування призводить до падіння чутливості в зоні між датчиками, що негативно вплине на вірогідність контролю. Для подолання даної проблеми, датчики розташовано в два ряди зі зміщення, що відповідає розташуванню центра перетворювачів другого ряду на лініях проведених по середині між сусідніми датчиками іншого ряду. Таке розташування перетворювачів в датчику дозволить отримати максимально рівномірну чутливість до дефектів для всієї контрольованої поверхні об'єкту. Використану конфігурацію перетворювачів в матриці схематично зображено на рис 2.6.

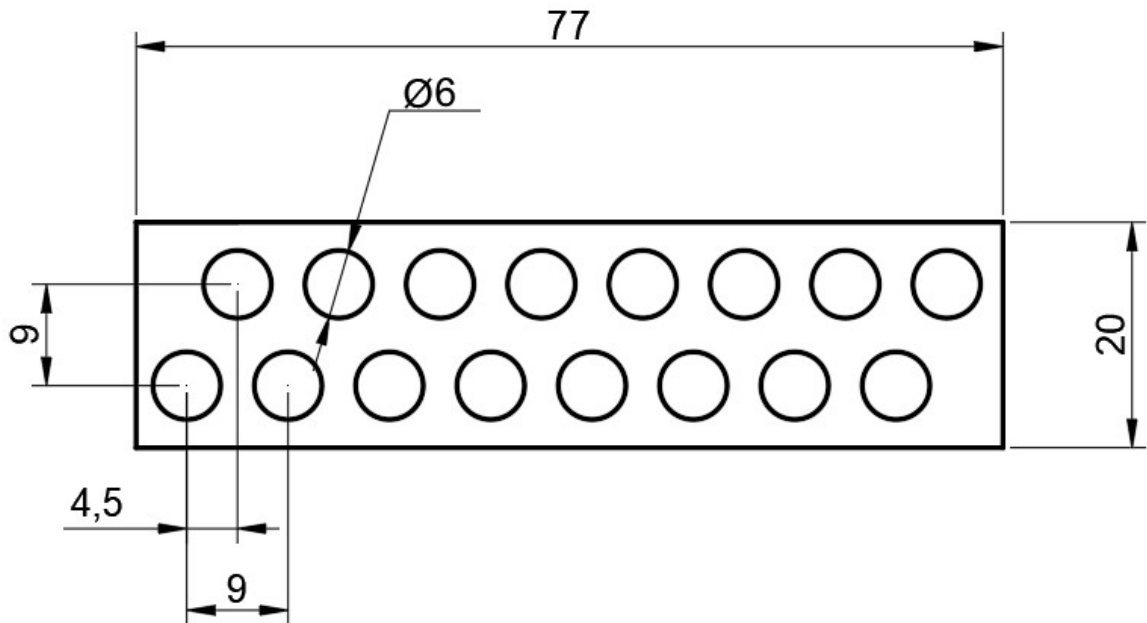


Рис. 2.6 – Схематичне зображення конфігурації перетворювачів в матричному ВСП

### 2.3 Аналіз можливих структурних схем системи

При проектуванні запропонованої системи автоматизованого вихрострумового контролю використано матричний ВСП, що складається з накладних диференційних перетворювачів, це дозволяє використати декілька підходів до розроблення структурної схеми системи. Різниця між ними обумовлена наявністю різних вимог до продуктивності контролю, складності реалізації системи.

Першим варіантом роботи розробленої системи є послідовна робота перетворювачів всередині матричного ВСП з використанням при цьому одного вимірювального каналу. Структурна схема описаної реалізації представлена на рис. 2.7.

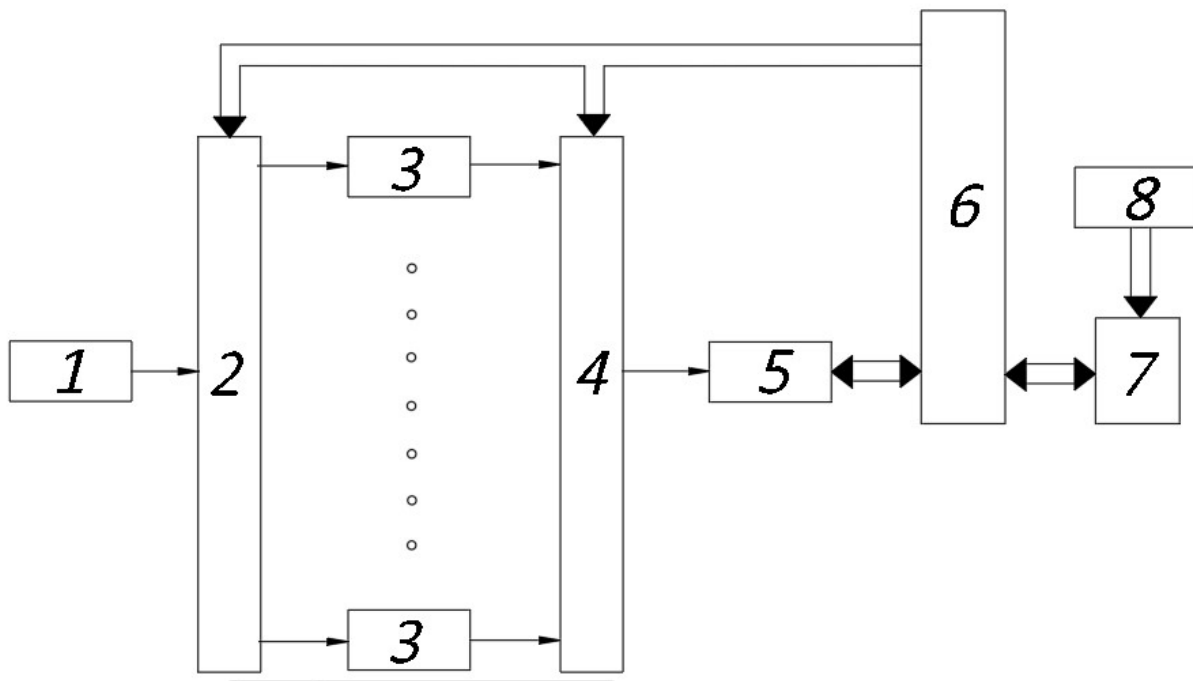


Рис. 2.7 – Структурна схема з послідовною роботою окремих ВСП

Генератор синусоїдного сигналу (1), формує вхідний сигнал котушки збудження ВСП для генерації вихрових струмів в ОК, сформована синусоїда попередньо надходить на комутатор (2) для послідовно підключення кожного з 16-ти каналів системи. Після отримання інформативного сигналу на обраному ВСП (3) він надходить на комутатор (4), використаний для виключення можливості потрапляння сигналів завад з неактивних каналів на блок вимірювального каналу (5). Даний вимірювальний канал включає в себе вимірювальний підсилювач, смуговий фільтр та аналого-цифровий перетворювач, та формує на виході готовий до цифрової обробки сигнал. Далі знаходиться цифровий інтерфейс (6), який сполучає цифрову частину системи з ПК(7), та керує роботою використаних комутаторів. Подальша обробка сигналу відбувається засобами програмного забезпечення (8), встановленими на ПК.

До переваг даної структурної схеми слід віднести простоту електричного тракту, та наявність всього одного вимірювального каналу, що значно економить матеріальні ресурси. Основним недоліком подібного рішення є необхідність

стаціонарного позиціювання датчику протягом повного циклу зняття сигналів з всіх каналів, або руху датчика зі швидкістю коли його переміщення не спричинювало утворення непроконтрольованих зон на поверхні ОК. В будь-якому разі це призводить до зниження продуктивності даної системи, що значно знижує раціональність її використання та є недопустимим в деяких випадках. Проведемо розрахунок продуктивності контролю без урахування часу спрацювання аналогових компонентів електричного тракту. В якості параметру продуктивності використаємо значення максимально можливої відносної швидкості( $V$ ) руху датчику та ОК:

$$V = \frac{L_d}{t_1 \cdot n} \quad (2.20)$$

де  $L_d$  – значення максимального переміщення при якому положення датчика вважається стаціонарним а поверхня ОК під датчиком є проконтрольованою, в даному випадку береться рівним половині діаметра одиничного ВСП:

$$L_d = 3 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$n$  – кількість каналів системи;

$t_1$  – час необхідний для контролю однієї ділянки ОК, в даному випадку співмірний часу генерації 10 періодів вхідного сигналу:

$$t_1 \approx 10^{-2} \text{ с};$$

Підставивши отримані значення отримаємо:

$$V = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{10^{-2} \cdot 16} = 0.019 \frac{\text{м}}{\text{с}};$$

Отже, подібна структурна схема є раціональною при необхідності контролю з невеликою швидкістю, проте при невеликих матеріальних витратах.



Наступною можливою структурною схемою представленої системи є схема з паралельною роботою всіх перетворювачів. Дана структурна схема представлена на рис 2.8.

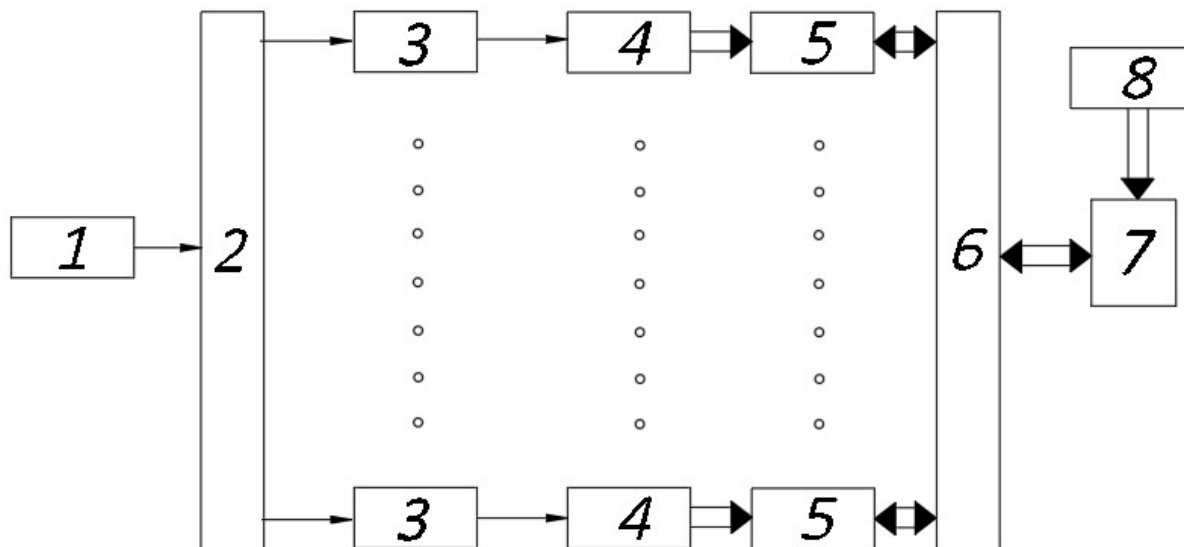


Рис. 2.8 – Структурна схема з паралельною роботою одиничних ВСП

Генератор синусоїдного сигналу (1), формує вхідний сигнал котушки збудження ВСП для генерації вихрових струмів в ОК, сформована синусоїда попередньо надходить на підсилювач потужності (2) для отримання на кожному з ВСП (3) вхідного синусоїдного сигналу розрахованої в розділі 2.1 амплітуди. Після отримання інформативного сигналу на обраному ВСП (3) він надходить до вимірювального каналу (4). Даний вимірювальний канал включає в себе вимірювальний підсилювач, смуговий фільтр та аналого-цифровий перетворювач, та формує на виході готовий до цифрової обробки сигнал. Далі знаходиться зовнішня пам'ять (5) для узгодження роботи АЦП та цифрового інтерфейсу (6), який сполучає цифрову частину системи з ПК (7). Подальша обробка сигналу відбувається засобами програмного забезпечення (8), встановленими на ПК.

До переваг даної структурної схеми слід віднести максимальну швидкість проведення контролю, високу точність визначення координат дефекту за рахунок однозначного позиціонування кожного з використаних перетворювачів та певної частини поверхні ОК. Основним недоліком подібного рішення є складність

реалізації електричного тракту системи, необхідність використання окремого аналого-цифрового перетворювача для кожного каналу системи. Ще одним недоліком є можливе виникнення завад за рахунок електромагнітного зв'язку між окремими ВСП. Рівень завад є важко прогнозованим і залежить від значної кількості параметрів.

Проведемо розрахунок продуктивності контролю без урахування часу спрацювання аналогових компонентів електричного тракту. В якості параметру продуктивності використаємо значення максимально можливої відносної швидкості( $V$ ) руху датчику та ОК:

$$V = \frac{L_d}{t_1} \quad (2.21)$$

де  $L_d$  – значення максимального переміщення при якому положення датчика вважається стаціонарним а поверхня ОК під датчиком є проконтрольованою, в даному випадку береться рівним половині діаметра одиничного ВСП:

$$L_d = 3 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$t_1$  – час необхідний для контролю однієї ділянки ОК, в даному випадку співмірний часу генерації 10 періодів вхідного сигналу:

$$t_1 \approx 10^{-2} \text{ с};$$

Підставивши отримані значення отримаємо:

$$V = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{10^{-2}} = 0.3 \frac{\text{м}}{\text{с}};$$

Отриманий результат максимально можливої швидкості контролю вказує на те, що навіть з урахуванням її зменшення з поправкою на швидкість роботи аналогових компонентів, та обробку вихідних сигналів, продуктивність контролю є оптимальною з використанням даної структурної схеми.

Ще однією структурною схемою є використання проміжного між першими двома варіантами рішення, в якому використано групування перетворювачів. Їх групування відбувається за принципом відсутності сусідства між перетворювачами однієї групи. При цьому ВСП в середині однієї групи працюють паралельно, а самі

групи активуються послідовно, таким чином виключається можливість паралельної роботи сусідніх перетворювачів, що зменшує недоліки попередньої структурної схеми. Схематично групи датчиків представлені на рис. 2.9.

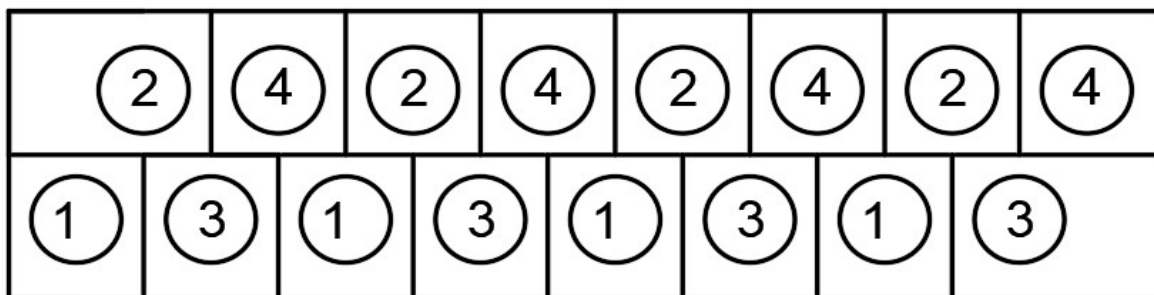


Рис. 2.9 – Схематичне представлення групування датчиків

Сама структурна схема представлена на рис. 2.10.

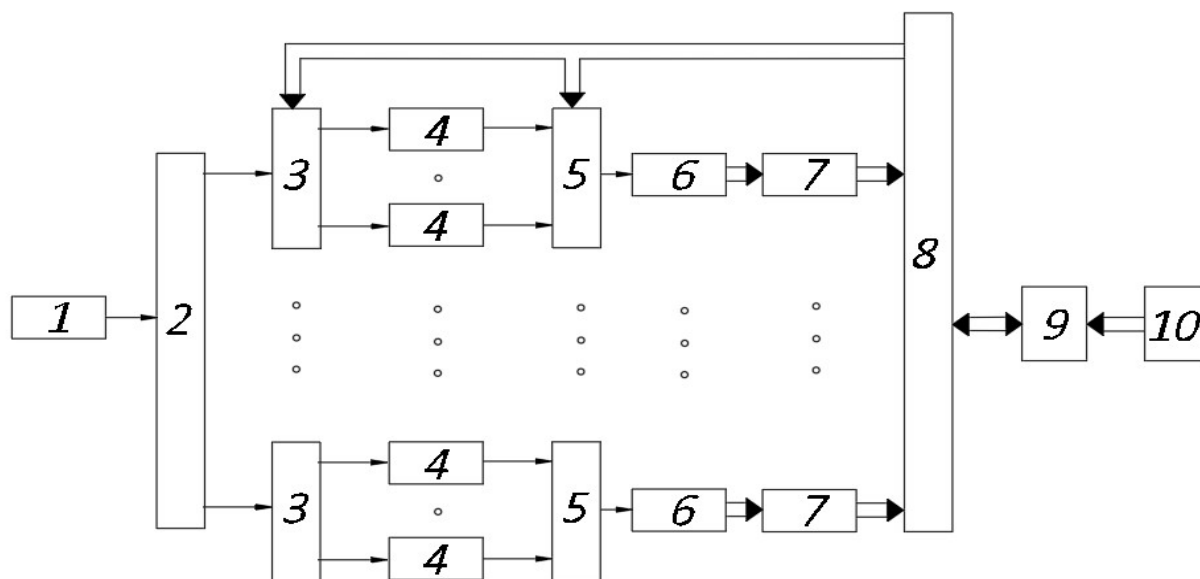


Рис. 2.10 – Структурна схема з використанням групуванням ВСП

Генератор синусоїдного сигналу (1), формує вхідний сигнал котушки збудження ВСП для генерації вихрових струмів в ОК, сформована синусоїда попередньо надходить на підсилювач потужності (2), отримане значення напруги надходить на комутатор (3) кожної з груп для послідовно підключення кожного з 4-ти каналів групи перетворювачів. Після отримання інформативного сигналу на обраному ВСП (4) він надходить на комутатор (5), використаний для виключення

можливості потрапляння сигналів завад з неактивних каналів на блок вимірювального каналу (6). Даний вимірювальний канал включає в себе вимірювальний підсилювач, смуговий фільтр та аналого-цифровий перетворювач, та формує на виході готовий до цифрової обробки сигнал. Далі знаходиться зовнішня пам'ять (7) для узгодження роботи АЦП та цифрового інтерфейсу (8), який сполучає цифрову частину системи з ПК (9), та керує роботою використаних комутаторів. Подальша обробка сигналу відбувається засобами програмного забезпечення (10), встановленими на ПК.

Дана структурна схема є компромісною по відношенню до переваг та недоліків попередніх. До переваг слід віднести значне зменшення рівня завад внесених електромагнітним зв'язком між перетворювачами, за рахунок відсутності сусідніх одночасно активних перетворювачів. Продуктивність при такому контролі є проміжною між схемою з паралельною та послідовною роботою ВСП. Недоліком слід вважати необхідність ускладнення схеми для групування перетворювачів.

В якості параметру продуктивності використаємо значення максимально можливої відносної швидкості( $V$ ) руху датчику та ОК:

$$V = \frac{L_d}{t_1 \cdot \frac{n}{4}} \quad (2.22)$$

де  $L_d$  – значення максимального переміщення при якому положення датчика вважається стаціонарним а поверхня ОК під датчиком є проконтрольованою, в даному випадку береться рівним половині діаметра одиничного ВСП:

$$L_d = 3 \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$n$  – кількість каналів системи;

$t_1$  – час необхідний для контролю однієї ділянки ОК, в даному випадку співмірний часу генерації 10 періодів вхідного сигналу:

$$t_1 \approx 10^{-2} \text{ с};$$

Підставивши отримані значення отримаємо:

$$V = \frac{3 \cdot 10^{-3}}{10^{-2} \cdot \frac{16}{4}} = 0.075 \frac{\text{м}}{\text{с}};$$

Отже, дана структурна схема є оптимальною, зважаючи на її відносно високу продуктивність, та наявних переваг.

## **2.4 Розроблення принципів схем окремих вузлів системи**

Основною складовою кожної з описаних структурних схем є блок вимірювального каналу. Він включає в себе вимірювальний підсилювач, фільтр, та аналого-цифровий перетворювач. Розрахунок його вузлів є ключовим для подальшої обробки сигналу.

### **2.4.1 Розрахунок вимірювального підсилювача**

В даній роботі було використано стандартна схема двокаскадного вимірювального підсилювача на базі операційного підсилювача (Рис. 2.11). Перший каскад, складається з операційних підсилювачів DA1.1, DA2.2, в ньому посилюється диференціальний сигнал в  $(R3 + R5 + R6)/R3$  раз, і коефіцієнт передачі для синфазної напруги рівний 1. Відповідно, диференціальний сигнал збільшується на виходах DA1.1, DA2.2, без збільшення синфазного сигналу[23]. Другий каскад, зроблений на операційному підсилювачі DA1.3, в диференціальному включенні посилює сигнал в  $RV1/R8$  раз. Така схема має більш високий вхідний імпеданс і забезпечує велике посилення порівняно з схемами на одному ОП. Для регулювання коефіцієнта підсилення використано змінний резистор RV1.

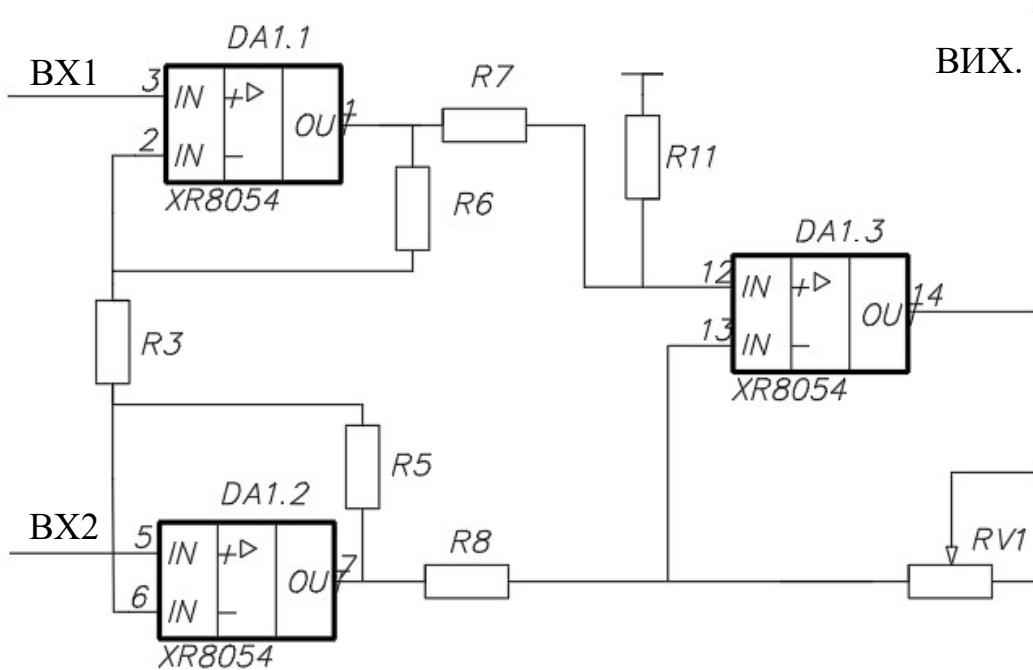


Рис. 2.11 – Принципова схема вимірювального підсилювача

Значення параметрів компонентів наведеного підсилювача:

$$R6 = R3 = R5 = 2 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R7 = R8 = R11 = 1 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$RV1 = 2.7 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

Розрахуємо коефіцієнт підсилення даного вимірювального підсилювача:

$$K_u = \frac{R3 + R5 + R6}{R3} \cdot \frac{RV1}{R8} \quad (2.23)$$

$$K_u = \frac{2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3} \cdot \frac{2.7 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} = 8$$

В якості операційного підсилювача візьмем ОР491, параметри даного операційного підсилювача відповідають потребам необхідним при роботі проектованої системи.

#### 2.4.2 Розрахунок смугового фільтра

Зображена схема (Рис. 2.12) використовується для побудови фільтрів с високою добротністю, оскільки вона не критична до відхилення значень елементів від номінальних, проста в настройці і не потребує використання елементів з

великим діапазоном номіналів. Ці переваги досягаються за рахунок використання двох ОП. Проте використання ще одного ОП може привести до збільшення дрейфу і шумів в прецизійних системах.

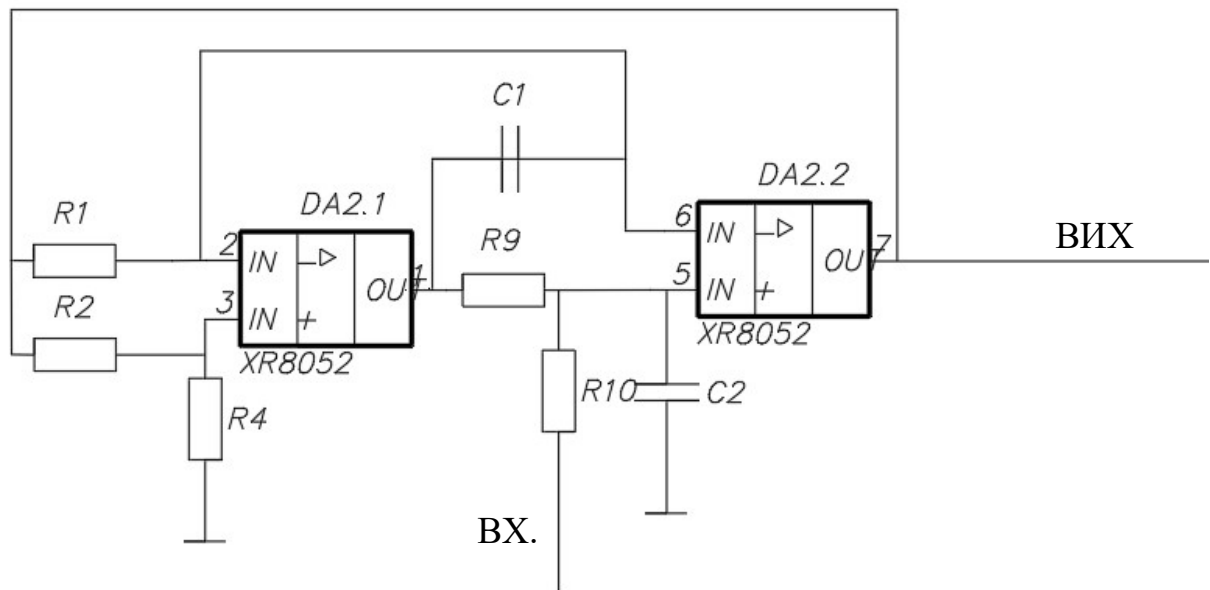


Рис. 2.12 – Принципова схема смугового фільтра

Значення параметрів компонентів наведеного фільтра:

$$R1 = 0.15 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R2 = 8 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R4 = 1 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R9 = 0.3 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R10 = 5 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$C1 = 0.5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

$$C2 = 2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф};$$

Визначимо ключові характеристики смугового фільтра:

$$K = 1 + \frac{R2}{R4} \quad (2.24)$$

де K – коефіцієнт передачі фільтра;

$$K = 1 + \frac{8}{1} = 9;$$

$$f = \sqrt{\frac{R2}{R1 \cdot R9 \cdot R4 \cdot C1 \cdot C2}} \quad (2.25)$$

де  $f$  – центральна частота смуги пропускання фільтра;

$$f = \sqrt{\frac{6 \cdot 10^3}{0.15 \cdot 10^3 \cdot 0.3 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 0.5 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 1.155 \cdot 10^4 \text{ Гц};$$

$$Q = R10 \cdot C2 \cdot f \quad (2.26)$$

де  $Q$  – добротність даного смугового фільтра

$$Q = 5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 1.155 \cdot 10^4 = 115$$

$$\Delta f = \frac{1}{R10 \cdot C2} \quad (2.27)$$

де  $\Delta f$  – смуга пропускання фільтра по рівню -3 дБ;

$$\Delta f = \frac{1}{5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 100 \text{ Гц}$$

В якості операційного підсилювача а основі якого будується даний смуговий фільтр візьмем ОР491, параметри якого відповідають потребам необхідним при роботі проектованої системи.

#### 2.4.3 Обґрунтування вибору АЦП

Вибір АЦП слід провести враховуючи наступні умови[24]:

- Частота дискретизації повинна бути як мінімум у 2 рази вищою за максимальну частоту в спектрі вхідного сигналу;
- Розрядність АЦП повинна задовольняти вимогам точності;
- Вхідний сигнал повинен буди в межах динамічного діапазону.

Тобто при забезпеченні двох вибірок при максимальній частоті прийнятого сигналу 11 (кГц) необхідно обрати частоту дискретизації  $f_d \geq 22$  (МГц). Беремо

$$f_d = 100 \text{ кГц}$$

Розрахуємо розрядність АЦП,

Приймемо  $U_{\text{прийн}} = 2.5$  (В) – так як на це очікувана напруга від дефекту після підсилення.



Задаємося складовою похибки АЦП: похибка має бути не більшою за 1%

Розрахуємо крок квантування:

$$Q = U_{\text{прийн}} \cdot \delta_{\text{пр.мах}} = 2.5 \cdot 0.01 = 0.025\text{В} \quad (2.28)$$

Розраховуємо розрядність АЦП:

$$q_{\text{ацп}} = \left[ \log_2 \left( \frac{U_{\text{ацп}}}{Q} \right) \right] + 1 = \left[ \log_2 \left( \frac{5}{0.025} \right) \right] + 1 = 9 \quad (2.29)$$

Мінімальна розрядність АЦП обираємо рівною 10

Обираємо АЦП AD977. Його основні технічні характеристики:

- 16-розрядний монолітний АЦП;
- Частота дискретизації 100 (кГц);
- Динамічний діапазон повинен бути в межах: [-3.3 3.3] В.

#### Висновки до розділу

В даному розділі виконано розрахунок параметрів інформативних сигналів очікуваних на виході матричного ВСП, зокрема розраховано характеристики сигналу, який виникає при проходженні диференційних перетворювачів з яких складається матричний ВСП, над дефектною частиною поверхні ОК.

Розроблено конфігурацію матриці, що складається з диференційних перетворювачів, для якої загальна чутливість датчика та якість результату контролю буде більш рівномірною, а електромагнітний зв'язок між котушками не буде викликати критичних завад в каналах перетворювачів.

Проаналізовано можливі структурні схеми для реалізації запропонованої автоматизованої системи. Визначено переваги та недоліки кожної з схем, наведено розрахунок продуктивності контролю через параметр максимально можливої швидкості руху датчика відносно ОК.

Наведено розрахунки складових вимірювального каналу вихрострумової системи, які використовуються у всіх розглянутих структурних схемах і є ключовими для процесу опрацювання інформативного сигналу ВСП.

### 3. РОЗРОБЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛУ ВСП

#### 3.1 Алгоритм роботи системи вихроstromової дефектоскопії

Алгоритм роботи запропонованої багатоканальної системи вихроstromової дефектоскопії базується на використанні в якості інформативного параметра, фазових характеристик сигналу отриманого в результаті проведення контролю.

Структурну схему автоматизованої системи вихроstromової дефектоскопії зображено на рис.3.1.

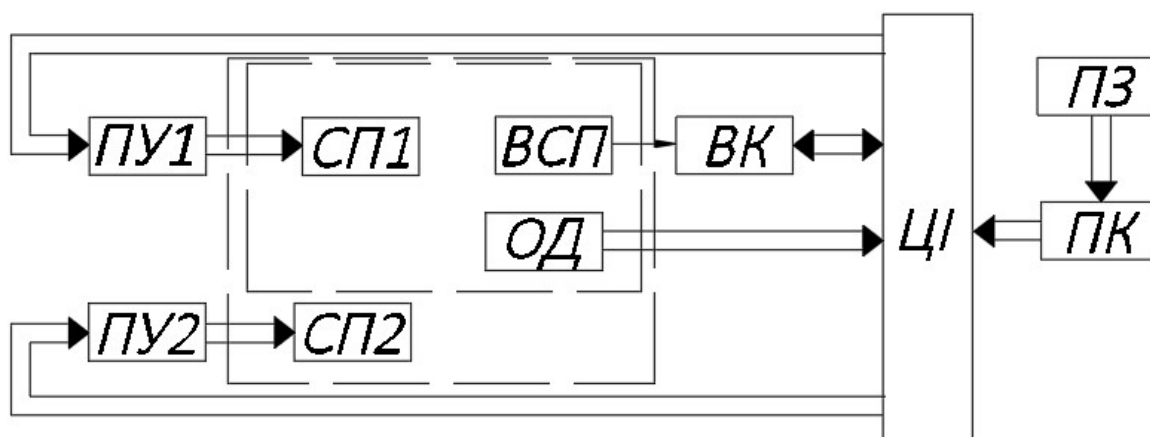


Рис. 3.1 – Структурна схема системи вихроstromової дефектоскопії

Основою даної структурної схеми є описана в попередньому розділі схема багатоканальної вихроstromової дефектоскопії з деякими спрощеннями.

Механічна частина системи складається з двох скануючих платформ (СП). Вони призначені для забезпечення руху матричного ВСП в двох напрямках. Перший з яких відповідає за рух вздовж ОК, і забезпечується прикріпленням матричного ВСП на першій з скануючих платформ. Оскільки поперечні розміри ОК можуть варіюватись, виникає необхідність в можливості руху в поперечному напрямку. Тому друга скануюча платформа (СП2) являється основою для першої скануючої платформи, та виконує рух у поперечному напрямку ОК. Для керування кожною з платформ використовується пульт управління (ПУ) зв'язок з яким забезпечується цифровим інтерфейсом (ЦІ). Сам процес контролю проводиться за

рахунок з використанням матричного ВСП (ВСП), сигнал з якого підсилюється, фільтрується та оцифровується проходячи вимірювальний канал(ВК), розрахунки елементів якого представлені в попередньому розділі. Аналіз результатів контролю а саме процес виявлення дефектних ділянок ОК, відбувається на персональному комп'ютері(ПК), засобами програмного забезпечення(ПЗ). Для визначення наявності ОК під матричним ВСП та виставлення відповідного зазору використовується сигнал з оптичного датчика (ОД). Для регулювання зазору між матричним ВСП та ОК необхідно механічно регулювати розташування на ній матричного ВСП.

В разі виявлення дефекту засобами програмного забезпечення, відбувається визначення дефектної ділянки поверхні ОК. З цією метою фіксуються координати скануючих платформ, що відповідають даній частині сигналу. Далі знаючи відносні координати матричного ВСП у складі скануючих платформ та номер каналу, водяться відповідні координати зміщення. Для визначення геометричних характеристик дефектів, пропонується аналізувати наявність сигналу що свідчить про дефект, якщо відстань між сигналами від дефекту близька до геометричних розмірів одного диференційного ВСП, робиться висновок що це сигнали від одного дефекту і його розмір та орієнтація визначаються відповідно до кількості та взаємного розташування координат від сигналів з дефектом.

Важливою складовою алгоритму роботи системи є методика опрацювання сигналу з каналу ВСП. В її основу покладено опрацювання фазових характеристик сигналу, з використанням кругових статистик[25]. Фазові характеристики сигналу отримуються за рахунок використання ДПГ. Його застосування для дискретних сигналів описано в розділі 1.3. Особливістю отриманої в результаті використання ДПГ фазової характеристики є її циклічність в разі гармонійності сигналу. Тому для подальшого аналізу фазова характеристика сигналу розгортається, методом додавання значення фази  $2\pi$  в момент скачку фазової характеристики.

Далі відбувається виділення фазової характеристики інформативного сигналу з загальної фазової характеристики. З цією метою від фазової характеристики отриманої в результаті ДПГ віднімається фазова характеристика чистого сигналу

заданої частоти, оскільки частота вхідного сигналу відома з отриманих розрахунків сигналу ВСП. В результаті ділянки сигналу на яких присутні сигнали відповідної частоти будуть мати фазову характеристику яка майже не змінюється з часом. Приклад опрацьованої таким чином фазової характеристики зображено на рис. 3.2.

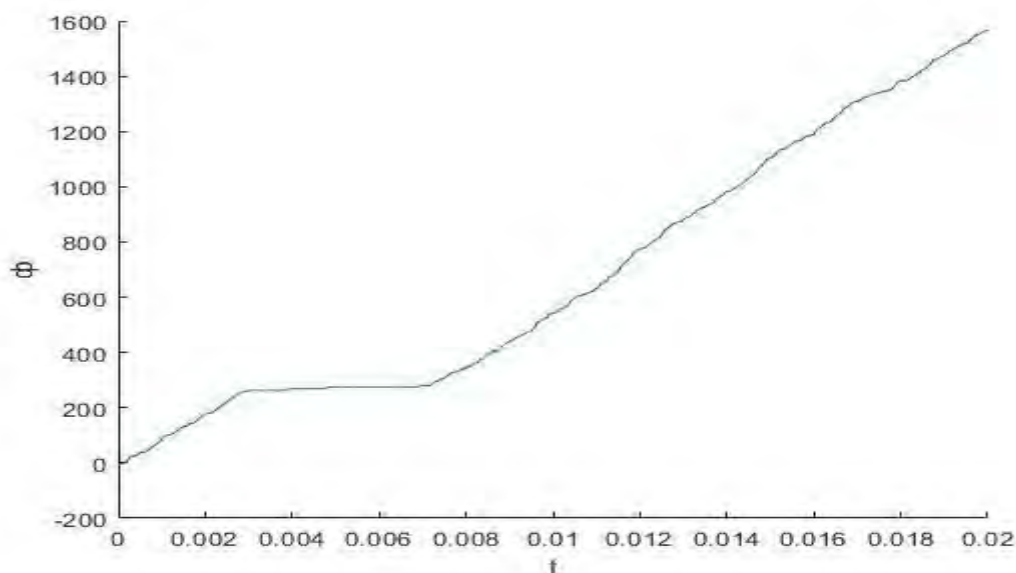


Рис. 3.2 – Опрацьована після ДПГ фазова характеристика

Виділена таким чином фазова характеристика аналізується саме на наявність описаних ділянок з незмінною фазою[26]. Ефективними для подальшого аналізу даної характеристики є статистичні методи. Одним з таких методів базується на основі застосування кругових статистики. Однією з переваг застосування кругових статистик є інваріантність відносно початкової фази та можливість інтерпретації в графічному виді.

Опишемо детальніше застосування кругових статистик для аналізу сигналу отриманого в результаті вихрострумової дефектоскопії. Оскільки подібні результати можна представити у вигляді кутових вимірювань, їх можна проектувати на коло де кут змінюється в межах  $[0, 2\pi)$ . Значення довжини вектору на даному колі визначається амплітудною характеристикою сигналу, яку також можливо отримати з допомогою ДПГ, проте розглянемо випадок коли амплітудна характеристика не враховується. В такому випадку беремо коло одиничного радіуса. Кут вектору відповідає значень фазової характеристики. Далі відбувається знаходження геометричного середнього цих значень. Для прикладу наведемо

знаходження геометричного середнього декількох умовних векторів ( $P_1, P_2, P_3$ ). Спочатку умовно зобразимо їх на колі одиничного радіуса (рис. 3.3).

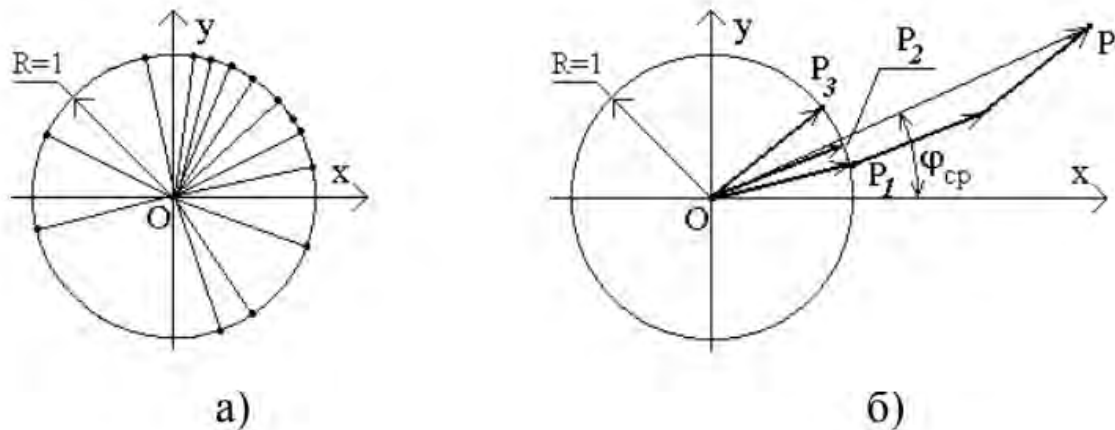


Рис. 3.3 – Графічне зображення кутових величин на колі одиничного радіуса

Пошук середнього геометричного і значень вибірки на колі дозволяє отримати вектор певної довжини (рис. 3.3б). Наприклад, при  $n = 3$  (рис. 2.9 б) сумарний вектор дорівнює  $\overline{OP_1}, \overline{OP_2}, \overline{OP_3}$ . Модуль даного вектору визначається за формулою:

$$r = \frac{1}{n} \left| \sum_{i=1}^n \overline{OP_i} \right| \quad (3.1)$$

де  $n$  – кількість значень вибірки;

Проте для аналізу більша важливою є характеристика кругової дисперсії:

$$V = 1 - r. \quad (3.2)$$

Вона дозволяє оцінити розкид значень векторів для яких виконувався пошук середнього геометричного. Варто зазначити, що значення дисперсії не залежить від початку відліку кутів.

Аналітично формули для визначення значення середнього геометричного виглядають наступним чином:

$$\varphi_{cp} = \arctg \frac{S}{C} + \frac{\pi}{2} \{2 - (\text{sign}(S)) \cdot (\text{sign}(C))\} \quad (3.3)$$

де  $S$  – сумарне значення проєкцій векторів на ось ординат, рівний:

$$S = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sin \varphi_i \quad (3.4)$$

C - сумарне значення проєкцій векторів на ось абсцис, рівний:

$$C = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos \varphi_i \quad (3.5)$$

Значення модуля середнього геометричного розраховується з виразу:

$$r = \sqrt{C^2 + S^2} \quad (3.6)$$

Після розрахунку значення середнього геометричного відбувається пошук кругової дисперсії, за формулою 3.2, що відповідає йому.

З геометричної побудови видно, що значення модуля середнього геометричного прямо пропорційне розкиду кутів вхідних векторів на одиничному колі. З збільшенням значення розкиду кутів, значення модуля ( $r$ ) буде зменшуватися, а значення кругової дисперсії навпаки збільшуватися. Візуально видно що на запропонованому для прикладу графіку фазової характеристики (рис 3.2) на ділянці сигналу що відповідає наявності інформативної складової відомої частоти фазова характеристика буде близькою до сталої. Тому розкид кутів векторів, що відповідають цій ділянці сигналу, в разі їх проєктування на одиничне коло, мінімальний, а отже значення середнього геометричного буде близьким до максимального. Проте в разі пошуку середнього геометричного для всієї фазової характеристики, з його значення не буде нести достатню інформацію про наявність дефекту.

Для збільшення ефективності пошуку застосовується сканування фазової характеристики сигналу ковзним вікном кругової статистики, з вибраним зміщенням[27]. Кількість векторів для проведення кругової статистики в одному вікні, називається апертура вікна, та обирається виходячи з очікуваної тривалості сигналу від дефекту. Приклад проходження ковзним вікном кругової статистики з апертурою 100, зображено на рис. 3.4.

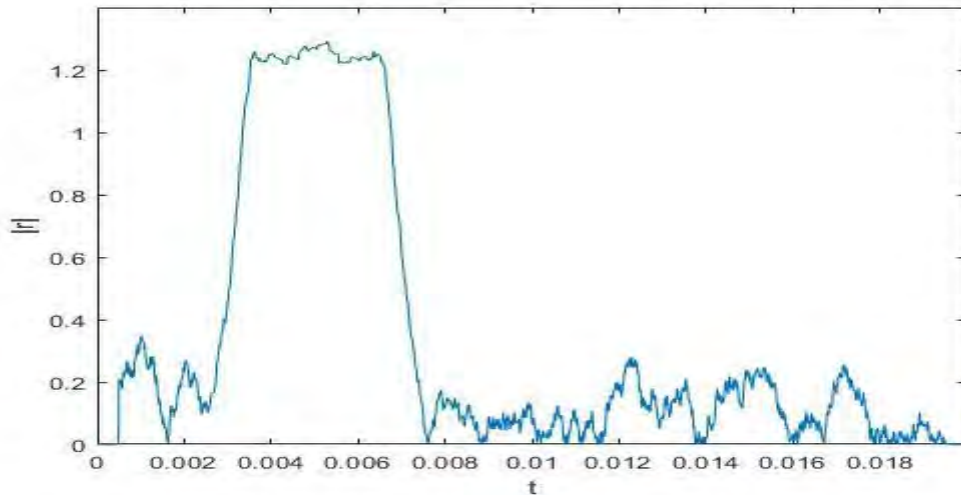


Рис. 3.4 – Приклад застосування кругових статистик ковзним вікном

Для покращення відношення значення середнього геометричного векторів з ділянки інформативного сигналу до такого ж значення з іншої частини сигналу можливе застосування перемноження результатів кругових статистик виконаними з різною апертурою вікна, або перемноження вікон однієї апертури. Проте це значно зменшить абсолютне значення геометричного середнього векторів, за рахунок перемноження в процесі кореляції значень менших одиниці. Приклад кореляції між результатами проходження вікнами кругової статистики з апертурами 100, 300, 500, зображено на рис. 3.5.

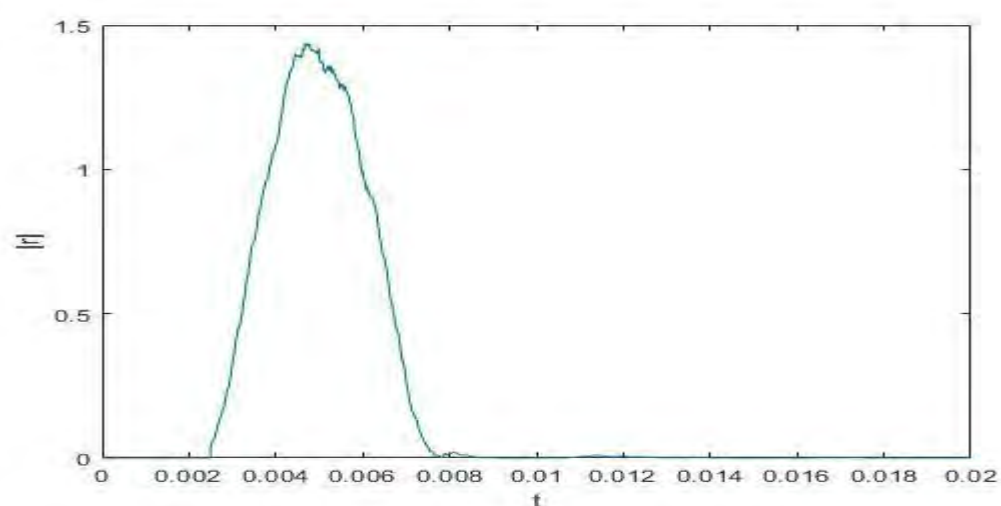


Рис. 3.5 - Приклад добутку кругових статистик з різною апертурою вікон

Аналізуючи приклад застосування кругових статистик зображених на рис.3.4 видно, що значення модуля  $r$  для ділянки з сигналом від дефекту в кілька раз

перевищує аналогічне значення для бездефектної частини сигналу. Тому для реєстрації сигналу що надходить від дефекту можливе ведення амплітудного методу реєстрації з певним пороговим рівнем[28]. Значення даного порогового рівня є керованим і визначається в залежності від конкретного контролю. Можливе встановлення кількох рівнів, оскільки за наявності дефектів з меншим співвідношенням сигнал/шум, значення  $\tau$ , може зменшуватися при незмінних параметрах ковзного вікна.

Як видно з рис.3.5 добуток вікон з різною апертурою майже повністю позбавлена від впливу шумів. Тому значення порогового рівня за такого методу значно зменшується. Такий підхід дозволить мінімізувати вірогідність помилкового віднесення частини сигналу до ділянок сигналу з впливом дефекту за результатами проведення кругових статистик ковзним вікном, проте значно ускладнить процес опрацювання сигналу. Тому його використання можливе в разі проведення дефектоскопії для виявлення дефектів малих розмірів.

Всі наведені приклади виконані для сигналу з частотою рівною 1 кГц та співвідношення сигнал/шум рівним 2.

Оскільки в даній роботі приведено кілька можливих структурних схем для процесу збору сигналів вихрострумової дефектоскопії, процес їх аналізу у разі застосування різних схем, може дещо відрізнятись. Зокрема, при застосуванні послідовного збору сигналу з кожного з каналів, доцільним є визначення одного модуля  $\tau$ , кругової статистики для однієї ітерації зчитування даних з каналу, замість застосування кругової статистики в ковзному режимі, оскільки сигнал з однієї ітерації зчитування буде значно скорочений. Тоді як за паралельного зчитування сигналів з каналів, раціональним є саме використання ковзного вікна. Проте, враховуючи кількість каналів, в такому разі визначення кореляції між результатами кругових статистик з різними апертурами вікон, значно підвищує вимоги до технічних ресурсів використаного ПК. У разі застосування схеми з груповим включенням ВСП, можливе застосування різних підходів в залежності від тривалості ітерації зчитування сигналу з одного перетворювача.



Отже, приведений приклад застосування використаного алгоритму опрацювання сигналів дефектоскопії, показує ефективність такого опрацювання. Його недоліками є складність реалізації даного алгоритму в умовах реального часу, та необхідність встановлення порогового рівня в залежності від очікуваного співвідношення сигнал/шум та ще декількох параметрів. Другий недолік можливо частково компенсувати у разі створення процесу калібровки порогового рівня на стандартних зразках з відомими дефектами.

### 3.2 Результат моделювання системи ВСД

Моделювання проводилось в програмному середовищі Matlab. Код програми наведено в Додатку А. Метою моделювання є аналіз впливу співвідношення шум/сигнал і частоти дискретизації, на точність розрахунку кругових статистик визначених з фазових характеристик сигналів ВСД.

Першим етапом моделювання є відтворення сигналу з схожими на результати ВСД характеристиками. А саме було згенеровано синусоїдальний сигнал тривалістю 10 періодів, та частотою 10 кГц. Далі отримано адитивну суміш згенерованої синусоїди та гауссового шуму, з використання вбудованого генератора випадкових чисел з нормальним законом розподілу. Вигляд отриманого сигналу зображено на рис.3.6.

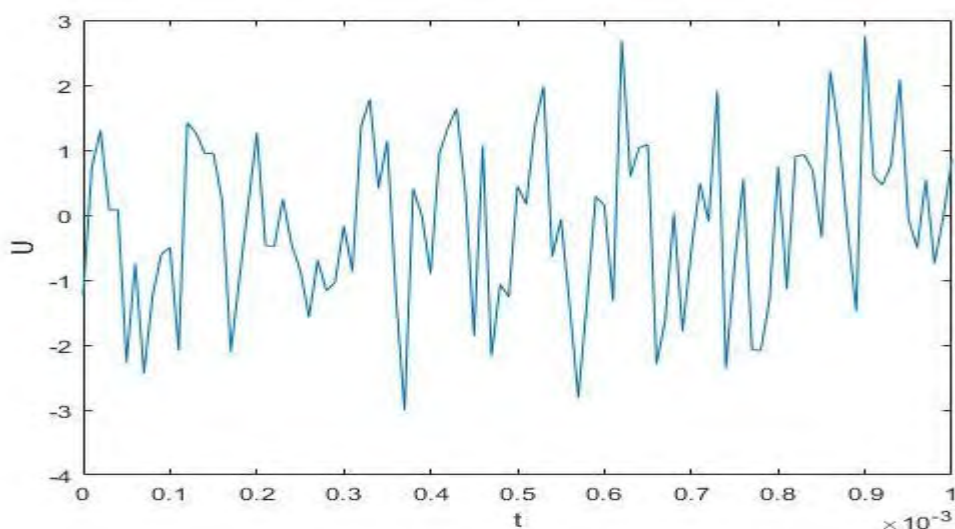


Рис. 3.6 – Адитивна суміш синусоїди та шуму

Для отримання фазових характеристик сигналу використовувалося перетворення Гільберта. Отриману в результаті перетворення Гільберта фазову характеристику було розгорнуто за допомогою вбудованої в Matlab функції (`unwrap`). Значення модуля усередненого вектору кругової статистики обчислювалося за формулою 3.6.

Далі реалізовано можливість регулювання кількості дискретних значень на період, що відповідає частоті дискретизації для реального сигналу, та можливість керування співвідношення шум/сигнал, за рахунок зміни значення максимальної амплітуди шуму.

На наступному етапі було побудовано залежність результату кругової статистики ( $r$ ), від варіації кількості  $k$  дискретних відліків на період сигналу та відношення шум/сигнал ( $n$ ). Слід зазначити, що кругова статистика обраховувалася для фазової характеристики що відповідає двом періодам сигналу, розташованим посередині вибірки. Такий підхід використано щоб уникнути методичної похибки перетворення Гільберта, яка, як відомо, виникає при опрацюванні країв сигналу. Кругова статистика виконувалася без використання методу ковзного вікна, тому отримано єдине для кожного експерименту значення.

За отриманими залежностями побудовано 3D графік функції  $r(k, n)$ , що приведений на рис.3.7.

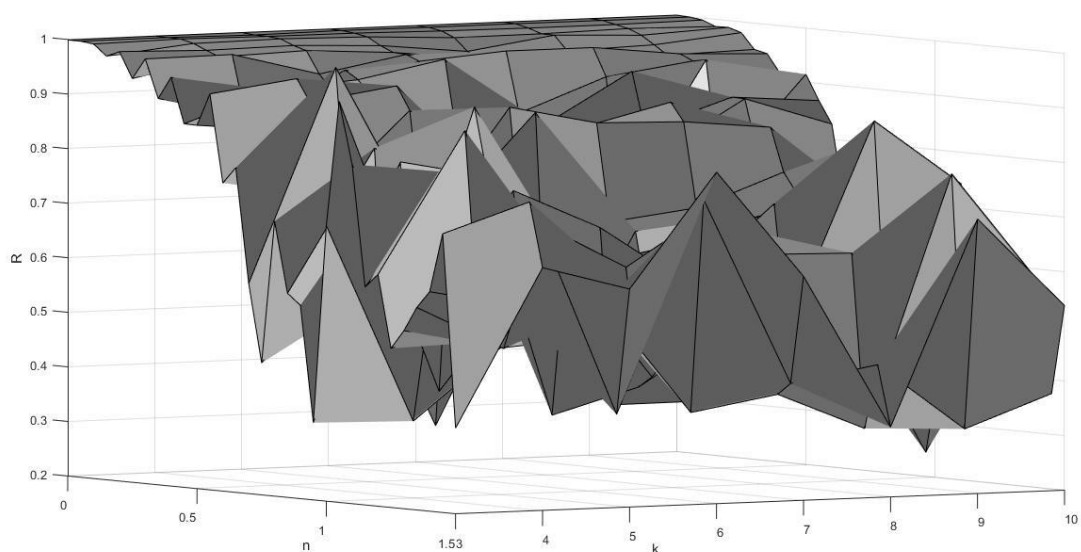


Рис. 3.7 - 3D графік функції  $r(k, n)$

Аналізуючи залежність представлену на рис.3.7, слід зазначити її не репрезентативність, що ускладнює пошук явних закономірностей. Причиною такої низької якості результатів є випадкова похибка, внесена гауссовим шумом. Для зменшення впливу випадкової похибки застосовано усереднення  $r(k, n)$  за результатами 200 експериментів. Слід зазначити, що дане усереднення не впливає на залежності кругової статистики ( $r$ ), від відношення шум/сигнал ( $n$ ), а лише нівелює вплив випадкового розкиду шуму, залишаючи його трендову складову. Отриманий результат зображено на рис.3.8.

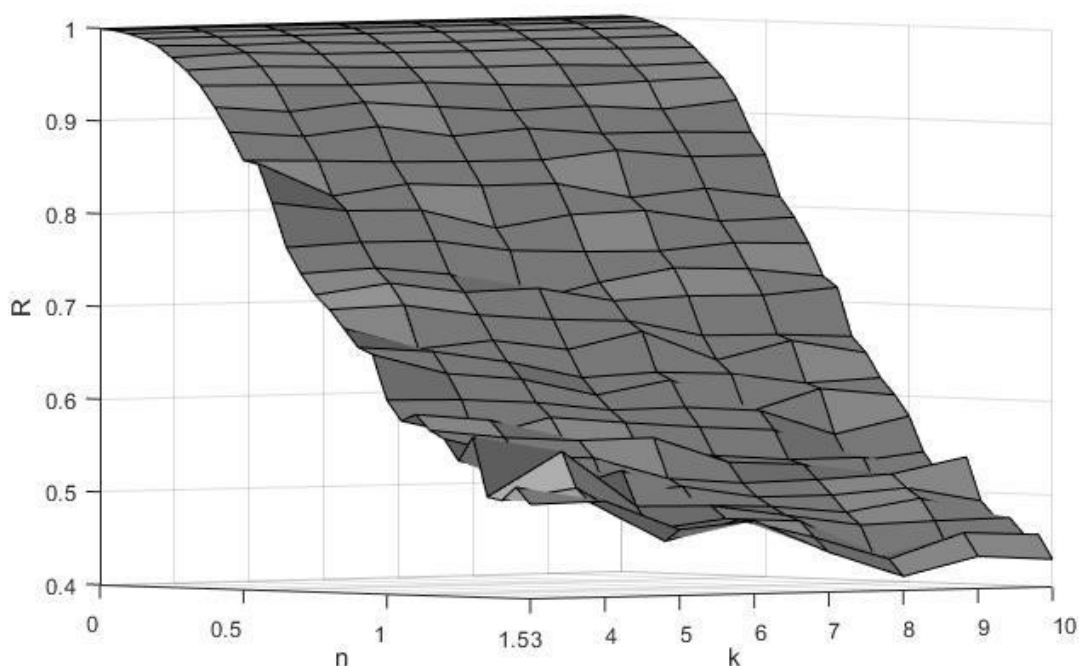


Рис. 3.8 - 3D графік функції  $r(k, n)$  з урахуванням усереднення по 200 експериментах

Аналізуючи отриманий графік, виявлено, що шум має значно більший вплив на результати кругових статистик порівняно з впливом кількості  $k$  дискретних відліків на період сигналу для значень  $k > 4$ . Варто виділити, що за значених відношеннях шум/сигнал ( $n$ ) близьких та дещо більших за одиницю, значення кругових статистик знаходиться на рівні достатньому для детектування корисних сигналів, що говорить про доцільність її використання за малих амплітуд корисних сигналів.

Проаналізовано комплексний вплив  $n$  та  $k$ . При цьому варто відзначити, що за малих значень  $n$  ( $0 < n < 0.5$ ) зі збільшенням  $k$  значення кругових статистик зростає, що є очікуваним результатом. Проте за великих значень  $n$  ( $n > 1$ ) видно чітку тенденцію зменшення значення кругових статистик при збільшенні  $k$ . Можливо, даний факт є результатом збільшення негативного впливу  $n$ , зі зростанням значення  $k$ . Проте є можливість виникнення даної закономірності як результату більш усередненого визначення значення кругових статистик за рахунок збільшення вибірки, внаслідок збільшенню кількості точок, спричиненого зростанням  $k$ . В будь-якому разі за значних значень  $n$  ( $n > 1$ ), збільшення відношення частоти дискретизації може призвести до зменшення значення  $r$ , кругових статистик. Дані закономірності вказують на важливість обґрунтування оптимальних параметрів системи обробки сигналів ВСД.

Аналогічну залежність  $r(k, n)$  було побудовано з використанням кругових статистик за умови врахування амплітудних значень сигналу, отриманих як і фазову характеристику за допомогою перетворення Гільберта. Отриману залежність продемонстровано на рис 3.9.

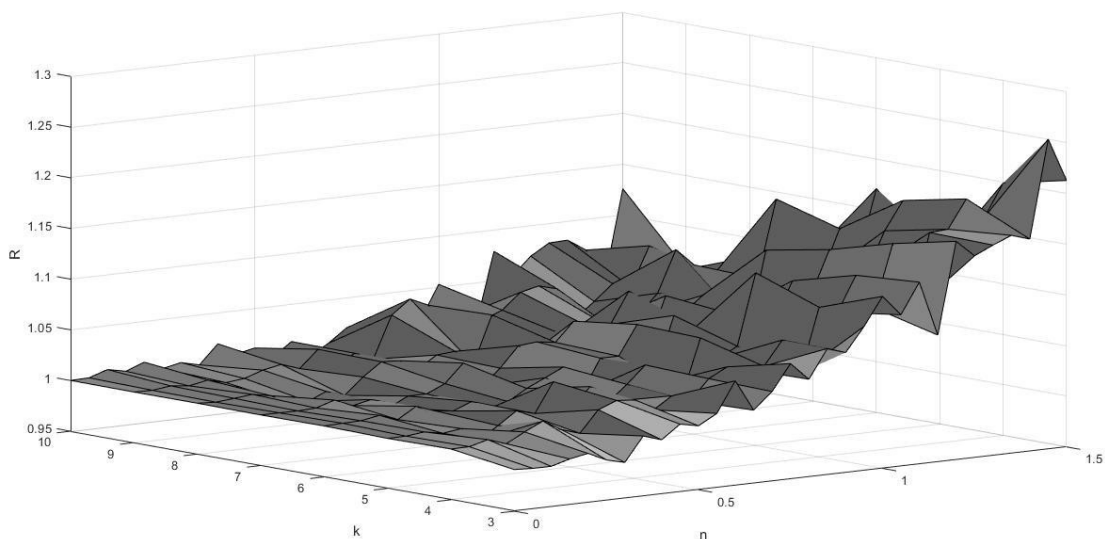


Рис. 3.9 - 3D графік функції  $r(k, n)$  з урахуванням усереднення по 200 експериментах, та впливом амплітудної характеристики сигналу

Аналізуючи отриманий графік, можливо дійти висновку що отримані, внаслідок побудови функції  $r(k, n)$  без врахування амплітудних характеристик,

залежності зберігаються. Проте слід зазначити, що загальний рівень значення  $r$  для кругових статистик сильно вище і більший за 1 на всій ділянці аналізованої функції  $r(k, n)$ . Також, на даному графіку значно сильніше видно тенденцію зменшення значення кругових статистик зі збільшенням  $k$ , за значних значеннях  $n$  ( $n > 1$ ). Це свідчить про негативний вплив використання амплітудної характеристики на методику опрацювання сигналів за значних  $n$  ( $n > 1$ ). Як видно з графіку на рис.3.9, значення кругових статистик за  $n > 1$  більше порівняно з значеннями за  $n < 1$ , це протилежна зображеній на рис.3.8 залежність. Це спричинено дією амплітудної характеристики шуму, і не являється ключовим фактором при оцінці правильності отриманих значень кругових статистик. Оскільки фактично це збільшення значення кругових статистик за збільшення  $n$ , відбувається за рахунок збільшення амплітуди шумів, і нівелює вплив фазової характеристики шумів, яка навпаки зменшує значення кругових статистик за збільшення  $n$ .

Виконане усереднення дозволило виділити трендову складову функції  $r(k, n)$  та дало змогу оцінити дисперсію та середньоквадратичне відхилення отриманих значень  $r(k, n)$  в діапазоні аргументів  $k = 3 \dots 10$  (з одиничним кроком) та  $n = 0 \dots 1.5$  (з кроком 0.05). На основі отриманих значень середньоквадратичного відхилення (СКВ) побудовано графік розподілу значень кругових статистик, який представлено на рис. 3.10.

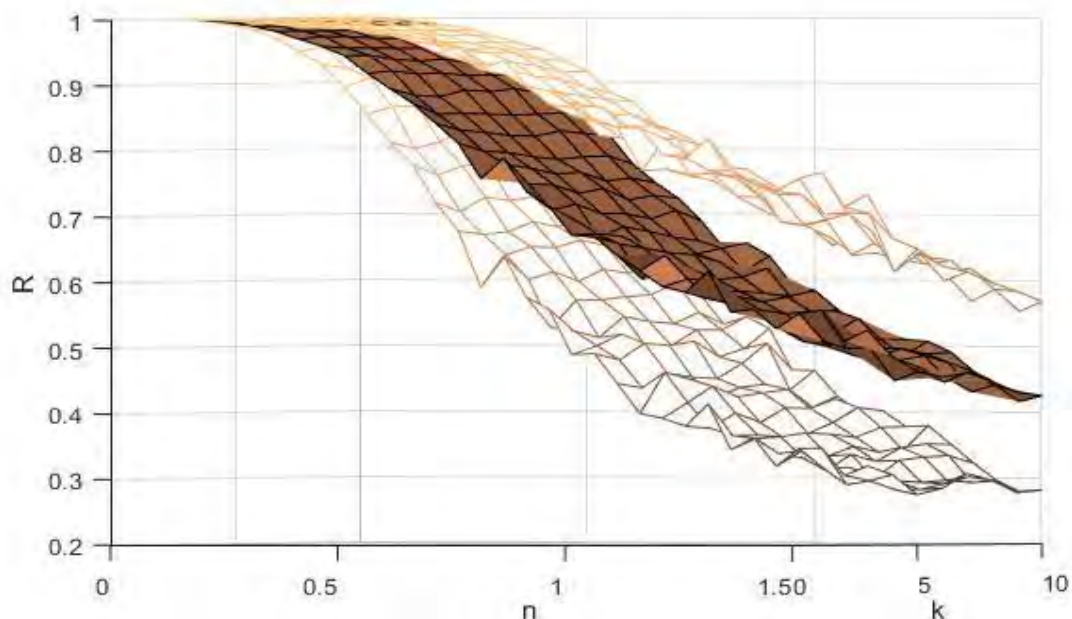


Рис. 3.10 – Графік розподілу значень кругових статистик

На приведеному графіку верхня поверхня зображує суму значень кругових статистик та СКВ, нижня – різницю значень кругових статистик та СКВ.

Виявлено, що за значень  $n = 0.5..1.5$ , можливий значний розкид значень кругових статистик, це негативно впливає на вірогідність виявлення дефектів за результатом використаного методу статистичного аналізу. Для підвищення вірогідності контролю доцільно здійснювати аналіз сигналів за умови  $n < 1$ , або застосовувати додаткові методи обробки сигналу, наприклад застосування ковзного режиму визначення кругових статистик, з подальшою обробкою кореляційними методами, описаними в попередньому підрозділі.

Аналогічний графік усереднення побудовано і для значень кругових статистик отриманих з врахуванням амплітудної характеристики сигналу. Він представлений на рис 3.11.

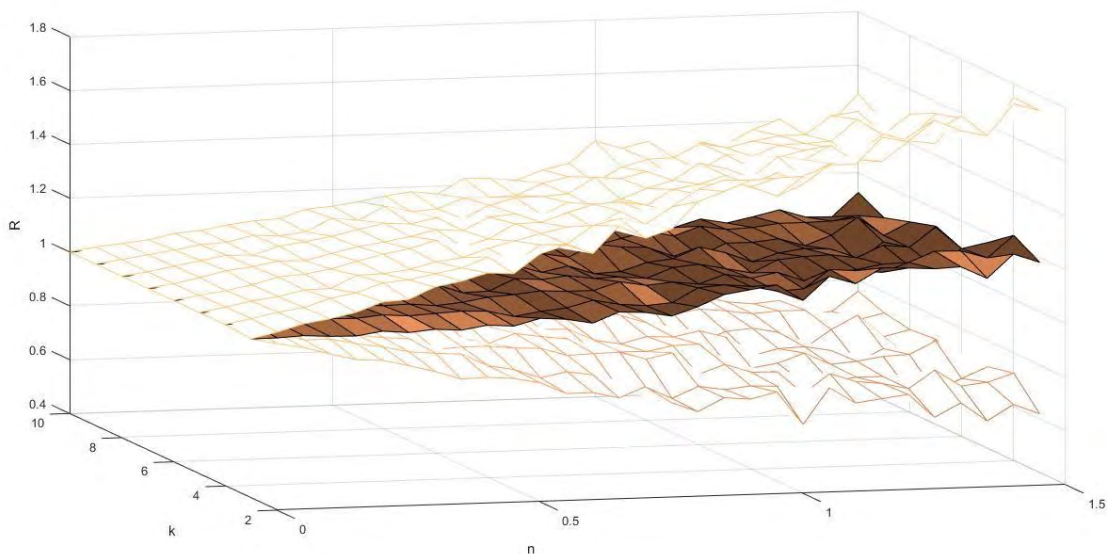


Рис. 3.11 - Графік розподілу значень кругових статистик з урахуванням амплітудної характеристики сигналу

Як видно з представленого графіку, розкид значень кругових статистик значно більший за аналогічний з графіку представленого на рис 3.10, на всьому діапазоні побудови СКВ. Це обумовлено негативним впливом амплітудної характеристики шуму, і значно ускладнює загальну вірогідність виявлення дефектів при застосуванні кругових статистик з урахуванням амплітудної складової.

Враховуючи приведені вище результати аналізу різних варіацій застосування методу кругових статистик, слід сказати що метод без урахування амплітудних характеристик сигналу є більш точним і прогнозованим. Вибір параметрів системи обробки сигналу з використанням кругових статистик, суттєво впливає на вірогідність виявлення дефектів під час ВСД. Показано що, для  $n \in [0,0.5]$ , частоту дискретизації доцільно обирати з умови отримання не менше 7 відліків на період. В разі  $n > 1$ , оптимальний результат отримується для випадку близько 4 відліків на період.

### **3.3 Оцінка вірогідності виявлення дефектів з використанням методу кругових статистик**

В основі опрацювання сигналів ВСД, в запропонованій системі автоматизованого вихрострумвго контролю, лежить алгоритм з використанням кругових статистик. Вірогідність з якою можливо визначити наявність дефекту можна визначити користуючись результатами моделювання описаними в попередньому підрозділі.

Оскільки за результатами аналізу моделювання обрано алгоритм на основі кругових статистик без урахування амплітудних характеристик сигналу, подальша оцінка вірогідності буде проводитись саме для нього. Слід зазначити, що оцінка вірогідності не буде включати вплив похибок внесених електричним трактом, та похибку перетворювачів.

Вірогідність контролю буде приведена з урахуванням визначеної частоти інформативного сигналу та частоти дискретизації АЦП. Значення  $k$ , кількості дискретних відліків на період вираховується як:

$$k = \frac{f_d}{f_s} \quad (3.7)$$

де  $f_d$  – частота дискретизації обраного АЦП, рівна 100 кГц;

$f_s$  – частота сигналу, рівна 11 кГц

Підставивши в 3.7, отримаємо:

$$k = \frac{100 \cdot 10^3}{11 \cdot 10^3} = 9.09 \approx 9$$

Отримане значення  $k$ , може бути використане для виділення необхідних даних з результатів моделювання

Користуючись залежністю зображеною на рис. 3.10, виділимо частину даного 3D графіку і побудуємо залежність  $r(n)$ , за сталого значення  $k$  ( $k=9$ ), отриману функцію представлено на рис. 3.12. Слід зазначити, що також під час отримання даної залежності проводилося усереднення. На приведеному графіку верхня крива зображує суму значень кругових статистик та  $3\sigma$  (де  $\sigma$  це значення СКВ), нижня – різницю значень кругових статистик та  $3\sigma$ , середня крива відповідає самій функції залежності  $r(n)$ .

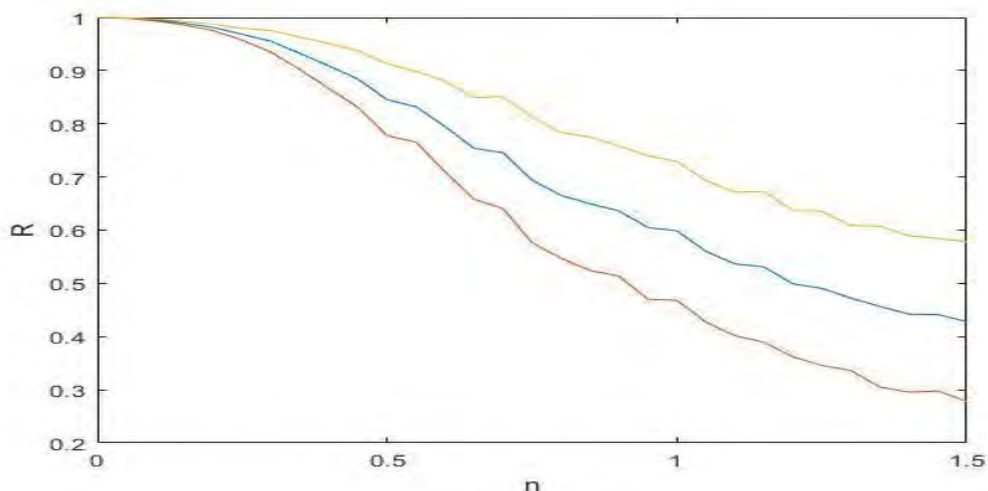


Рис. 3.12 – Залежність  $r(n)$ , за сталого значення  $k$  ( $k=9$ )

Наступним кроком необхідно вибрати порогове значення при якому значення кругової статистики буде визначено як наявність дефекту. Вибір порогового рівня безпосередньо залежить від значень кругової статистики в разі відсутності інформативного сигналу, тільки за наявності шумів. Функцію залежності  $r(n)$  за сталого значення  $k$  ( $k=9$ ), для сигналу що складається тільки з гауссового шуму (амплітуда сигналу наближається до нуля) представлено на рис. 3.13. На рисунку також зображено криві, аналогічні до кривих з рис. 3.12.



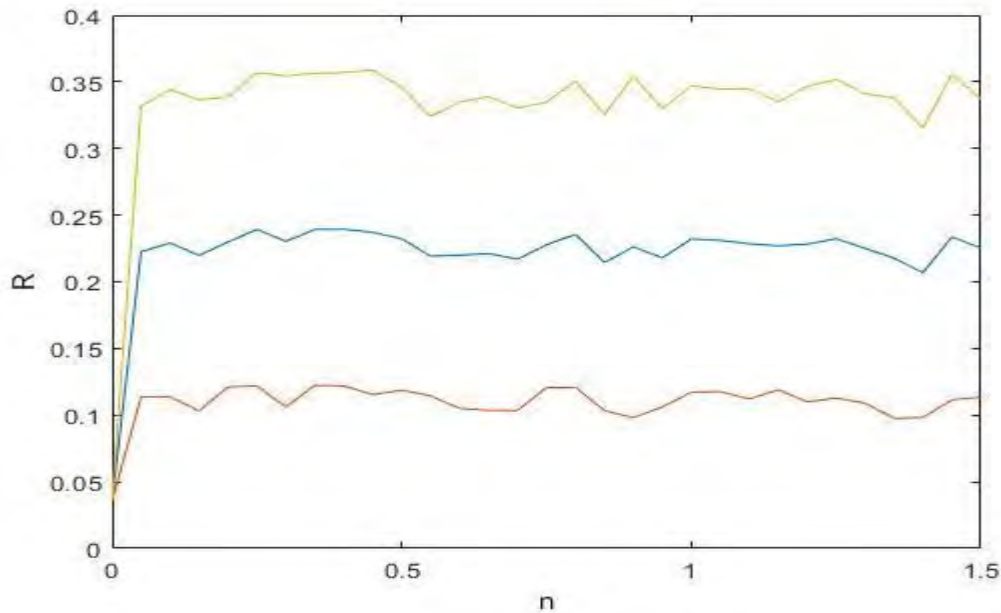


Рис. 3.13 - Залежність  $r(n)$ , за сталого значення  $k$  ( $k=9$ ) для сигналу, що складається виключно з гауссового шуму

На приведеному графіку видно відсутність залежності значення кругових статистик від рівня шумів відносно майже нульового значення інформативного сигналу. Отже, рівень значень кругових статистик для шуму не залежить від його рівня і близький до значення  $r = 0.2$ .

Оскільки область значень кругових статистик обмежена інтервалом  $[0, 1]$ , вочевидь вибір їх статистичного розподілу повинен бути узгодженим з областю значень: теоретичний розподіл ймовірностей також повинен мати область визначення  $[0, 1]$ . Цю умову задовольняє бета-розподіл[29] : випадкова величина з таким розподілом існує на інтервалі  $[0, 1]$ .

Щільність ймовірності бета-розподілу задається виразом:

$$f(x) = \frac{1}{B(a, b)} x^{a-1} (1-x)^{b-1}, \quad x \in [0, 1], \quad a \geq 1, \quad b \geq 1 \quad (3.8)$$

де  $a, b$  – параметри форми,  $a, b > 0$ ,  $B(a, b)$  – бета-функція.

Бета-функція, що входить у вираз (5.1), визначається як:

$$\begin{aligned}
 B(a, b) &= \int_0^1 x^{a-1} (1-x)^{b-1} dx = \\
 &= \int_0^{\infty} \frac{x^{a-1}}{(1+x)^{a+b}} dx = 2 \int_0^{\pi/2} (\sin x)^{2a-1} (\cos x)^{2b-1} dx,
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

Приклади графіків розподілу бета-функції показані на рис. 3.14.

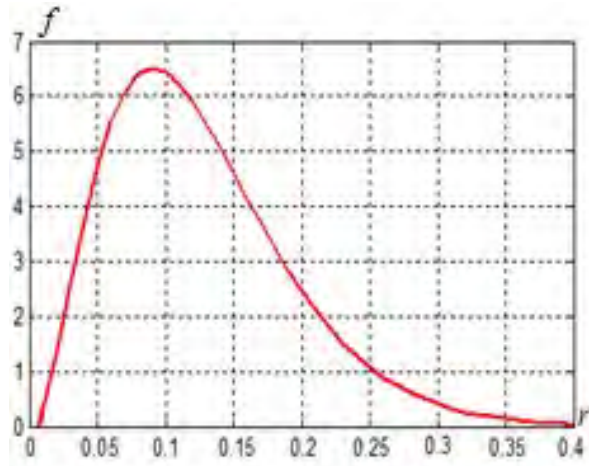


Рис. 3.14 - Графік щільність ймовірності бета-функції

Як видно з виразу 3.8, бета-розподілу є двопараметровим. Його параметри зв'язані з математичним сподіванням  $M_r$  і дисперсією  $D_r$  як:

$$\begin{cases}
 a = \frac{M_r^2(1-M_r)}{D_r} - M_r \\
 b = a \frac{1-M_r}{M_r}.
 \end{cases}
 \tag{3.10}$$

Розрахувавши дані коефіцієнти можливо побудувати розподіл для кожного з значень результатів кругових статистик.

Виходячи з бажання уникнути значення помилки першого роду ( $\alpha$ ) (бездефектна область приймається за дефектну) більшого 50%, значення порогового рівня слід вибрати більшим за середнє значення кругової статистики. Тому даний поріг прийемо рівним  $r = 0.4$  для розглянутого випадку.

Враховуючи вибране значення порогового рівня визначимо вірогідність виникнення помилки другого роду ( $\beta$ ) (дефектна область приймається за бездефектну). Побудуємо графік вірогідності відсутності помилки другого роду  $1-\beta$  (n). Побудований графік представлено на рис. 3.15.

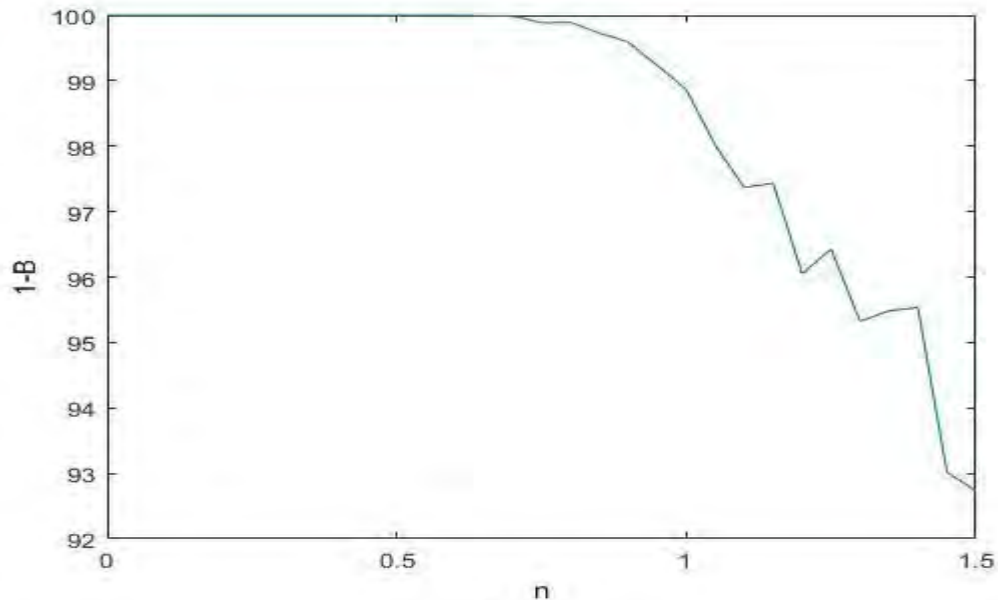


Рис. 3.15 – Графік функції  $1-\beta$  (n)

Враховуючи вибране значення порогового рівня визначимо вірогідність виникнення помилки першого роду ( $\alpha$ ). Побудуємо графік вірогідності відсутності помилки першого роду  $1-\alpha$  (n). Побудований графік представлено на рис. 3.16.

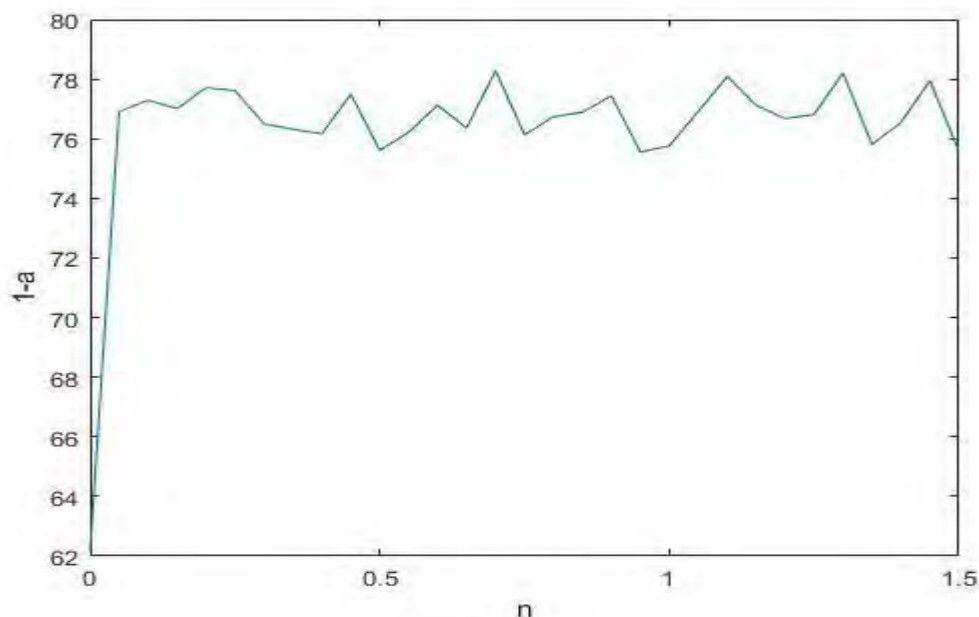


Рис. 3.16 - Графік функції  $1-\alpha$ (n)

Аналізуючи графік слід зазначити що при обраному пороговому рівні вірогідність виникнення помилки першого роду близько 22%, для її зменшення необхідно збільшити пороговий рівень, проте це призведе до збільшення імовірності виникнення помилки другого роду. В процесі проведення вихрострумової дефектоскопії збільшення вірогідності виникнення помилки другого роду є критичнішим, чим аналогічне збільшення вірогідності для помилки першого роду. Тому пороговий рівень вибрано раціонально.

### **Висновки до розділу**

В даному розділі було описано загальний алгоритм роботи запропонованої системи. Матричний ВСП використаний в якості датчика для ВСД, буде закріплено на одну з скануючих платформ, яка відповідає за повздовжній напрям переміщення датчику. Дана платформа є закріпленою до другої скануючої платформи, що забезпечує рух в поперечному напрямку. В основу алгоритму опрацювання сигналів ВСД покладено метод кругових статистик. Наведено приклад використання даного алгоритму, також вказано можливі варіації застосування методу кругових статистик, описано їх переваги та недоліки.

Моделювання описане в одному з підрозділів, є продовженням є частиною підбору оптимального, за критеріями раціональності та точності, алгоритму опрацювання сигналів ВСД. Результатом моделювання є визначення залежності значення кругових статистик від параметрів співвідношення шум/сигнал, та кількості дискретних відліків на період. Дані залежності було визначено для різних варіацій методу кругових статистик.

Проведено оцінку вірогідності виявлення дефектів з використанням обраних алгоритмів, на основі результатів проведеного моделювання.

## 4 РОЗРОБКА СТАРТАП-ПРОЕКТУ «EdControl»

### 4.1. Опис ідеї проекту

Метою даного розділу є проведення маркетингового аналізу стартап-проекту для визначення можливості його ринкового впровадження та можливих напрямів реалізації цього впровадження[30].

Ідея проекту полягає в тому, щоб удосконалити автоматизований вихрострумний спосіб контролю листового металу, при цьому забезпечити можливість знаходження дефектів малих розмірів, а також оптимізація процесу вихрострумного неруйнівного контролю за допомогою використання матричних вихрострумних перетворювачів.

Таблиця 4.1. Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Розроблення системи автоматизованого вихрострумного контролю з використанням матричних ВСП	Контроль листового металу.	Менша вартість
		Прискорення процесу контролю , виключення людського фактору
		Чутливість до дефектів малих розмірів

Ця таблиця дає загальне уявлення про ідею та можливі ринки збуту.

Основним напрямком застосування системи є використання на підприємствах які використовують в своєму технологічному процесі листовий метал. Основною перевагою користувача є зменшення часу контролю і зменшення впливу людського фактору на процес контролю.

Далі проведено аналіз потенційних техніко-економічних переваг даної ідеї порівняно із існуючими на ринку подібними системами. Наведено чим вона відрізняється, які переваги і недоліки у порівнянні з конкурентами. Результати наведено у таблиці 4.2:

Таблиця 4.2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту.

№ п/п	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	“EloSc a nsystem”	“World N DT”	«Робоскоп ВТМ300 0»			
1	Вартість	300000	500000	700000	650000	-	-	+
2	Точність вимірювання, %	99	98	99	97	-	+	-
3	Довговічність, років	5	5	7	5	-	+	-
4	Збереження результатів контролю	+	-	-	-	-	-	+
5	Використання фазових методів вимірювання	+	-	-	-	-	-	+

Висновок: у даній таблиці вказано перелік техніко-економічних характеристик проекту; визначено характеристики систем аналогів, що вже існують на ринку, та визначено слабкі, нейтральні та сильні сторони даного стартап-проекту. Однією із сильних сторін ідеї використання фазових методів вимірювання.

#### 4.2. Технологічний аудит ідеї проекту

В межах даного підрозділу проводиться аудит технології, за допомогою якої реалізується ідея створення стартап-проекту.

Для здійснення технологічної частини, передбачає огляд складових наведених в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ п/п	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Розроблення системи автоматизованого вихрострумowego контролю використанням матричних ВСП	Виготовлення на замовлення у підприємствах	Необхідність створення лінії виробництва вихрострумowych перетворювачів запропонованого типу.	Технології є доступними, проте виготовлення запропонованих матричних ВСП є затратним і не завжди раціональним.
2		Самостійне виготовлення	Важкість налагодження виробництва ВПС можливо компенсувати за рахунок спрощення технологій виробництва перетворювачів	Для самостійного використання наявні спрощенні технології виробництва матричних ВСП
В якості оптимальної технології реалізації проекту обрано замовлення окремих компонентів та складових системи та збірка системи власноруч.				

Аналіз таблиці вказує на те, що розглянуту ідею можна реалізувати шляхом зборки з готових елементів. Основним недоліком в даному разі є затратність. Самостійне виготовлення можливе за умови наявності достатньої кількості матеріальних ресурсів, на створення технологічного ланцюга для виготовлення

запропонованих перетворювачів, проте якість при самостійному виготовленні є нижчою.

### 4.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Даний підрозділ описує ринкові можливості, які можливо використати під час впровадження проекту на ринку, та ринкові загрози, які можуть створити перешкоди реалізації проекту. Проведення даного аналізу дозволить планувати напрями розвитку проекту враховуючи стан середовища ринку, потреб можливих клієнтів та пропозицій конкурентів. В таблиці 4.4. проведено аналіз попиту: наявність попиту, обсяг та динаміка розвитку ринку.

Таблиця 4.4. Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№ п/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	3
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	Невідомий
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Немає
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	ISO, EN
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	60%

Аналіз дозволяє зробити висновок, що ринок зростає і попит на дану продукцію є стабільним та є існує позитивна оцінку входження даного проекту. Проте існують складнощі з стандартизацією обладнання, оскільки цей процес є тривалим та об'ємним.

У таблиці 4.5 наведемо можливі кластери клієнтів та їх характеристики, що дасть можливість сформулювати очікуваний перелік вимог які очікуються від кожного з потенційних клієнтів.

Таблиця 4.5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту



№ п/п	Потреба, що формує ринок	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Необхідність отримання якісного продукту, та автоматизувати процес його контролю	Виробничі підприємства які використовують листовий метал	Нові вимоги до стандартизації продукції. Легкість у модернізації нового обладнання у виробничий процес	Ефективність, знаходження дефектів малих розмірів

Висновок: в даній таблиці визначено сегмент потенційних клієнтів та вимоги які є ключовими для цільової аудиторії, та формують поведінку клієнтів відносно наведеної системи. Після визначення можливих груп клієнтів проаналізуємо ринкове середовище. Наведемо таблиці факторів, що мають позитивний вплив на впровадження проекту на ринок, та факторів, що створюють перешкоди проекту (табл. 4.6). Описано зміст загроз які є ключовими при впроваженню стартап-проекту на ринок.

Таблиця 4.6. Фактори загроз

№ п/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Конкуренція	Вихід нового продукту на ринок	Моніторинг ринку
2	Брак	Можливість поломки з часом	Збільшення часу тестування
3	Додаткове випробування	Необхідність частішої сертифікації, зміна вимог до системи	Моніторинг актуальних вимог до подібних систем та своєчасне проходження сертифікацій
4	Постачання	Проблема з фірмами постачальниками	Зміна політики розповсюдження продукту
5	Технічний	Збої в програмі в зв'язку з неправильним налаштуванням	Створення відділу технічної підтримки

В таблиці 4.6 наведено фактори загроз які негативно вплинуть на впровадження на ринок, а також можливу реакцію яку планується водити у відповідь на поставлені загрози.

Проте окрім можливих загроз існують і певні можливості (таблиця 4.7).

Таблиця 4.1. Фактори можливостей

№ п/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Ринок збуту	Можливість виходу на міжнародний ринок	Розробка та виготовлення продукту за європейськими стандартами
2	Попит	Хороші темпи зростання ринку	Збільшення продажів і отже прибутків компанії
3	Технічний	Використання удосконалених матричних ВСП	Впровадження нової технології виготовлення системи
4	Політичний	Підтримка фінансування державою малого та середнього бізнесу	Розширення асортименту продукції

В таблиці 4.7 описано фактори можливостей які сприяють просуванню на ринку запропонованого продукту, та складено план дій в разі виникнення описаних можливостей.

#### 4.4. Аналіз пропозицій ринку

Для створення конкурентної поведінки проаналізуємо характеристику ситуації серед конкурентів на ринку (табл. 4.8).

Таблиця 4.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)
1. Вказати тип конкуренції олігополія	Невелика кількість фірм які виробляють дану продукцію	Конкуренція заставляє розробляти нові привабливі ідеї

2. За рівнем конкурентної боротьби -глобальний	Продукція виробляється по всьому світі	Нижча ціна, дешевша доставка, підтримка національного продукту
3. За галузевою ознакою - одногалузева	Використання на підприємствах однієї галузі	Розроблення нових пристроїв та технологій дозволять завжди бути високо конкурентоспроможним
4. Конкуренція за видами товарів: - товарно-родова	Конкуренція між звичайними технологіями та товарами, що виконують схожі функції та товарами	Реклама, нові функції технологій
5. За характером конкурентних переваг - нецінова	Здійснюється вдосконалення якості продукції, технології виробництва, інновацій та нанотехнологій, патентування і брендування і умов її продажу	Необхідність постійного вдосконалення технологій
6. За інтенсивністю -не марочна	Придбання товару не залежить від бренду, а від завдань які він вирішує	Розробка бренду і його активна реклама

Аналіз дозволяє зробити висновок, що основними характеристиками конкуренції на ринку є необхідність постійного вдосконалення технологічного процесу в умовах конкуренції з боку невеликого кола вузькоспеціалізованих компаній.

Більш детальний аналіз умов конкуренції в галузі за М. Портером приведений в табл. 4.9.

Таблиця 4.9. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
----------	---------------------------	-----------------------	---------------	---------	------------------

аналізу	“WorldND T”	Ціна, якість, швидкість доставки, вартість доставки	Значення розміру поставок для постачальників	Клієнти залишають відгуки, оцінюють роботу продавців, якість продукції, термін доставки. Тому суб’єктивна оцінка з боку покупців завжди є високопоставлена.	Неякісні товари
Висновки:	Висока конкуренція	Є можливість виходу на ринок за рахунок держзамовлень. Конкуренти присутні.	Постачальники не впливають на умови роботи на ринку	Клієнти вимагають якісної та простої в керуванні продукції	Більш відомі компанії захоплюють ринок.

Проведений аналіз дозволяє зробити висновок, що в конкурентна ситуація на ринку передбачає необхідність впровадження відразу якісного продукту з конкретно окресленим рядом переваг у порівнянні з конкурентами, або товару за демпінговими цінами, для заняття долі ринку.

#### 4.5. Фактори конкурентоспроможності

На основі даних представлених в аналізі конкуренції (табл. 4.9), а також із урахуванням характеристик ідейної складової проекту (табл. 4.2), очікувань споживачів від товару (табл. 4.5) та факторів маркетингового середовища (табл. №№ 4.6-4.7) визначимо перелік факторів конкурентоспроможності. Аналіз факторів приведений в табл. 4.10.

Таблиця 4.10. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1	Велика кількість постачальників	Своєчасна доставка продукту в незалежності від ситуації на ринку постачальників
2	Вартість	Зменшення вартості за рахунок використання матричних ВСП
3	Рівень технологій процесу виробництва	Використання фазових характеристик сигналів для оптимізації контролю
4	Економічні зв'язки	Залучення додаткового фінансування

Проведений аналіз дозволяє зробити висновок стосовно факторів конкурентоспроможності які є основними для даної ідеї Слід зазначити, що ключовими є фактори пов'язані з технологічністю процесу виобництва та можливістю диверсифікувати залежність від постачальників.

#### 4.6. Аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту

За визначеними факторами конкурентоспроможності (табл. 4.10) проведемо аналіз сильних та слабких сторін стартап-проекту (табл. 4.11).

Таблиця 4.11. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «EdControl»

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з («EdControl»)						
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
1	Велика кількість постачальників	12			v				
2	Вартість	15				v			
3	Загальний рівень техніки та технологій	17		v					
4	Економічні зв'язки	16					v		

З таблиць 4.10 та 4.11 видно, що фактори конкурентоспроможності мають позитивну тенденцію. Перевагами є використання матричних ВСП та застосування обробки сигналів на основі їх фазових характеристик , якщо говорити про технологічні складові та конкурентна вартість і диверсифікація постачальників.

#### 4.7. SWOT-аналіз стартап-проекту

SWOT-аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) (табл. 4.12) складено на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін (табл. 4.11).

Таблиця 4.12. SWOT-аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: зменшення впливу людського фактору, використання сучасної електронної бази, використання більш сучасних алгоритмів	Слабкі сторони: Консервативність ринку по відношенню до нових постачальників, тривалий процес пошуку нових клієнтів.
Можливості: 1.Збільшення попиту на подібні система у зв'язку з необхідністю підвищення якості контролю 2.Використання удосконалених матричних ВСП 3.Хороші темпи зростання ринку 4. Можливість виходу на міжнародний ринок	Загрози: 1. Можливість демпінгування ринку з боку конкурентів 3. Політичні та економічні ризики ведення бізнесу; 4. Можливість браку при постачанні нових продуктів

В таблиці 4.12 описано сильні та слабкі сторони проекту, а також наведено можливості і загрози які варто врахувати при входженні на ринок. Проте описані загрози не є остаточними і мають імовірнісний характер.

#### 4.8. Альтернативи ринкової поведінки

На основі SWOT-аналізу необхідно розробити альтернативи до ринкової поведінки що стане оптимальною при виведенні стартап-проекту на ринку враховуючи конкурентів та потреби і тенденції ринку.

Отримані результати пошуку альтернативних рішень піддаються аналізу на предмет імовірності їх успіху, для оптимізації виведення проекту на ринок (табл. 4.13).

Таблиця 4.13. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ п/п	Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки	Ймовірність отримання ресурсів	Строки реалізації
1	Стратегія нейтралізації ринкових загроз сильними сторонами стартапу	Середня	15 місяців
2	Пошук послуг які не представлені на ринку проте потенційно є перспективними	Висока	20 місяців
3	Пошук інвестицій	Висока	12 місяців

Результати аналізу альтернати впровадження на ринок вказують на можливість вибору в якості альтернативи подальших технічних досліджень для створення нових можливосте і переваг що збільшить можливість успішного входження на ринок. Іншою можливою альтернативою є пошук значних інвестицій, що дозволить збільшити шанс успіху класичними методами (реклама, оптимізація виробництва).

#### 4.9. Розроблення ринкової стратегії проекту

Створення ринкової стратегії передбачає необхідність визначення цільових груп споживачів (табл. 4.14).

Таблиця 4.14. Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Виробники листового металу	Висока	70%	Висока	Середня
2	Виробництва які використовують листовий метал	Висока	60%	середня	Середня
Які цільові групи обрано: виробництва що використовую листовий метал.					

Вибір цільової групи був виконаний з урахуванням дещо нижчої конкуренції в сегменті виробництв з використання листового металу у порівнянні з заводами які займаються його безпосереднім виготовленням. Це спричинено в першу чергу збільшеною потреби у таких системах серед аиробництв що використовують листовий метал.

Для роботи в обраному сегменті ринку необхідно сформувати базову стратегію розвитку (табл. 4.15).

Таблиця 4.15. Визначення базової стратегії розвитку

№ п/п	Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи	Базова стратегія розвитку*
1	Удосконалення власних технічних рішень для задоволення потреб ринку	Диференційований маркетинг	Технологічність, точність вимірювань	Стратегія диференціації

Стратегію диференціації є найбільш оптимальною враховуючи обраний напрям розвитку проекту (удосконалення власних технічних рішень, що приводить до створення відмінних у порівнянні з конкурентами характеристик). Дана стратегія дозволить в подальшому ефективно зайняти певну нішу на ринку.

Наступним кроком полягає у пошуку стратегії конкурентної поведінки (табл. 4.16).

Таблиця 4.16. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ п/п	Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?	Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?	Стратегія конкурентної поведінки*



1	Ні	Передбачається розвиток ринку	Так	Зайняття конкурентної ніші
---	----	-------------------------------	-----	----------------------------

Зайняття конкурентної ніші є оптимальним стратегією виходячи з обраного шляху створення унікальних властивостей у порівнянні з конкурентами.

Важливою складовою стратегії проекту є стратегія позиціонування на ринку, яка повина відповідати та максимізувати ефект від обраних стратегії розвитку та конкурентної поведінки.

Таблиця 4.17. Визначення стратегії позиціонування

№ п/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)
1	Точність, раціональність використання, ціна	Стратегія диференціації	Високоточні вимірювання, використання сучасних методів з можливістю оптимізації	Технологічність, надійність, зручність.

Результатом даної таблиці є формування бажаних ознак при ідентифікації клієнтами даного проекту.

Результатом даного підрозділу є формування ринкової поведінки що забезпечить успіх проекту.

#### 4.10. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Розроблення маркетингової програми передбачає ряд етапів, першим з яких є розробка концепції. Для цього у табл. 4.18 наведемо результати аналізу конкурентоспроможності товару.

Таблиця 4.18. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ п/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)
1	Точність	Зменшення похибки при виявленні дефектів малих розмірів	Застосування в обробці сигналів фазових

			характеристик сигналу, що підвищує точність
2	Раціональність	Збільшення швидкості контролю	Застосування багатоканальної системи

Визначені переваги дозволять збільшити ефективність потенційної маркетингової програми, за рахунок її таргетування.

Трирівнева маркетингова модель товару: більше детально описується ідея проекту, його фізичні складові (табл. 4.19).

Таблиця 4.19. Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові		
I. Товар за задумом	Автоматизована система вихрострумової дефектоскопії, що дозволяє проводити контроль листового металу на наявність в ньому поверхневих дефектів Вигоди: Точність, технологічність, раціональність		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. Використання матричних ВСП	Нм Нм	Тх Е
	2. Довговічність		
	3. Висока швидкість проведення контролю	Нм	Тл
	4. Низька ціна сервісного обслуговування	Нм	Вр
	5. Можливість масштабування системи	Нм	Тх
Якість: контроль відповідає нормам ДСТУ 2709-94			
Пакування коробка			
Марка: EdControl			
III. Товар із підкріпленням	До продажу Можливість створення схем контролю для специфічних дефектів		
	Після продажу Допомога у навчанні дефектоскопістів для аналізу результатів контролю		
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: свідоцтво на авторське право			

В таблиці 4.19 створено рівні товару для оптимізації маркетингової програми, виділено основні характеристики уже створеного проекту та можливості його підкріплення.

Створимо цінові межі, якими керуються при встановленні ціни на потенційний товар, для цього проаналізуємо ціни на товари-аналоги або товари субститути, а також аналіз рівня доходів потенційних клієнтів (табл. 4.20).

Таблиця 4.20. Визначення меж встановлення ціни

№ п/п	Рівень цін на товари-замінники	Рівень цін на товари-аналоги	Рівень доходів цільової групи споживачів	Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу
1	650000 тис. грн	~ 2000000 грн	Сильно різниться	1500000/2500000 грн

В таблиці 4.20 проаналізовано вартість товарів-аналогів, проте рівень доходів споживачів є складним для аналізу оскільки він значно різниться в кожному конкретному випадку. Межі ціни товару встановлено виходячи з цін конкурентів.

Оберемо систему збуту, що оптимально відповідає поставленим задачам (табл. 4.21):

Таблиця 4.21. Формування системи збуту

№ п/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
	По одиночні замовлення Продаж в роздріб	Прямий продаж клієнтам продукції	висока	Проведення збуту власними силами

Раціональним рішенням при збуті даного товару є продаж власними силами оскільки прибуток буде різним в кожному окремому випадку а об'єми продаж є малими і необхідність великих витрат на створення каналів збуту не очікується.

Ключовою складовою маркетингової програми є розроблення концепції маркетингових комунікацій, її основою є обрана стратегія позиціювання (табл. 4.22).

Таблиця 4.22. Концепція маркетингових комунікацій

№ п/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення	Концепція рекламного звернення
1	Недовіра до нових поставщиків	Спеціалізовані виставки та форуми, особисті зв'язки	Технологічність та раціональність контролю	Донесення до клієнтів переваг отриманих ними при користуванні запропонованим продуктом,	Своєчасна оптимізація – гарантія постійного прибутку

Створена концепція маркетингових комунікацій забезпечить оптимальний результат від загальної маркетингової програми.

### Висновки до розділу

В результаті аналізу стартап-проекту “EdControl” визначено ряд ключових факторів що впливають на успішність даної ідеї. Зокрема, визначено що тенденції на цільовому ринку є позитивними для нових гравців, оскільки є потреба в оптимізації контролю листового металу та покращення вірогідності контролю для дефектів малих розмірів. Цей факт дозволяє говорити про можливість комерціалізації даної ідеї.

Існує також ряд бар'єрів при впровадженні проекту пов'язаних з високою конкуренцією на даному ринку та пасивністю потенційних покупців по відношенню до нових постачальників подібного обладнання. Тому основними факторами конкурентоспроможності являються технологічність запропонованих рішень, раціональність використання даної ідеї, що виділяє проект на фоні конкурентів та зменшує недовіру з боку цільової групи.

Альтернативні варіанти впровадження на ринок стартап-проекту полягають у створенні можливостей товару які будуть задовольняти потреби клієнтів в перспективі кількох десятків років, що зробить використання проекту

перспективним до впровадження. Також альтернативою є залучення значних інвестицій в проект, оскільки це значно зменшить недовіру серед клієнтів та дозволить мінімізувати загрози браку та недосконалості виробництва.

Можливість подальшої імплементації проекту напряму залежить від якості практичної реалізації ідеї та знаходження ресурсів на її впровадження.

## ВИСНОВКИ

В роботі розроблено автоматизовану багатоканальну систему вихрострумової дефектоскопії. Як показав аналіз сучасних систем автоматизованого вихрострумового контролю є багато рішень і можливостей реалізації процесу контролю. Одним з доцільних рішень в контролі обраного ОК є використання матричних ВСП як засобу збільшення продуктивності контролю.

Розглянутий метод опрацювання сигналів ВСП, який ґрунтується на поєднанні можливостей цифрової обробки сигналів та статистичного опрацювання їх фазових характеристик, відкриває нові можливості для покращення метрологічних характеристик систем ВСК.

Було розраховано параметри сигналів отриманих на виході диференційних перетворювачів, які входять в склад матричного ВСП. Приведено приклад декількох можливих структурних схем системи, що мають різну продуктивність та ряд переваг і недоліків. Виконано розрахунок складових вимірювального каналу.

Алгоритм роботи системи базується на використанні для опрацювання сигналів матричного ВСП, статистичних методів а саме кругової статистики. Описано методику застосування кругових статистик до задач вихрострумової дефектоскопії.

Моделювання виконувалось в програмному середовищі “Mathlab”. В якості моделювання, виконувався аналіз впливу різних параметрів на результат кругових статистик. Отримано графіки залежності значення модуля кругових статистик від співвідношення шум/сигнал та кількості дискретних відліків на період. На їх основі проаналізовано доцільність застосування кругових статистик для сигналів з різними параметрами. На основі моделювання визначено вірогідність виявлення дефектів в залежності від рівня шуму, для визначеної частоти дискретизації системи.

Розроблено стартап-проект, що відповідає обраній темі магістерської дисертації, в якому проаналізовано перспективи впровадження розробленої системи з точки зору потреб ринку та конкуренції на ньому.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- 1) Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник /под ред. В.В. Клюева. М.: Машиностроение. 2003. 813с.
- 2) Дорофеев А. Л., Казаманов Ю.Г. Электроиндуктивная дефектоскопия. М.: Машиностроение. 1180. 203с..
- 3) Алексеев А.П. Электромагнитные средства автоматического контроля движущихся изделий. Дис. к.т.н. М.: МИЛ. 1185. 221с.
- 4) Корнеев Б.В. Многоэлементные индукционные датчики. Кн. Материала VIII Всесоюз. НТК «Физические методы НК пром. продукции». Кишинев. 1187. с 414 - 416.
- 5) Алексеев А.П., Корнеев Б.В. Неразрушающий контроль качества материалов и изделий с использованием многоэлементных вихретоковых устройств. Дефектоскопия №10. 1182. 30 - 31с.
- 6) Шатерников В.Е. Электромагнитные методы контроля изделий сложной формы. Дис. д.т.н. М. НИИИИ. 1176. 380с.
- 7) А.С. 836575 (СССР) Устройство к дефектоскопу для блокировки краев изделий (Алексеев А.П., Быховский И.Ю.) Б.И. №21. 1181.
- 8) Абакумов А.А., Абакумов А.А. (млад.). Магнитная диагностика газонефтепроводов. М. Энергоатомиздат. 2001. 432с.
- 9) Яцун М.А., Чернов СИ. и др. Исследование возможности контроля толщины бурительных труб на двух частотах, Кн. Материалы II Всесоюзной НТК «Электромагнитные методы и средства НК». Рига. Зинанте. 1175. с 215-233.
- 10) Добнер Б. А., Жуков В.К. Разработка многоканальных вихретоковых дефектоскопов. Известия ТПИ. №221. Томск. 1176. 50 - 55с.
- 11) Шатерников В.Е. Автоматизация электромагнитного контроля изделий. М.: Машиностроение. 1112. 12с.
- 12) Неразрушающий контроль: Справочник /под общ. ред. В.В. 1Слюева. Т.2. В2кн. - М.: Машиностроение. 2003. 688с.

- 13) А.С. 816536 (СССР) Дефектоскоп для контроля изделий в процессе движения (Алексеев А.П., Быховский И.Ю.) Б.И. №1. 1182.
- 14) Патент США 3866116, М. КИ601Р 33/12 НКИ 324 - 46,1187.
- 15) Юревич Е.И. Основы робототехники. – 2-е изд., перераб.и доп. – СПб.: БВХ-Петербург, 2005. – 416 с.
- 16) Доллиненко В.В., Шаповалов Є.В., Скуба Т.Г., Коляда В.О., Куц Ю.В., Галаган Р.М., Карпінський В.В. Роботизована система неруйнівного вихрострумового контролю виробів зі складною геометрією // Автоматическая сварка, № 5-6 (764), Май-июнь 2017.– С. 60-67.
- 17) Сляднева Н.А. «РОБОСКОП ВТ-3000» Роботизированный комплекс вихретокового контроля / Диагностические приборы. Средства и технологии неразрушающего контроля.– 2008, №1. – С.31.
- 18) Учанин В.М. Накладні вихрострумові перетворювачі подвійного диференціювання: [монографія] / В.М. Учанин; НАН України, Фіз.-мех. ін-т ім. Г.В. Карпенка. - Львів: СПОЛОМ, 2013. – 268.
- 19) Куц Ю.В., Щербак Л.М. Статистична фазометрія / Куц Ю.В., Щербак Л.М. — Т. :ТДТУ, 2001. — 384 с.
- 20) Вакман В.Е. Об определении понятия амплитуды, фазы и мгновенной частоты сигнала // Радиотехника и электроника.–1972.–Т.17, №5.– С.972–978.
- 21) Учанин В.Н. Вихретоковые накладные преобразователи: расширенная классификация, сравнительный анализ и характерные примеры реализации / В.Н. Учанин // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2010. – № 4. – С. 24-30.
- 22) Куц Ю. В. Проектування засобів електромагнітного неруйнівного контролю / Ю.В. Куц, Ю. Ю. Лисенко, А.Г. Протасов // зб. доповідей наук.-техн. конфер. з міжнар.уч. «НК в контексті асоційованого членства України в ЄС – NDT-UA 2017» / Люблін, Польща: УТ НКТД, – 2017 – №1, – С. 43-49.
- 23) Пейтон А.Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях. Москва: БИНОМ, 1994- 354с.



- 24) Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2007. – 656 с.
- 25) Nondestructive Testing Handbook, Third Edition: Volume 5, Electromagnetic Testing / Satish S Udpa (technical editor), Patrick O'Moore (editor). – ASNT, 2004. – 536 p.
- 26) Kanti V. Mardia, Peter E. Jupp. Directional Statistics / Wiley series in probability and statistics.– John Wiley & sons Ltd. – Daffins Lane, Chichester, West Sussex, P019 IUD England. – P. 429.
- 27) Сравнительный анализ алгоритмов оценки отношения сигналшум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала: Труды МАИ. Выпуск № 83/М, 2010. – 210 с.
- 28) Марченко Б.Г. Теоретичні основи аналізу стохастичних сигналів і шумів. Навчальний посібник /Б.Г. Марченко, М.В. Приймак, Л.М. Щербак. – Тернопіль: ТДТУ імені Івана Пулюя, 2001. – 179 с.
- 29) Фазовий метод ультразвукової лунаїмпульсної товщинометрії виробів з конструкційних матеріалів: Монографія /Ю.В. Куц, О.В, Монченко, І.М. Бистра, та ін. / – Київ Інтерсервіс, 2019. – 192 с.
- 30) Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.