

**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

_____ Протасов А.Г.

«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**зі спеціальності 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані
технології**

**на тему: «Розроблення інформаційної технології ультразвукової дефектоскопії з
підвищеною вірогідністю контролю»**

Виконав:

студент VI курсу, групи ПК-62м

Редька Михайло Олександрович _____

Керівник:

Професор кафедри ПСНК, доктор технічних наук,

професор, Куц Ю.В. _____

Консультант з розроблення стартап-проекту:

Доцент кафедри менеджменту, к.е.н., доцент,

Бояринова К.О. _____

Рецензент:

Професор кафедри ООЕП, доктор технічних наук,

професор, Чиж І.Г. _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.

Студент (-ка) _____

Київ – 2018 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-науковою програмою

Спеціальність (спеціалізація) – 151 Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології (комп'ютерно-інтегровані технології та системи неруйнівного контролю).

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Протасов А.Г.

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Редька Михайло Олександрович

1. Тема дисертації «Розроблення інформаційної технології ультразвукової дефектоскопії з підвищеною вірогідністю контролю», науковий керівник дисертації Куц Юрій Васильович, професор кафедри ПСНК, доктор технічних наук, професор, затверджена наказом по університету від «__» _____ 20__ р. № _____
2. Термін подання студентом дисертації _____
3. Об'єкт дослідження: процес ультразвукового неруйнівного контролю
4. Предмет дослідження: метод виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за низького відношення сигнал/шум і відсутності апріорної інформації про параметри сигналу
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: дослідити наявні методи ультразвукового неруйнівного контролю; дослідити наявні методи виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю; провести моделювання наявних на даний момент фазових методів виявлення сигналів за низького відношення сигнал/шум; розробити метод виявлення сигналів за низького відношення сигнал/шум за відсутності апріорної інформації про сигнал
6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: 1 – назва, предмет, об'єкт, наукова новизна, завдання дослідження; 2 – алгоритм моделювання процесу виявлення сигналів ультразвукової дефектоскопії; 3 –

результати моделювання; 4 – Результати моделювання процесу побудови r -статистики для різних режимів виявлення сигналу; 5 – аналіз вірогідності виявлення сигналів УЗК; 6 – обґрунтування адаптивного порогу для виявляча сигналів УЗК

7. Орієнтовний перелік публікацій 7 наукових праць, з яких: 3 у фахових виданнях України, 1 патент України та 17 тез доповідей у збірниках матеріалів конференцій

8. Консультанти розділів дисертації*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Розробка стартап-проектів	Бояринова Катерина Олександрівна		

9. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Формулювання завдання магістерської дисертації	10.10.2016	Виконано
2	Проведення аналітичного огляду методів ультразвукової дефектоскопії	21.12.2016	Виконано
3	Аналітичний огляд методів виявлення сигналів за низького відношення сигнал/шум	10.02.2017	Виконано
4	Дослідження дискретного перетворення Гільберта	15.05.2017	Виконано
5	Моделювання методу виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за низького відношення сигнал/шум за наявності апріорної інформації про досліджуваний сигнал	10.09.2017	Виконано
6	Розроблення методу виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за низького відношення сигнал/шум за відсутності апріорної інформації про досліджуваний сигнал	30.10.2017	Виконано
7	Дослідження вірогідності виявлення сигналів розробленим методом	10.02.2018	Виконано
8	Формулювання висновків	20.04.2018	Виконано

Студент

Редька М.О.

Науковий керівник дисертації

Куц Ю.В.

Реферат

* Якщо визначені консультанти. Консультантом не може бути зазначено наукового керівника магістерської дисертації.

Актуальність теми

Поява нових матеріалів, призначених для збільшення міцності та надійності виробів за зменшених матеріальних витрат обумовлює необхідність удосконалення існуючих та розроблення нових методів і засобів їх неруйнівного контролю. Зокрема, одним з таких методів є метод TOFD. Отримані в результаті дифракції сигнали характеризуються малою амплітудою, що вимагає застосування спеціальних методів їх виявлення та аналізу.

Нові матеріали, наприклад композитні, мають специфічні характеристики, до яких відноситься велике загасання звуку в матеріалі. Розроблення ефективних методів та засобів їх контролю також вимагає застосування удосконалених методів виявлення та аналізу сигналів за низького відношення сигнал/шум.

Мета і задачі дослідження

Мета дослідження – підвищення вірогідності результатів ультразвукової дефектоскопії шляхом використання методів статистичної фазометрії для опрацювання інформативних сигналів.

В ході дослідження було розв'язано наступні **задачі**:

1. Розробити основу інформаційної технології опрацювання сигналів ультразвукової дефектоскопії, яка включає метод, алгоритм і програмне забезпечення фазової ультразвукової дефектоскопії.
2. Обґрунтувати використання кругових статистик для виявлення сигналів дефектоскопії за низького відношення сигнал/шум та відсутності апріорної інформації про частоту сигналу-носія зондуючих імпульсів.
3. Дослідити вплив апертури віконної функції на вірогідність виявлення сигналів УЗК.
4. Розробити метод виявлення сигналів УНК за низького відношення сигнал/шум та за відсутності апріорної інформації про сигнал-носії.

5. Проаналізувати вірогідність виявлення сигналів ультразвукової дефектоскопії за результатами аналізу кругових статистик.

Об'єкт дослідження – процес ультразвукового неруйнівного контролю.

Предмет дослідження - метод виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за низького відношення сигнал/шум і відсутності апріорної інформації про сигнал.

Методи дослідження базуються на використанні теоретичних основ ультразвукового неруйнівного контролю; методів цифрової обробки сигналів; моделюванні процесів формування, поширення, прийому та подальшої обробки сигналів ультразвукового неруйнівного контролю в середовищі MatLab.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше запропоновано метод фазової ультразвукової дефектоскопії, який ґрунтується на статистичному аналізі фазових характеристик сигналів і дозволяє підвищити вірогідність виявлення дефектів за низького відношення сигнал/шум і відсутності апріорної інформації про частоту сигналу-носія.
2. Обґрунтовано використання вагової обробки різниці фазових характеристик сигналу і шуму, що забезпечує працездатність за менших відношень сигнал/шум.
3. Вперше запропоновано вибирати поріг прийняття рішення про наявність сигналів від дефектів за результатами аналізу вибіркової кругової дисперсії, отриманої за фазовими характеристиками сигналів, що дозволяє підвищити вірогідність виявлення сигналів від дефекту.

Практичне значення результатів дисертації:

1. Виконано комп'ютерне моделювання процесу формування, обробки та виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю методами статистичної фазометрії за обмеженої інформації про модель сигналу.

2. Запропонований метод обробки сигналів дозволяє підвищити вірогідність результатів ультразвукового неруйнівного контролю, що підтверджено теоретичними і модельними дослідженнями;
3. Запропоновано алгоритм розрахунку адаптивного порогу в залежності від оцінок математичного сподівання та дисперсії вірної і хибної гіпотез з метою максимізації вірогідності прийняття вірної гіпотези.
4. Сформовано рекомендації щодо підбору параметрів режимів процесу опрацювання сигналів УНК, а саме коефіцієнту підсилення та апертури віконної функції, що дозволяє максимізувати вірогідність виявлення сигналів УНК за відсутності апріорної інформації про частоту сигналу-носія.

Апробація результатів дисертації

Основні положення та результати роботи доповідались на наступних конференціях: науково-технічна конференція «Сучасні прилади, матеріали і технології для неруйнівного контролю і технічної діагностики машинобудівного і нафтогазопромислового обладнання» (м. Івано-Франківськ 2017 р.); Міжнародна науково-технічна конференція «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ-2017» (м. Мінськ, Республіка Білорусь, 2017 р.);

Науково-практична конференція студентів, аспірантів та молодих вчених «Погляд у майбутнє приладобудування» (м. Київ, 2018 р.); міжнародна наукова конференція «Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах» (м. Вінниця, 2017 р.).

Публікації

За темою дисертаційних досліджень було опубліковано 7 наукових праць, з яких: 3 у фахових виданнях України, 1 патент України та 3 тези доповідей у збірниках матеріалів конференцій.

Ключові слова

Ультразвуковий неруйнівний контроль, фазові методи обробки сигналів, методи статистичної фазометрії, віконна обробка сигналів, вагова обробка.

Abstract

Topicality of research

Appearance of new materials, which main purpose is increment of strength and reliability of products without high material costs causes necessity of improvement of existing and development of new non-destructive testing (NDT) methods. Method TOFD is one of such methods. Signals, received in result of diffractions has low amplitude, and it requires using of special methods of signal detection and processing.

New materials, as example – composite, has specific characteristics, one of this characteristics is high attenuation of sound. Development of efficient methods of control for these materials also requires using of improved methods of detecting and processing of signals with low signal-to-noise ratio (SNR).

Purpose and tasks of research

Purpose of research – boost of probability of ultrasonic NDT methods by using methods of statistic phase measuring for processing of informative signals.

During research were solved following **tasks**:

1. To develop basis of information technology of processing signals of ultrasonic NDT, which include method, algorithm and program software of phase ultrasonic NDT.
2. To justify the use of circle statistics for detection and processing NDT signals with low SNR and absence of a priori signal frequency information.
3. To investigate impact of window function aperture on probability of signal detection.
4. To develop method of ultrasonic NDT signals with low SNR and absence of a priori signal frequency information.
5. To analyze probability of ultrasonic NDT signals detection by results of circle statistics analysis.

Object of research – process of ultrasonic non-destructive testing

Subject of research – method of ultrasonic NDT signals detection with low SNR and absence of a priori signal information.

Methods of research is based on using of theoretic basics of ultrasonic non-destructive testing; digital signal processing methods; modeling of generating, spreading, receiving and processing of ultrasonic NDT signals via MatLab environment.

Scientific novelty of research:

1. For the first time suggested phase ultrasonic NDT method, which is based on statistical analysis of signal phase characteristics and allow boost of probability of signal detection with low SNR and absence of a priori information about signal frequency.
2. Substantiated use of phase difference of signal and noise processing, which provides efficiency with lower SNR values.
3. For the first time suggested to chose defect level in result of analysis of circle dispersion, received from phase characteristics of signals, which allows to boost reliability of detecting of defect signals.

Practical value dissertation results:

1. Completed modeling of process of generating, processing and detecting signals of ultrasonic NDT via statistic phase measuring methods with limited signal information.
2. Suggested method of signal processing allow to boost reliability of ultrasonic NDT, what was confirmed with theoretical and model research.
3. Suggested calculation algorithm for adaptive defect level depending on evaluations of expected value and dispersion of true and false hypothesis with main purpose of maximizing of reliability of right hypothesis choosing.
4. Formed recommendations for signal processing process parameters, such as amplification coefficient and window function aperture, which allow

to maximize ultrasonic NDT signal detection with absence of a priori information about signal frequency.

Approbation of dissertation results

Main ideas and results of research were reported on following conferences: scientific and technical conference “Modern devices, materials and technologies for non-destructive testing and technical diagnostics in machine-building and oil and gas equipment” (Ivano-Frankivsk city, 2017); international scientific and technical conference “Instrument making-2017” (Minsk city, republic of Belarus, 2017);

Scientific and technical conference of students, aspirants and young scientists “Look into future of instrument making” (Kyiv city, 2018); international scientific conference “Measurements, control and diagnostics of technical systems” (Vinnitsia city, 2017).

Publications

On the topic of research were published 7 scientific works, of which: 3 in professional editions of Ukraine, 1 patent of Ukraine and 3 theses in collections of conferences materials.

Key words

Ultrasonic non-destructive testing, phase methods of signal processing, methods of statistic phase measurement, window signal processing.

Зміст

Перелік умовних позначень.....	11
Вступ.....	12
1. Загальні відомості про методи ультразвукового неруйнівного контролю (УНК) та методи виявлення сигналів УНК.....	18
1.1. Короткі теоретичні відомості про (УНК)	18
1.2. Огляд методів опрацювання сигналів УЗК за низького відношення сигнал/шум	28
1.3. Висновки до розділу	32
2. Теоретичний базис методу виявлення сигналів УНК за низького відношення сигнал/шум	33
2.1. Особливості формування сигналів УНК в різних матеріалах.....	33
2.2. Визначення відношення сигнал/шум на виході приймача, що працює за методом узгодженої фільтрації	38
2.3. Статистична обробка фазових характеристик	44
2.3.1. Застосування перетворення Гільберта для отримання характеристик сигналів	44
2.3.2. Дискретна фазова характеристика сигналу	49
2.3.3. Кругові статистики	50
2.3.4. Висновки до розділу	53
3. Розроблення та аналіз фазових методів виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю.....	55
3.1. Аналіз методів виявлення сигналу за відомої частоти сигналу-носія	55
3.2. Моделювання фазового методу виявлення сигналів за відомої частоти сигналу-носія	58
3.3. Розроблення методу виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за невідомої частоти сигналу-носія	64

3.4. Моделювання процесу виявлення сигналів за невідомої апіорної інформації про сигнал-носій за низького відношення сигнал/шум	66
3.5. Висновки до розділу	70
4. Аналіз вірогідності виявлення сигналів УНК розробленим методом	72
4.1. Аналіз закону розподілу щільності імовірності r-статистики	72
4.2. Перевірка гіпотези підпорядкованості r-статистики бета-розподілу.....	75
4.2.1. Перевірка гіпотези підпорядкованості r-статистики бета-розподілу за критерієм Смірнова-Крамера-фон Мізеса	77
4.3. Визначення вірогідності виявлення сигналу та обґрунтування вибору порогу виявлення	77
4.4. Обґрунтування розрахунку алгоритму для отримання адаптивного порогу П	81
4.5. Усереднення тренду фазової характеристики шуму з метою збільшення вірогідності виявлення сигналів.....	82
4.6. Висновки до розділу	83
5. Розроблення стартап-проекту.....	84
5.1 Опис ідеї проекту.....	84
5.2 Технологічний аудит ідеї проекту.....	85
5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту.....	86
5.4 Розроблення ринкової стратегії проекту.....	91
5.5 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту.....	93
5.6 Висновки до розділу	95
Висновки.....	96
Список використаної літератури.....	97
Додатки.....	100

Перелік умовних позначень

АХС	Амплітудна характеристика сигналу
ДПГ	Дискретне перетворення Гільберта
ДФХС	Дискретна фазова характеристика сигналу
ІС	Інформаційна система
ІТ	Інформаційна технологія
НК	Неруйнівний контроль
ОК	Об'єкт контролю
ПГ	Перетворення Гільберта
ПЕП	П'єзоелектричний перетворювач
TOFD	Time of flight diffraction
УЗД	Ультразвукова дефектоскопія
УНК	Ультразвуковий неруйнівний контроль
ФХС	Фазова характеристика сигналу

Вступ

На сьогодні галузі виробництва досягли етапу, на якому цінність матеріальних ресурсів поступово зменшується, в той же час потреба в нових, більш ефективних методах застосування матеріальних ресурсів збільшується, породжуючи нові ідеї реалізації наявної елементної бази. До таких ідей відносяться в першу чергу відносяться інформаційні технології.

Технологія – це сукупність знань про способи й засоби ведення виробничих процесів, під час яких відбувається якісна зміна оброблюваних об'єктів. Технологіям керованих процесів властиві впорядкованість і організованість, які протиставляються стихійним процесам. Історично термін «технологія» виник у сфері матеріального виробництва. Інформаційну технологію в даному контексті можна вважати технологією застосування програмно-апаратних засобів обчислювальної техніки в даній предметній галузі.[1]

В галузі неруйнівного контролю інформаційні технології складаються з наступних складових:

- Математичні засоби;
- Технічні засоби;
- Програмні засоби;
- Фізичні методи контролю;

Ціллю дисертації є розробка інформаційної технології, а саме таких її складових як математичні засоби і програмні засоби, які забезпечать підвищення вірогідності контролю наявних на даний момент методів ультразвукового неруйнівного контролю, суть якої полягає в використанні методів статистичної фазометрії для вирішення задач виявлення сигналів на фоні адитивних завад за низького відношення сигнал/шум.

Інформаційна технологія (ІТ) в галузі НК – це сукупність методів, процесів контролю і програмно-технічних засобів, об'єднаних у спільну

структуру, яка призначена для збору, обробки, зберігання, поширення й відображення інформації з метою зниження трудомісткості, підвищення надійності та вірогідності процесів НК виробів різного призначення.

До інформаційних технологій висуваються вимоги цілісності, повноти, вірогідності, захисту від несанкціонованого доступу, уніфікації, мінімізації об'єму в процесі передавання та збереження.

Відомо, що потенціальні можливості сучасних засобів техніки неруйнівного контролю можуть бути реалізовані шляхом застосування різних варіантів програмного забезпечення, яке значною мірою впливає на вірогідність розв'язку різних задач досліджень та процесів обробки інформації без зміни апаратної частини обчислювальних систем, що може забезпечити економію коштів і часу на розробку нових і модернізацію існуючих систем контролю. В загальному плані інформаційні технології є важливими інформаційними ресурсами процесу розвитку різних об'єктів, систем, комплексів.

Інформаційна технологія у вузькому значенні стосується технологічного боку інформаційної системи (ІС) і вміщує технічне забезпечення, бази даних (БД), програмне забезпечення, мережі передачі даних й інші засоби.

Інформаційні технології характеризуються такими основними рисами:

- предметом (об'єктом), на який спрямований процес обробки є дані;
- метою процесу обробки даних є одержання інформації;
- засобами здійснення процесу обробки даних є програмні, апаратні та програмно-апаратні обчислювальні модулі;
- процеси обробки даних складаються з операцій, які визначаються певною предметною областю;
- критеріями оптимізації процесу є своєчасність отримання діагностичної інформації, її висока надійність та достовірність.

З усіх видів технологій ІТ в області неруйнівного контролю висуває найвищі вимоги щодо врахування «людського фактору», справляючи ключовий вплив на рівень кваліфікації дефектоскопіста, зміст його праці, фізичне, психологічне й розумове навантаження, перспективи професійного зростання та рівень соціальних відносин.

Виділяють три рівні розгляду ІТ:

- 1) теоретичний, полягає у створенні комплексу взаємозалежних моделей ІТ, сумісних параметрично і критеріально;
- 2) дослідний, полягає у розробленні методів, що дозволяють автоматизувати конструювання оптимальних визначених ІТ;
- 3) прикладний, який доцільно поділити на два підрівні: інструментальний і предметний.

Інструментальний підрівень визначає методи й способи реалізації ІТ, які можна поділити на методичні, інформаційні, математичні, алгоритмічні, технічні, програмні.

Предметний підрівень пов'язаний зі специфікою конкретної предметної області й відображається в спеціалізованих ІТ, наприклад неруйнівному контролю, організаційному керуванні, керуванні технологічними процесами, автоматизованому проектуванні, навчанні та ін.

Успішне впровадження ІТ пов'язане з можливістю їх типізації. Інформаційна технологія має комплекс компонентів, тому доцільно визначити її структуру і склад.

Будь-яка інформаційна технологія включає в себе методологію та засоби реалізації. В свою чергу, методологія складається з:

- 1) декомпозиції процесу на окремі взаємопов'язані складові: стадії, етапи, фази, операції;
- 2) програмної реалізації певної послідовності виконання операцій, фаз, стадій процесу у відповідності з метою технології;

3) детермінованості інструкцій по виконанню операцій, що регламентуються технологічною документацією.[2]

Інформаційна технологія представляє собою комплексну систему, якій властиві організаційна та функціональна структура, математичні, технічні та інформаційні засоби.

Ці складові виконують наступні функції:

1) Організаційна структура технології – організація процесу виробництва з усіма зв'язками між окремими структурними одиницями виробництва;

2) Функціональна частина – функції, що відносяться до конкретних структурних одиниць та взаємодія цих функцій;

3) Математичні засоби – моделі та методи, націлені на оптимізацію технічного процесу;

4) Інформаційні засоби – сукупність інформація, яка подається у вигляді баз даних. Вона присутня на всіх стадіях технологічного процесу: розробки, впровадження та експлуатації;

5) Технічні засоби – засоби виробництва, які лежать в основі технологічного процесу.

Інформаційні технології орієнтовані на використання в нових системах неруйнівного контролю та вдосконаленні наявних на даному етапі розвитку галузі неруйнівного контролю. Шляхом використання нових інформаційних технологій можна вирішити наступні завдання:

- Удосконалення існуючих систем та розробка принципово нових систем неруйнівного контролю;
- Збільшення області застосування наявних систем неруйнівного контролю та об'єму інформації, яку дані системи надають про об'єкт контролю;
- Збільшення ефективності систем неруйнівного контролю шляхом використанням нових фізичних ефектів та явищ;

- Дослідження нових моделей сигналів неруйнівного контролю, їх характеристик та параметрів, які більш детально відображають параметри ОК;
- Розробка нових методів оброблення інформації, виявлення сигналів неруйнівного контролю;
- Застосування методів статистичного аналізу експериментальних даних до задач неруйнівного контролю;

Для технологічного рівня процесу неруйнівного контролю характерне застосування автоматизованого управління, в якому роль людини зводиться до мінімуму. На рис. 1.1 зображено процес автоматизованого контролю. Роль людини (дефектоскопіста) в такій структурі управління складається з побудови концептуальної моделі процесу контролю. Концептуальна модель у вигляді вхідної інформації $I_{вх}$ формується людиною в певну програму П, що задається на ПК. На основі програми та інформації, що надходить з об'єкта контролю через датчик Д і перетворювач П1, ПК формує інформацію контролю $I_{к}$. за допомогою перетворювача П2 інформація контролю перетворюється у сигнал В, який подається на об'єкт контролю ОК. В процесі поширення в об'єкті контролю сигнал зазнає змін, які свідчать про стан ОК. Після поширення в ОК сигнал потрапляє на датчик Д та перетворювач П2, які перетворюють його на електричний сигнал, придатний до подальшої обробки. Одночасно в ПК виробляється вихідна інформація $I_{вих}$, що є необхідною дефектоскопісту для зміни або поповнення концептуальної моделі. При наявності математичної моделі, що адекватно описує процес контролю, людина може виключатись з даної схеми контролю.[2]

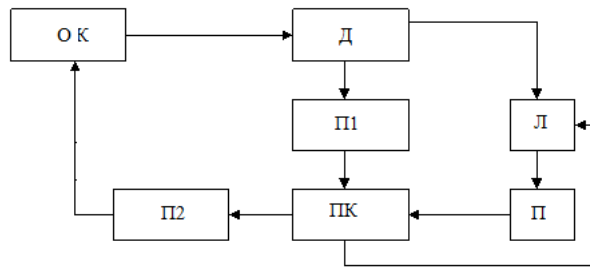


Рис. 1.1 – Узагальнена структура автоматизованого неруйнівного контролю виробів широкого призначення

Таким чином, основною метою інформаційної технології є зменшення суб'єктивного впливу оператора на процеси контролю, це дозволяє зменшити вірогідність виникнення помилок в процесах неруйнівного контролю, тим самим збільшуючи його вірогідність. Розроблення нових інформаційних технологій може збільшити ефективність наявної на даний час апаратної бази неруйнівного контролю, що дозволить запобігти потенційним матеріальним витратам на розроблення нових систем неруйнівного контролю. Тому нові інформаційні технології повинні інтегруватись в сучасні системи контролю з метою збільшення ефективності роботи останніх.

1. Загальні відомості про методи ультразвукового неруйнівного контролю (УНК) та методи виявлення сигналів УНК

1.1 Короткі теоретичні відомості про (УНК)

Ультразвукова дефектоскопія – сукупність методів неруйнівного контролю, в основі яких лежить застосування пружних коливань, акустичних хвиль ультразвукового діапазону: 0.02 – 200 МГц. В ультразвуковому неруйнівному контролі застосовують коливання з інтенсивністю не більше 1-2 Вт/см²

Ультразвукові коливання – коливальний рух частинок середовища. Ультразвук, на відміну від звуку, легко піддається фокусуванню, за допомогою чого є можливим отримання більшої інтенсивності коливань. Поширення ультразвукових хвиль в різних середовищах (гази, рідини, тверді тіла) супроводжуються явищами різного роду явищами (наприклад ефект Доплера), більшість з яких можуть бути застосовані в техніці та в певних галузях науки. Також широкого застосування акустичні методи набули в галузі медицини.

Порівняно з такими методами неруйнівного контролю як магнітний та радіаційний УНК має значні переваги, такі як:

1. безпечність проведення контролю;
2. висока ступінь автоматизації контролю;
3. можливість обробки отриманих даних в цифровому вигляді.

В якості практичної основи буде використано саме акустичний метод контролю. Серед акустичних методів контролю, таких як:

1. луна – імпульсний;
2. тіньовий;
3. TOFD та ін.

Особливо виділяється метод TOFD, адже цей метод дає змогу побачити не просто еквівалентний діаметр дефекту, а й самі розміри дефекту, тріщини наприклад.

Метод TOFD (анг. Time Of Flight Diffraction) заснований на ефекті дифракції ультразвукових хвиль на краях дефекту. Що згідно принципу Гюйгенса стають вторинними випромінювачами та випромінюють сферичну хвилю в усіх напрямках.

Переваги TOFD методу:

1. Висока ймовірність знаходження дефекту;

В результаті європейського проекту “Ефективність застосування методу TOFD для контролю зварних з'єднань та посудин під тиском на стадії виготовлення” (TOFDPROOF) було проведено порівняння ефективності методу TOFD, радіографічного і традиційного ручного ультразвукового луна – імпульсного методу контролю (табл. 1.1). Таблиця також включає схожі дані, отримані під час виконання голландського проекту KINT, проведеним Голландським Товариством Перевірки якості і Неруйнівного контролю (Dutch Quality Surveillance and Non – Destructive Testing Society).

Табл.1.1

Європейський проект TOFDPROOF		Європейський проект KINT		
Метод	Ймовірність знаходження дефекту	Ймовірність знаходження хибного дефекту	Ймовірність знаходження дефекту	Ймовірність знаходження хибного дефекту
TOFD	70 – 90%	<10%	82.4%	11.1%
RT	60 – 70%	Немає даних	60.1%*	10.8%*
UT	55 – 65%	Немає даних	52.3%	22.7%

2. Можливість вияву дефектів практично будь – якої орієнтації в просторі;

Унаслідок розходження дифрагованих сигналів в усіх напрямках, метод TOFD чутливий фактично до будь-якого типу дефектів, незалежно від їх орієнтації в просторі. При цьому відбудеться прийом частини розсіяною енергії ультразвукового пучка від дефекту в вигляді сигналів малої амплітуди, дифрагованих від його країв, які будуть виведені на екран в коректному відносному положенні (рис 1.2).

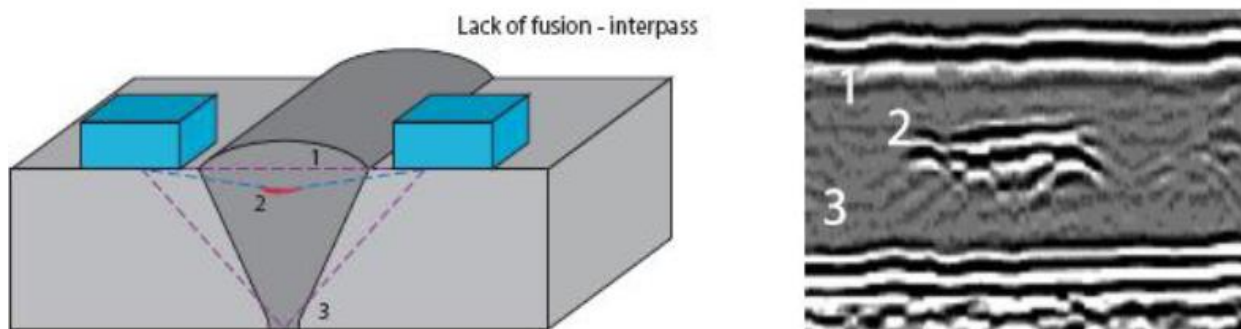


Рис. 1.2 Відображення дефекту знайденого методом TOFD

3. Практично повна ідентичність при повторенні контролю.

Сканування зварного з'єднання з використанням методу TOFD, виконане одним фахівцем, буде практично ідентичне скануванню методом TOFD, виконаним іншим фахівцем з використанням подібних перетворювачів і налаштуванням апаратури. Це робить метод TOFD ідеальним для спостереження за розвитком дефектів.

Недоліки методу TOFD:

1. Слабкі сигнали від дифрагованих хвиль;
2. Обмеження кривизни контрольованої поверхні;
3. Чутливість до шуму від зерен металу в матеріалі контрольованого виробу (рис. 1.3);
4. Досить висока частота зондуєчи імпульсів;
5. Не чутливий до дефектів, що розташовані паралельно до контрольованої поверхні та ін.

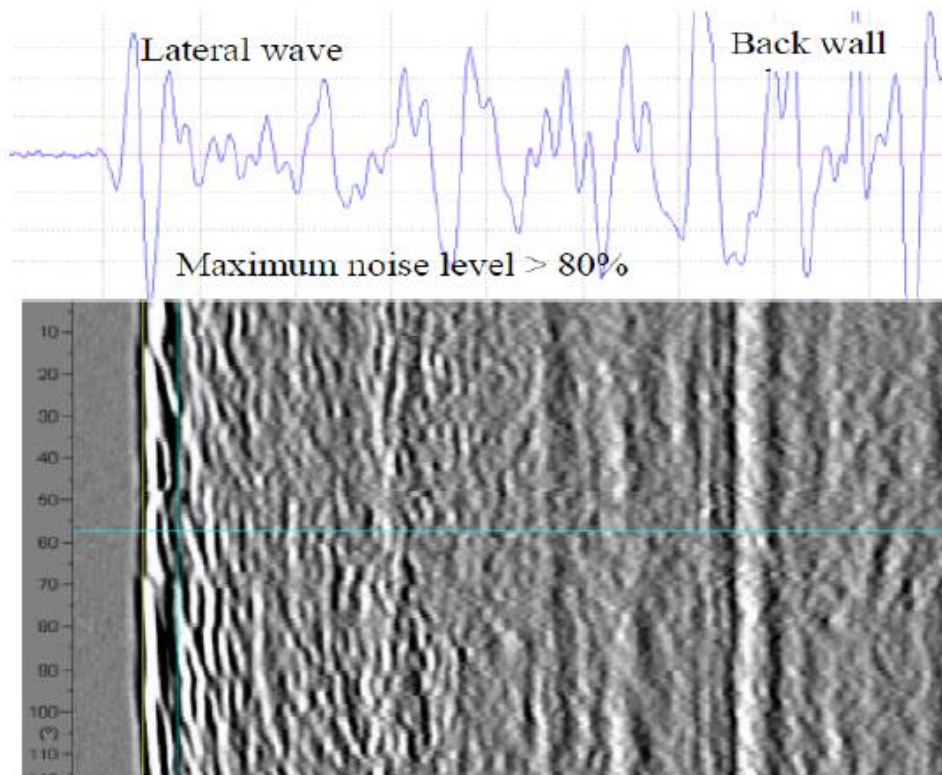


Рис.1.3 Шум від зерен металу

У такому випадку, якщо на розгортці TOFD буде видно велику кількість індикацій від дифрагованих сигналів, це пов'язано з неоднорідністю структури металу зварного шва зі сталі аустенітного класу і не означає погану якість зварного шва .

Для кращого розуміння процесу формування сигналів в ультразвуковому контролі наведемо приклад розрахунку акустичного тракту об'єкту контролю (ОК) при використанні методу TOFD для знаходження дефектів.

Для початку встановимо початкові умови:

1. Об'єкт контроль – зварне з'єднання
2. Робоча частота перетворювача – 5 МГц

Розрахунок акустичного тракту поздовжніх хвиль

Товщину п'єзоелементу можна визначити як:

$$h_{ПЕ} = \frac{c_{ПЕ}}{2f} \quad (1.1)$$

$c_{ПЕ}$ – швидкість ультразвуку п'єзоперетворювача;

f – частота випромінювання.

Підставивши значення отримуємо:

$$h_{ПЕ} = \frac{c_{ПЕ}}{2f} = \frac{3300 м/с}{2 \cdot 5 \cdot 10^6 Гц} = 0.33 \cdot 10^{-3} м$$

Розрахунок ближньої зони перетворювача:

$$r_{бл.} = \frac{r^2}{\lambda} \quad (1.2)$$

r – радіус п'єзоперетворювача, який становить 2 мм;

λ – довжина хвилі в об'єкті контролю;

Довжина хвилі λ :

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{5900 м/с}{5 \cdot 10^6 Гц} = 1.18 \cdot 10^{-3} м \quad (1.3)$$

c – швидкість ультразвуку в сталі;

f – частота випромінювання;

Отримуємо:

$$r_{бл.} = \frac{r^2}{\lambda} = \frac{4 \cdot 10^{-6} м}{1.18 \cdot 10^{-3} м} = 3.389 \cdot 10^{-3} м$$

Для введення поздовжніх хвиль кут падіння має бути меншим за перший критичний кут:

$$\beta_{кр1} = \arcsin \frac{c_{l1}}{c_{l2}} = \arcsin \frac{2690 м/с}{5900 м/с} = 27^\circ \quad (1.4)$$

Схема акустичного тракту у разі похилого введення ультразвукових хвиль виглядає так (рис. 1.4).

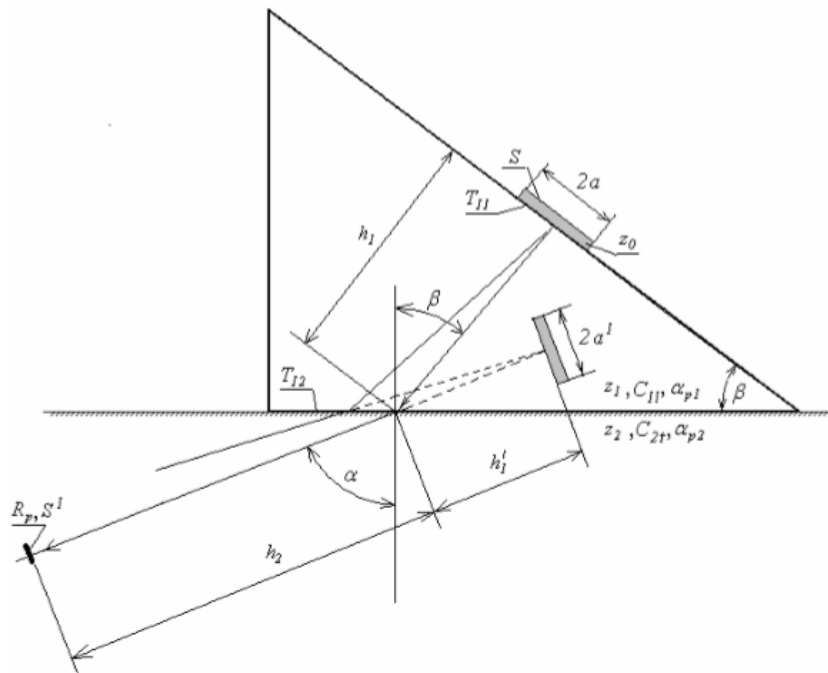


Рис. 1.4 – Акустичний тракт у разі похилого введення з трансформацією ХВИЛЬ

Оберемо оптимальний кут падіння ультразвукових хвиль в ОК так, щоб забезпечити максимальну інтенсивність поздовжньої хвилі і мінімальну поперечної (рис. 1.5):

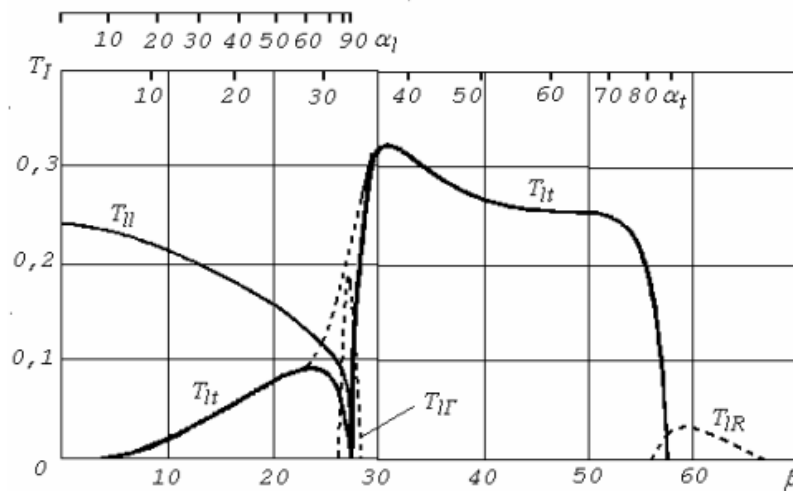


Рис. 1.5 – Графік залежності коефіцієнту проходження ультразвукових хвиль від куту падіння

За графіком обираємо кут падіння 15 градусів.

Згідно закону Снеліуса хвиль (рис. 1.6) визначимо кут введення ультразвукових хвиль в ОК:

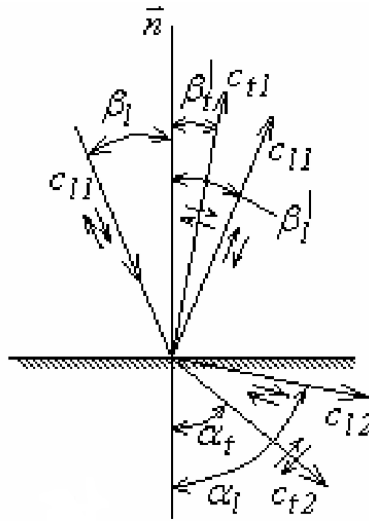


Рис. 1.6 Трансформація поздовжньої хвилі

$$\frac{\sin \beta_l}{c_{11}} = \frac{\sin \alpha_l}{c_{12}} \Rightarrow \frac{\sin(15^\circ)}{2690} = \frac{\sin(\alpha_l)}{5900} \Rightarrow \alpha_l = \arcsin\left(\frac{0.258 \cdot 5900}{2690}\right) = 34.38^\circ$$

Знайдемо кут розхил головної пелюстки:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{1.22 \cdot \lambda_{ok}}{2a}\right) = \arcsin\left(\frac{1.22 \cdot 1.18 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}}\right) = 21.09^\circ$$

Звідки:

$$2\theta = 42.18^\circ$$

Отримаємо наступну картину (рис. 1.7):

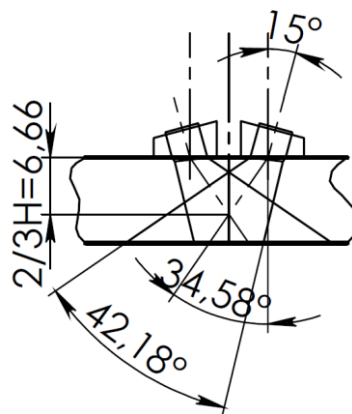


Рис. 1.7 – Кути заломлення поздовжньої хвилі та розхил головної пелюстки

Відповідно до схеми акустичного тракту і променевої картини виконаємо еквівалентні заміни (рис. 1.8)

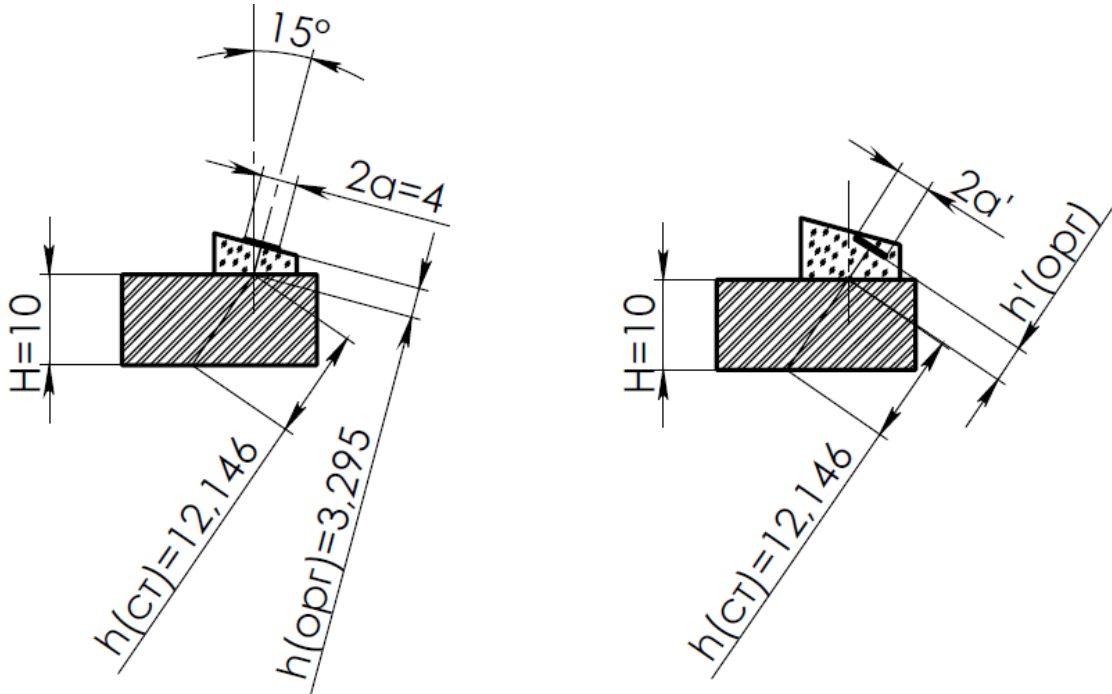


Рис. 1.8 – Перехід від реальної схеми вимірювання до еквівалентної

$$h'_{\text{орг}} = h_{\text{орг}} \frac{c_{I1} \cos \alpha_1}{c_{I2} \cos \beta_1} = 3.295 \cdot 10^{-3} \frac{2690 \cdot \cos(34.38^\circ)}{5900 \cdot \cos(15^\circ)} = 1.28 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Коефіцієнт акустичного тракту для донного імпульсу у разі похилого введення буде визначатися як:

$$K_{a.m.} = \frac{S \frac{\cos \alpha_1}{\cos \beta_1}}{\lambda^2 (h'_{\text{орг}} + h_{\text{см}})^2} T_{I1} T_{I2} R_p R(\theta) e^{-2(h_{\text{орг}} \alpha_{p(\text{орг})} + h_{\text{см}} \alpha_{p(\text{см})})} \quad (1.5)$$

Розрахуємо коефіцієнт проходження по інтенсивності:

$$T_{I1} = \frac{4z_1 z_2}{(z_1 + z_2)^2}$$

Де z_1 і z_2 імпеданси кожного із середовищ п'єзоелемента і матеріалу призми відповідно.

$$z_1 = C_{ЦТС} \cdot p_{ЦТС} = 3300 \cdot 7450 = 2.458 \cdot 10^7 \left(\frac{\text{Па} \cdot \text{с}}{\text{м}} \right)$$

$$z_2 = C_{орг} \cdot p_{орг} = 2690 \cdot 1180 = 3.174 \cdot 10^6 \left(\frac{\text{Па} \cdot \text{с}}{\text{м}} \right)$$

$$T_{П} = \frac{4 \cdot 2.458 \cdot 10^7 \cdot 3.174 \cdot 10^6}{(2.458 \cdot 10^7 + 3.174 \cdot 10^6)^2} = 0.405$$

Виходячи з графіка залежності коефіцієнта проходження від кута падіння (рис. 1.7) приймаємо $T_{П2}=0.18$

Розрахуємо еквівалентну площу перетворювача:

$$S = \frac{\pi(2a')^2}{4} = \frac{\pi \cdot (3.42 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 9.18 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$$

Оскільки ми вважаємо, що хвиля повністю відбилася від донної поверхні, величину R_p приймаємо рівну 1.

Коефіцієнт a_p для орг. скла є табличною величиною і дорівнює 30 Нп/м при частоті 2.5МГц. Для визначення коефіцієнта затухання на частоті 5МГц складемо пропорцію:

$$\frac{2.5\text{МГц}}{5\text{МГц}} = \frac{30\text{Нп/м}}{\alpha_{p(орг)}} \Rightarrow \alpha_{p(орг)} = \frac{5\text{МГц} \cdot 30\text{Нп/м}}{2.5\text{МГц}} = 60\text{Нп/м}$$

Коефіцієнт a_p для сталі є табличною величиною і дорівнює 5 Нп/м при частоті 2.5МГц. Для визначення коефіцієнта затухання на частоті 6МГц складемо пропорцію:

$$\frac{2.5\text{МГц}}{5\text{МГц}} = \frac{5\text{Нп/м}}{\alpha_{p(ст)}} \Rightarrow \alpha_{p(ст)} = \frac{5\text{МГц} \cdot 5\text{Нп/м}}{2.5\text{МГц}} = 10\text{Нп/м}$$

Оскільки очевидно, що відбивач знаходиться в межах головної пелюстки приймаємо $R(\theta)=0.5$.

Підставивши значення можна розрахувати коефіцієнт акустичного тракту у для донного імпульсу:

$$K_{a.m.} = \frac{9.18 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\cos(34.38^\circ)}{\cos(15^\circ)}}{1.18 \cdot 10^{-3} \cdot (12.146 \cdot 10^{-3} + 1.28 \cdot 10^{-3})} \cdot 0.405 \times \\ \times 0.18 \cdot 0.5 \cdot e^{-2(3.295 \cdot 10^{-3} \cdot 60 + 12.146 \cdot 10^{-3} \cdot 10)} = 9.5 \cdot 10^{-3}$$

Розрахуємо коефіцієнти акустичних трактів для випадку дифракції ультразвукових хвиль від країв тріщини.

Оскільки довжина хвилі в ОК дорівнює $\lambda = 1.18 \cdot 10^{-3}$ м, то мінімальний діаметр дефекту який можливо виявити $d_{def} = 2 \cdot 10^{-3}$ м.

Але оскільки прийнятий сигнал буде від хвиль, що будуть дифрагувати на краях тріщини приймаємо:

$$d_{тріщ} = 0.1 \cdot d_{def}$$

Розрахуємо площу дефекту:

$$S_{def} = \frac{\pi(d_{тріщ})^2}{4} = \frac{\pi \cdot (0.1 \cdot 2 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 3.14 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$$

Розрахуємо коефіцієнт акустичного тракту у випадку дифракції хвиль на краях тріщини:

$$K_{a.m.} = \frac{S_{def} \cdot S \cdot \frac{\cos \alpha_l}{\cos \beta_l}}{\lambda^2 (h'_{орг} + h_{см})^2} T_{I1} T_{I2} e^{-2(h_{орг} \alpha_{p(орг)} + h_{см} \alpha_{p(см)})} \quad (1.6)$$

Визначимо шлях, що пройде ультразвук в ОК до верхнього краю дефекту для випадку, коли він знаходиться на акустичній осі та на глибині $2/3H$ (рис. 1.9).

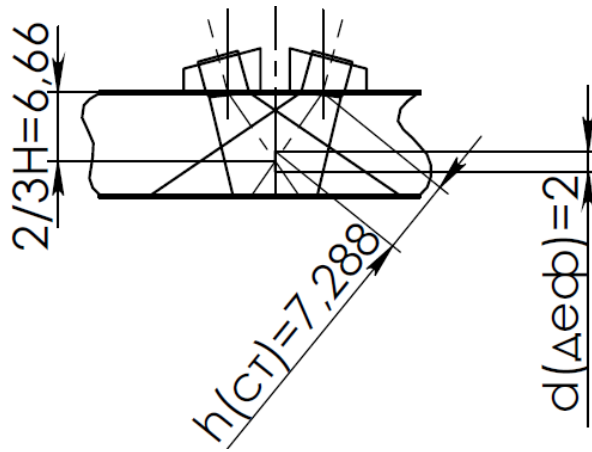


Рис. 1.9 – Відстань, що проходить ультразвук до верхнього краю дефекту

Звідси визначимо коефіцієнт акустичного тракту:

$$K_{a.m.1} = \frac{3.14 \cdot 10^{-8} \cdot 9.18 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\cos(34.38^\circ)}{\cos(15^\circ)}}{(1.18 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (7.288 \cdot 10^{-3} + 1.28 \cdot 10^{-3})^2} \cdot 0.405 \times$$

$$\times 0.18 \cdot e^{-2(3.295 \cdot 10^{-3} \cdot 60 + 7.288 \cdot 10^{-3} \cdot 10)} = 10.2 \cdot 10^{-5}$$

Визначимо шлях, що пройде ультразвук в ОК до верхнього краю дефекту для випадку, коли він знаходиться на акустичній осі та на глибині $2/3H$ (рис. 1.10).

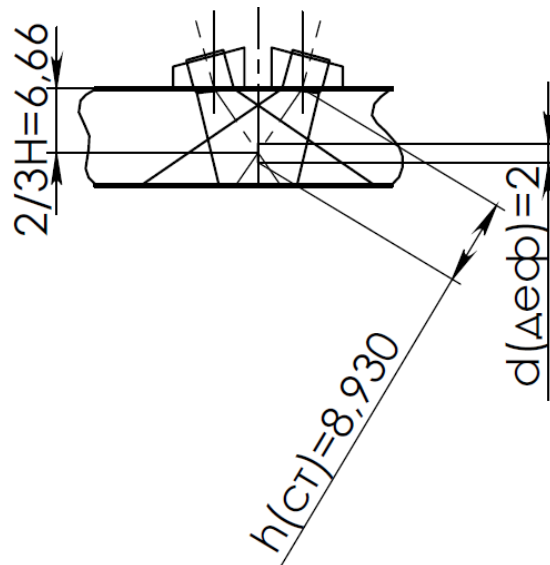


Рис. 1.10 – Відстань, що проходить ультразвук до нижнього краю дефекту

Звідси визначимо коефіцієнт акустичного тракту:

$$K_{a.m.2} = \frac{3.14 \cdot 10^{-8} \cdot 9.18 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{\cos(34.38^\circ)}{\cos(15^\circ)}}{(1.18 \cdot 10^{-3})^2 \cdot (8.93 \cdot 10^{-3} + 1.28 \cdot 10^{-3})^2} \cdot 0.405 \times \\ \times 0.18 \cdot e^{-2(3.295 \cdot 10^{-3} \cdot 60 + 8.93 \cdot 10^{-3} \cdot 10)} = 6.97 \cdot 10^{-5}$$

Оскільки, акустичного тракту для підповерхневих хвиль не існує, скористаємося трактом для хвиль Релея. Але тракту для хвиль Релея із застосуванням методу проходження також не існує. Крім того розрахувати хоча б енергетичну складову коефіцієнту акустичного тракту також не є можливим. Тому приймаємо, що коефіцієнт акустичного тракту підповерхневої хвилі більший за коефіцієнт від верхнього та нижнього країв дефекту, але менший за коефіцієнт від донного імпульсу.

Виходячи з результатів розрахунку можна зробити висновок, що є доцільним провести огляд відомих на даний час методів опрацювання сигналів УЗК за низького відношення сигнал/шум з метою аналізу їх можливостей для виявлення сигналів ультразвукової дефектоскопії.

1.2. Огляд методів опрацювання сигналів УЗК за низького відношення сигнал/шум

Для опрацювання сигналів за низького відношення рівня сигналу до рівня шуму можна використовувати один з наступних методів:

1. Метод оптимальної фільтрації сигналів;
2. Метод узгодженої фільтрації сигналів;
3. Застосування сигналів з різними видами модуляції і маніпуляції;
4. Кореляційний прийом сигналів;
5. Спліт метод;
6. Метод вейвлет-аналізу;

Розглянемо найбільш характерні з вище перелічених методів.

Метод оптимальної фільтрації сигналів. Суть методу полягає в тому, що один з параметрів сигналу, який надає апріорну інформацію про модель сигналу (такий як фаза) сигналу на вході приймача змінюється достатньо повільно для вимірювання чи проведення оцінювання його з достатньою долею імовірності. Оптимальний прийом сигналу є аналогом прийому сигналу за наявності точних відомостей про сигнал (з додаванням блоків оцінювання). Така ситуація характерна не тільки для багатьох канатів провідного, а і для деяких каналів радіозв'язку. Однак на практиці доволі часто фаза сигналу змінюється зі швидкістю, яка не надає можливостей для обробки сигналу. Крім того, в окремих випадках оцінка фази вимагає застосування складних пристроїв. Таким чином у випадках, коли є можливість оцінити початкову фазу прийнятого сигналу, часом від цього відмовляються та використовують алгоритми, синтезовані для випадкової початкової фази сигналу. Такі методи приймання відносяться до числа некогерентних. Алгоритм оптимального некогерентного приймання вперше отриманий Л.М. Фінком.

Кореляційний аналіз – метод дослідження взаємної залежності ознак в сукупності. Даний метод можливо застосовувати за умови випадкового характеру даних ознак та підпорядкування їх нормальному закону розподілу.

До основних вимог для застосування кореляційного аналізу відноситься достатня величина вибірки спостережень, набору факторних і результативних показників, їх відображення в інформаційних джерелах.

В зв'язку з тим, що кореляційний аналіз тісно пов'язаний з регресійним аналізом, тому він також носить назву кореляційно-регресійного. До основних задач кореляційного аналізу відносяться:

- визначення форми зв'язку;
- вимірювання щільності (сили) зв'язку;
- виявлення впливу факторів на результативну ознаку.

Кореляційний аналіз складається з наступних послідовних етапів:

- 1) встановлення причинно-наслідкових зв'язків між досліджуваними ознаками (виявлення факторів та вибір серед них тих, які найбільше впливають на результативний показник);
- 2) формування кореляційно-регресійної моделі (інформаційне забезпечення аналізу, вибір типу і форми зв'язку, складання моделі);
- 3) визначення кореляційних характеристик (показників зв'язку);
- 4) статистична оцінка параметрів зв'язку (економічна інтерпретація, оцінка значимості коефіцієнтів кореляції (наскільки відібрані фактори пояснюють варіацію результативного показника) та використання їх для вирішення практичних завдань, наприклад прийняття рішень, прогнозування, планування, нормування тощо (рис. 1.11)[2]



Рис. 1.11. Схема кореляційно-регресійного аналізу

Вейвлет-аналіз використовується в різних задачах, пов'язаних з аналізом просторових полів зі складною багатомасштабною структурою (турбулентні потоки) або часових сигналів зі змінним в часі спектральним станом, до яких можна віднести сигнали деяких методів УНК.

Основна ідея методу полягає в застосуванні базису, кожна функція кого характеризує як певну просторову (часову) частоту, так і місце її локалізації в фізичному просторі (часі).

Таким чином, можна зробити висновок, що всі розглянуті методи мають одну спільну особливість: по-перше, вони потребують наявності апріорної моделі досліджуваного сигналу, по-друге, ці методи орієнтовані виключно на амплітудні способи опрацювання інформаційних сигналів. Це пов'язано з особливостями процесу формування як зонduючих сигналів в апаратурі контролю, так і процесів формування сигналів в акустичному тракті, а також низьким рівнем складності алгоритмів опрацювання інформації. Натомість розвиток і удосконалення фазових методів отримання та опрацювання інформації, орієнтованих на використання в УНК дозволить підвищити метрологічні характеристики засобів УНК та розширити їх функціональні можливості.

1.4. Висновки до розділу

З наведеного вище огляду методів УЗД та методів обробки сигналів можна зробити висновок, що існує необхідність удосконалення відомих та розроблення нових методів УЗК, зокрема такі, що не потребують апріорного знання моделі сигналу. Необхідність реалізації таких методів виникає, наприклад, в доплерівських системах контролю. провести дослідження ефективності даних методів детектування сигналів, оскільки подібні задачі постають доволі часто в процесі неруйнівного контролю, засобах комунікації тощо.

2. Теоретичний базис методу виявлення сигналів УНК за низького відношення сигнал/шум

2.1. Особливості формування сигналів УНК в різних матеріалах

В процесі проведення ультразвукової дефектоскопії методом TOFD застосовують поздовжні хвилі, тому ми будемо розглядати саме їх. В процесі поширення ультразвукової хвилі в середовищі вона втрачає свою енергію з часом, її інтенсивність зменшується, і на певному етапі вона перекривається шумовими завадами, це суттєво ускладнює процес контролю традиційними методами. Частіше за все досліджувані сигнали являють собою гармонійні ультразвукові коливання з прямокутною або гаусівською обвідною. При прийомі окрім корисної складової на вході приймача також реєструються і шумові складові, які заважають отриманню апіорної інформації про інформативний сигнал. Також варто зауважити, що при поширенні ультразвуку багат шарових структурах спостерігається багаторазове відбиття хвиль, і відповідно пришвидшене зменшення інтенсивності хвилі (рис 2.1.)

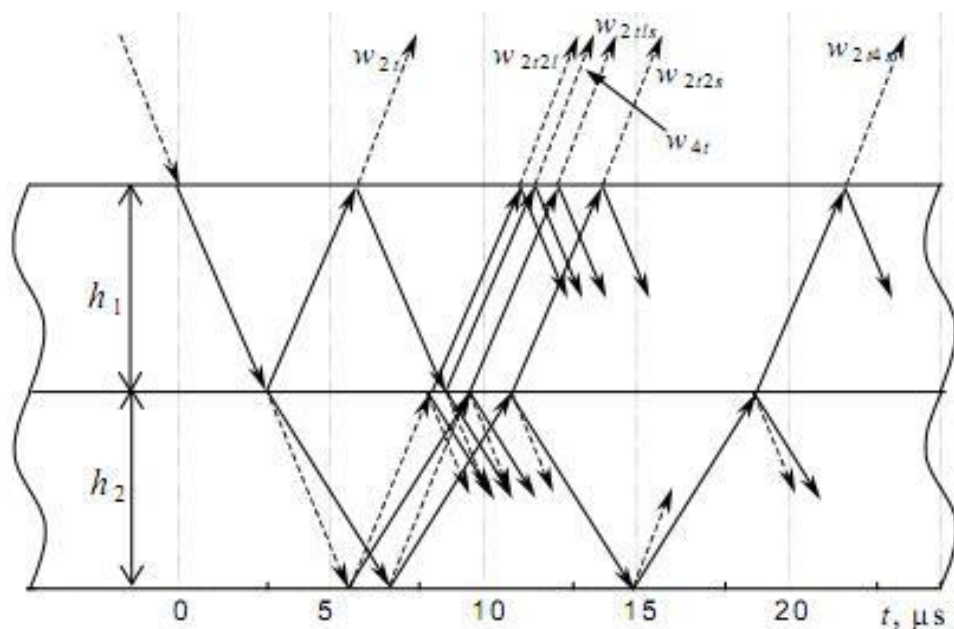


Рис 2.1. Поширення ультразвуку в багат шарових структурах

Вибір типу сигналу для кожної окремої задачі проходить з урахуванням геометрії ОК, типу ОК та інформації, яку потрібно отримати в результаті дослідження. Також враховують тип перетворювача, акустичний тракт та характеристики шумових завад, до яких відносяться відношення сигнал/шум та характер шумів.

В ОК випромінюється зондуєчий ультразвуковий сигнал з гармонічним заповненням, загальний вид якого

$$u_3(t) = U(t) \sin 2\pi f t, \quad t \in [0, T_3], \quad (2.1)$$

де $U(t)$, f – відповідно обвідна і частота сигналу,

t, T_3 – поточний час і інтервал часу, на якому заданий сигнал $u_3(t)$.

Аналізу підлягає сигнал $u_d(t)$, який являє собою адитивну суміш корисного сигналу УНК у вигляді періодичної (період повтору T_{II}) послідовності відбитих (донних) сигналів і реалізації гауссового шуму $\xi(t)$ виду

$$u_d(t) = \sum_{i=1}^k (k_{EAT,i} + \eta(t)) \cdot u_3(t - \tau_3 - (i-1)T_{II}) + u_p(t) + \xi(t) = u_k(t) + u_p(t) + \xi(t) \quad (2.2)$$

де $k_{EAT,i}$ – коефіцієнти електроакустичного тракту для i -того донного імпульсу,

$$i = \overline{1, k};$$

τ_3 – затримка першого донного імпульсу відносно зондуєчого;

$\eta(t)$ – мультиплікативна складова шуму, яка представляє собою випадкову величину і є несуттєвою, тому в першому наближенні нею можна знехтувати;

$\xi(t)$ – адитивний гауссовий шум з нульовим математичним сподіванням та дисперсією σ^2 ;

$u_P(t)$ – ревербераційна складова сигналу, вона значно менша за відбитий сигнал і додається лише в кінці сигналу, збільшуючи його тривалість;

$u_K(t)$ – корисна складова сигналу.[2]

На рис. 2.2. зображено модель формування гармонійного сигналу для ультразвукової дефектоскопії з застосуванням методу TOFD, придатного для подальшої обробки запропонованим методом.

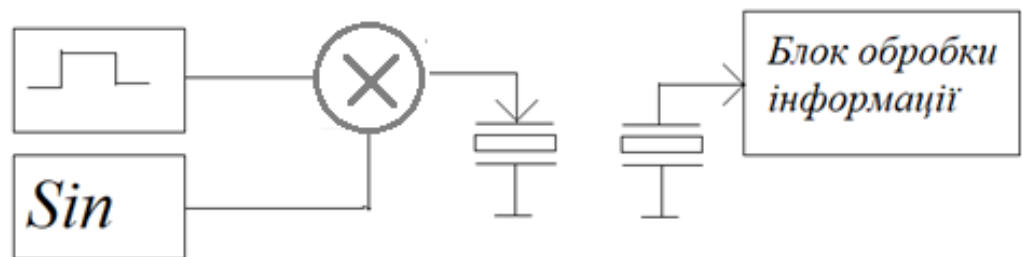


Рис. 2.2. Схема формування гармонійного сигналу з прямокутною обвідною

У випадку контролю методом TOFD використовують поздовжні хвилі. Систему поширення ультразвукових хвиль в ОК показано на рис. 2.3. Поздовжні хвилі, випромінені з випромінювача Т поширюються в об'єкті контролю. Після поширення хвилі в об'єкті контролю на приймач надходять поверхнева хвиля, донний сигнал і сигнали від країв дефекту (якщо дефект існує).

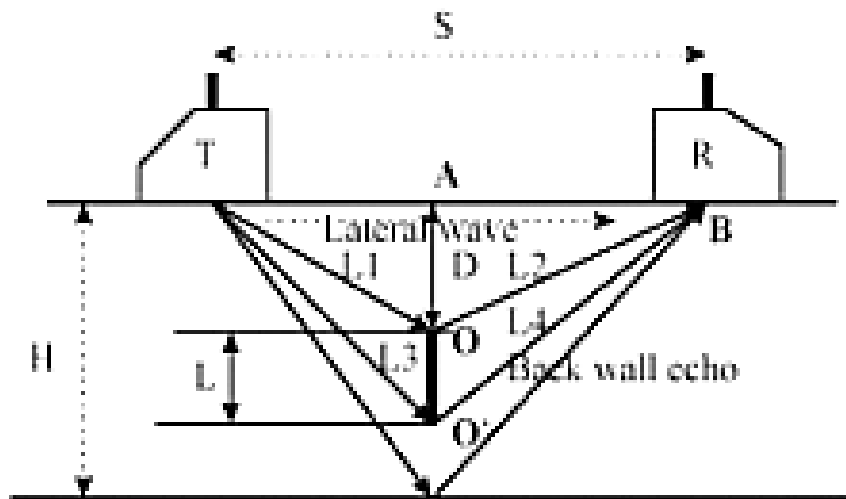


Рис. 2.3. Система поширення ультразвукових сигналів в об'єкті контролю при застосуванні методу TOFD

Основним інформативним параметром в даному випадку є час затримки між сигналами. Часову діаграму сигналів, отриманих в ході контролю методом TOFD наведено на рис. 2.4.

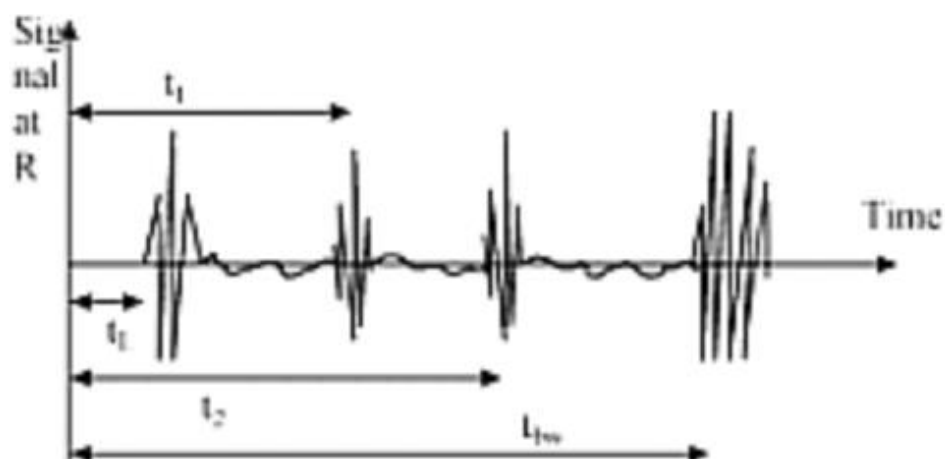


Рис. 2.4. Часова діаграма сигналів методу TOFD

Такий підхід дає змогу точно розрахувати розмір дефекту використовуючи ряд формул.[17]

Глибина дефекту визначається наступним рівнянням:

$$D = \frac{1}{2} \sqrt{C^2 t_1^2 - S^2} \quad (2.3)$$

Де С – швидкість поширення ультразвуку в матеріалі ОК,

S – база (відстань між випромінювачем та приймачем).

t_2 – час надходження сигналу від верхнього краю дефекту.

Розмір дефекту знаходять з наступного виразу:

$$L = \frac{1}{2} \sqrt{C^2 t_2^2 - S^2} - D \quad (2.4)$$

Де t_2 – час надходження сигналу від нижнього краю дефекту.

Товщина ОК визначається наступним рівнянням:

$$H = \frac{1}{2} \sqrt{C^2 t_{bw}^2 - S^2} \quad (2.5)$$

Де t_{bw} – час надходження донного сигналу.

Як видно з наведених рівнянь, метод TOFD надає великий об'єм інформації про ОК. Проте, існує складність виявлення сигналів даного методу. Суть проблеми полягає в тому, що сигнали від країв дефекту утворюються в результаті дифракції звуку, тому їх інтенсивність є доволі низькою, і виявлення даних сигналів за обвідною не завжди є можливим.

За використанням різних типів сигналів УНК використовують різні п'єзоелектричні перетворювачі (ПЕП). Ультразвукові сигнали з гауссовою обвідною використовуються коли ПЕП має недостатньо широку смугу пропускання; сигнали з близькою до прямокутної обвідною застосовують у випадку широкосмугових ПЕП. Це пояснюється таким чином. Довільну періодичну послідовність імпульсів можна представити сумою неперервних гармонічних коливань різної частоти з різними амплітудами і початковими фазами, набір таких коливань є спектром сигналу. Він залежить від форми і тривалості імпульсів: чим коротші імпульси тим ширший його спектр. Короткими імпульсами з найбільш вузьким спектром є дзвоноподібні або гауссові імпульси з симетричними фронтами і спадами. У випадку недостатньо широкої смуги пропускання системи прямокутний імпульс розтягується в часі і наближається за формою до дзвоноподібного. Зменшення тривалості

сигналу веде до розширення його спектра, для введення такого сигналу в ОК необхідно використовувати широкосмугові ПЕП. [3]

У випадку використання сигналу з гауссовою обвідною її можна описати наступною математичною моделлю:

$$s(t) = Ae^{-\frac{t^2}{2a^2}}, \quad -\infty < t < +\infty. \quad (2.6)$$

Де A – амплітуда.

a – параметр, який визначає тривалість імпульсу.

В часі тривалість імпульсу визначають керуючись залежністю $e^{-1/2}$ відносно величини амплітуди A .

Гауссовому сигналу відповідає Гауссовий спектр, в якому просліджується наступна залежність: зі збільшенням смуги спектру b на рівні спектру $e^{-1/2}$ від максимуму звужується тривалість імпульсу, яка визначається як $a = 1/b$.

В разі використання гармонійного ультразвукового сигналу з прямокутною обвідною з амплітудою A і тривалістю τ в момент часу $t = 0$ його можна описати наступним виразом.

$$s(t) = \begin{cases} A \sin 2\pi f & \text{при } -\tau/2 \leq t \leq \tau/2; \\ 0 & \text{при } t < -\tau/2 \text{ і } t > \tau/2. \end{cases} \quad (2.7)$$

Як було зазначено вище, відповідно до умов задачі, характеристик ОК, типу та характеру шумових завад обирають ПЕП з певною полосою пропускання та відповідний зондуючий сигнал, використання яких максимізує ефективність контролю.

Шуми, які супроводжують прийом корисних сигналів УНК можуть бути зовнішніми та внутрішніми(тепловими), при чому за своєю амплітудою зовнішні шуми можуть бути на одному рівні з інформативним сигналом (сигналами). Це визначає такий параметр системи «ОК-приймач» як відношення сигнал/шум. Теплові шуми в свою чергу виникають на вході приладу. З метою зменшення впливу шумових завад на процес контролю

використовують специфічні методи виявлення та обробки сигналів УНК. При досягненні мети збільшення вірогідності виявлення корисних сигналів на фоні завад за низького відношення сигнал/шум буде можливим розроблення нових приладів УНК.

2.2. Визначення відношення сигнал/шум на виході приймача, що працює за методом узгодженої фільтрації

В процесі розробки та експлуатації широкого спектру вимірювальних приладів та систем неруйнівного контролю велику роль грає оцінка відношення сигнал/шум на вході системи. Відношення сигнал/шум суттєво впливає на похибку вимірювання та вірогідність контролю вищезгаданих систем. Оцінка цього відношення є невід'ємною складовою процесу розробки систем неруйнівного контролю. Знання цього відношення може використовуватись для адаптації системи до змінних умов роботи.

Існує велика кількість алгоритмів визначення відношення сигнал/шум, кожен з яких має свої якісні переваги і недоліки. Умовно всі алгоритми оцінювання відношення сигнал/шум можна поділити на основні групи. Перша група складається з алгоритмів, які базуються на оцінці параметрів прийнятого сигналу, а друга – це алгоритми, які використовують зміну певних параметрів системи при варіації відношення сигнал/шум, таких як зміна вірогідності виявлення дефекту, збільшення похибки вимірювання товщини тощо.

Алгоритми виявлення відношення сигнал/шум також поділяються на групи за можливістю їх використання в різних системах, при модуляції сигналів різними методами.

Також всі алгоритми оцінки відношення сигнал/шум поділяються на дві групи в залежності від того чи є відомим сигнал, що приймається. В даному випадку ми будемо розглядати саме другий тип алгоритмів, оскільки він певним чином відноситься до основної цілі дослідження.

Розглянемо деякі алгоритми оцінки відношення сигнал/шум, які базуються на методі узгодженої фільтрації сигналів.

Розглянемо методику розрахунку оцінки поточного відношення сигнал/шум на вході приймача (АЦП) на основі отриманих значень амплітуди прийнятого сигналу.

На вході сигналу(рис. 2.5) є адитивна суміш $y(t)$ корисного сигналу і гауссової завади шуму.

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (2.8)$$

При цьому обидві складові сигналу, які розглядаються в полосі приймача, можуть бути представлені з використанням методу комплексної огинаючої у наступному вигляді:[2]

$$s(t) = \text{Re}\{S(t)\exp(j\omega_0 t)\} \quad (2.9)$$

$$n(t) = \text{Re}\{N(t)\exp(j\omega_0 t)\} \quad (2.10)$$

$$y(t) = \text{Re}\{Y(t)\exp(j\omega_0 t)\} = \text{Re}\{(S(t) + N(t))\exp(j\omega_0 t)\} \quad (2.11)$$

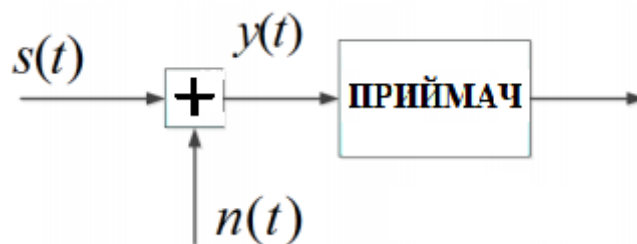


Рис. 2.5. Схема каналу прийому сигналу на вході системи

В подальшому будемо розглядати в якості корисної складової сигналу наступний сигнал:

$$S(t) = \sqrt{2P_s R_n} \sum_k b_k u_1(1 - \tau_k) \quad (2.12)$$

де $b_k = \pm 1$, $P = \frac{U_0^2}{2R_n}$ – середня потужність сигналу, U_0 – амплітуда корисного сигналу, R_n – опір навантаження, $u_1(t)$ – залежність, яка описує форму обвідної окремого прийнятого сигналу тривалістю T_s , при цьому

$$\frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} u_1^2(t) dt = 1 \quad (2.13)$$

Середня потужність корисного сигналу на вході приймача може бути визначена за допомогою наступної залежності:

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} s^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} [\operatorname{Re}\{\dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t)\}]^2 dt \quad (2.14)$$

Враховуючи що

$$[\operatorname{Re} A]^2 = \operatorname{Re} A \operatorname{Re} \tilde{A} = \operatorname{Re} A \times \frac{1}{2}(A + \tilde{A}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(AA + A\tilde{A}) \cong \frac{1}{2} A \tilde{A} = \frac{1}{2} |A|^2 \quad (2.15)$$

де \tilde{A} – комплексно спряжена величина до A , можна стверджувати, що

$$P_s = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{1}{2} |\dot{S}(t)|^2 dt = \frac{1}{2R_n} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\dot{S}(t)|^2 dt = \frac{\overline{S^2}}{2R_n}, \quad (2.16)$$

де $\overline{S^2}$ – середнє квадратичне значення амплітуди прийнятого сигналу.

Аналогічно може бути визначена потужність шуму на вході приймача:

$$\begin{aligned} P_n &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} n^2(t) dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{R_n T} \int_{-T/2}^{T/2} [\operatorname{Re}\{\dot{N}(t) \exp(j\omega_0 t)\}]^2 dt = \\ &= \frac{1}{2R_n} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |\dot{N}(t)|^2 dt = \frac{\overline{N^2}}{2R_n} = \frac{\overline{Q_N^2}}{R_n} = \frac{\overline{n^2}}{R_n}, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де $\overline{N^2}$ – середнє квадратичне значення комплексної обвідної шуму

$\overline{Q_N^2} = \overline{I_N^2}$ – середнє квадратичне значення квадратурної компоненти обвідної шуму.

$\overline{n^2}$ – середнє квадратичне значення (дисперсія) шуму на вході приймача.

При цьому вважають, що потужність шуму визначається в певній полосі ΔF , під якою мають на увазі полоса приймача або полоса дискретизації $\Delta F = 1/T_{smp}$, де $T_{smp} = \Delta t$ – крок дискретизації сигналу в часі. Окрім того, вважають, що усереднення проводиться в часі.

У відповідності (2.17) і (2.17) можна отримати наступний вираз, з допомогою якого можна оцінити відношення сигнал/шум на вході приймача:

$$SNR_{in} = h_{sn_{in}}^2 = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\overline{S^2}}{N^2} = \frac{\overline{S^2}}{2Q_N^2} = \frac{\overline{S^2}}{2I_N^2} \quad (2.18)$$

Даний метод визначення відношення сигнал/шум є загальноприйнятим.

На практиці велике значення має відношення сигнал/шум на виході узгодженого фільтра (УФ), який при послідовному прийомі узгоджений з каналним сигналом, наприклад, псевдовипадковою послідовністю. Приклад блок-схеми приймального тракту для даної моделі наведено на рис. 2.6. Прийmemo, що частота і фаза опорних квадратурних опорних сигналів співпадають з аналогічними параметрами прийнятого сигналу. Технічно це забезпечується використанням системи фазової автокорекції частоти. В кінцевому результаті перенос спектру сигнала в нульову частоту може здійснюватись з використанням цифрового генератора квадратурних гармонік і цифрової системи фазової автокорекції частоти.

В результаті будуть отримані наступні вирази:

$$SNR_{out} = h_{sn_{out}}^2 = \frac{P_{sout_{max}}}{P_{n_{out}}} = \frac{\overline{S_{out}^2}}{2Q_{N_{out}}^2} \quad (2.19)$$

$$SNR_{out_0} = \frac{P_{sout_{max}}}{N_{n_{out}}} = \frac{P_{sout_{max}} * \Delta F_{out}}{P_{n_{out}}} = SNR_{out} * \Delta F_{out} = SNR_{out} / T_s \quad (2.20)$$

В вище наведених рівняннях усереднення також проводиться в часі, але крок видачі даних з узгодженого фільтра дорівнює T_s – тривалості каналного сигналу. $P_{sout_{max}}$ – пікове значення потужності сигналу на вході узгодженого фільтра. $P_{n_{out}}$ – середня потужність шуму на виході узгодженого фільтра.

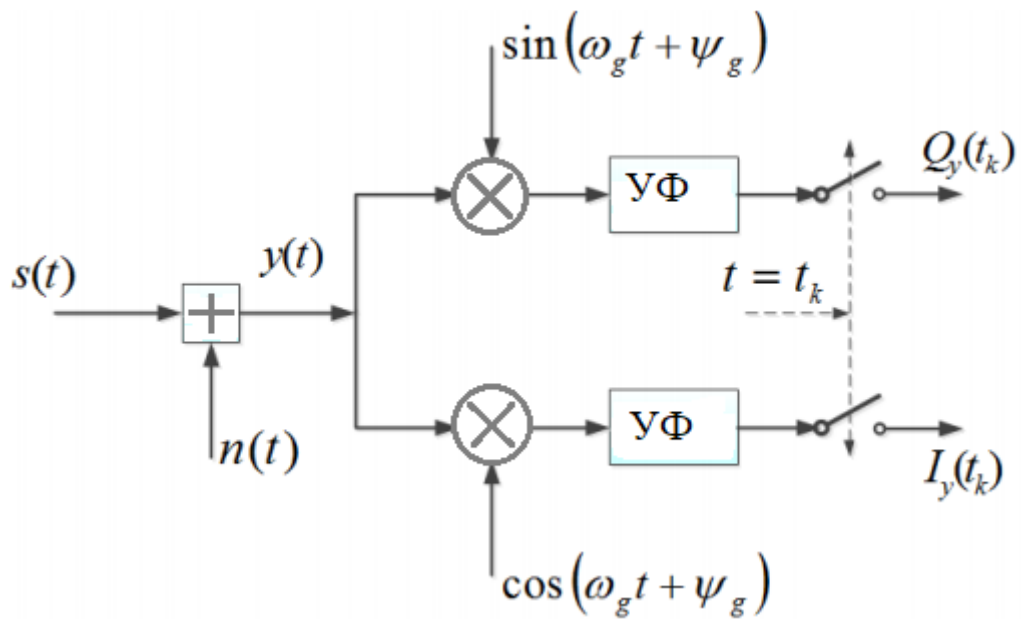


Рис. 2.6. Блок-схема приймального тракту.

Враховуючи що відношення сигнал/шум по потужності, може бути виражено через енергію прийнятого каналом сигналу $E_s = P_s P_s$ і фізичну спектральну щільність потужності гауссового шуму на вході приймача можна записати у вигляді:

$$SNR_{in} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s/T_s}{N_0/T_{smp}} = \frac{E_s T_{smp}}{N_0 T_s} \quad (2.21)$$

Де $T_{smp} = \Delta t$ – крок дискретизації процесів в часі.

Відомо, що відношення сигнал/шум на виході узгодженого фільтра, яке визначається як відношення пікового значення сигналу до дисперсії шуму, пов'язано з енергією символу і спектральною щільністю шуму на виході фільтра відношенням:

$$SNR_{out} = \frac{2E_s}{N_0} \quad (2.22)$$

Також, наступне відношення сигнал/шум на вході приймача буде справедливим:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{SNR_{out}}{2} = SNR_{in} \frac{T_s}{T_{smp}} \quad (2.23)$$

В свій час відношення сигнал/шум за потужністю на вході і виході узгодженого фільтра пов'язані співвідношенням:

$$SNR_{out} = 2SNR_{in} \frac{T_s}{T_{smp}} \quad (2.24)$$

Для наглядного уявлення зобразимо сигнали графічно (рис. 2.7). дане відображення сигналів виконано з урахуванням зроблених раніше зауважень та є справедливим для розгляду квадратурних компонент як вхідної суміші сигналу з шумом, так і сигналу на виході узгодженого фільтра. На практиці найчастіше зустрічається ситуація, коли оцінку відношення сигнал/шум виконують на основі сигналів на виході узгодженого фільтра, слідуючих з інтервалом T_s .

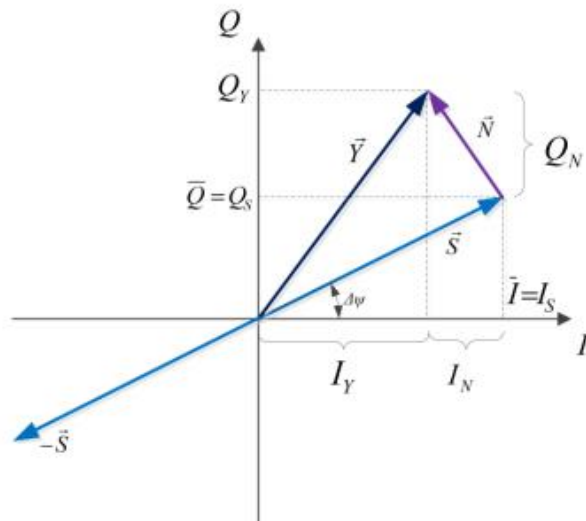


Рис 2.7. Векторна діаграма сигналу і шуму.

Як згадувалося раніше, метод узгодженої фільтрації потребує знання моделі досліджуваного сигналу. Відмінність моделі від реального сигналу приводить до значного зменшення відношення сигнал/шум (2. 23). В ході вирішення задач ультразвукової дефектоскопії постає завдання виявлення сигналів, відмінних від їх математичної моделі. Тому дані методи не є оптимальними при використанні їх в ультразвуковій дефектоскопії.

2.3. Статистична обробка фазових характеристик

2.3.1 Застосування перетворення Гільберта для отримання характеристик сигналів

Згідно розробленого методу ультразвукової дефектоскопії сигнали визначаються шляхом аналізу їх фазових характеристик, які визначаються шляхом проведення перетворення Гільберта (ПГ) сигналів.

Нехай сигнал ультразвукової дефектоскопії $x(t)$ є реалізацією дійсного випадкового стаціонарного процесу $\xi(\omega, t)$, $t \in (-\infty, \infty)$, де ω - елементарна подія з області подій Ω , який належить до класу L^2 , тобто $\int_{-\infty}^{\infty} \xi^2(\omega, t) dt < \infty$.

Це припущення не суперечить фізичним основам УЗТ, відповідає використовуваним сигналам і є досить загальним. Для $x(t)$ існує ПГ, яке може бути визначено як

$$\hat{x}(t) = \mathbf{H}[x(t)] = v.p. \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{\pi(\tau - t)} d\tau \quad (2.25)$$

де $\mathbf{H}[\cdot]$ – оператор ПГ,

$v.p.$ – позначення головного значення невласного інтегралу по Коші,

$\frac{1}{\tau - t}$ – ядро інтегрального перетворення. [4]

Таким чином, спряжений за Гільбертом сигнал $\hat{x}(t)$ (гільберт-образ сигналу $x(t)$), представляє розгорткою сигналу $x(t)$ з імпульсною характеристикою лінійного фільтру виду $\frac{1}{\tau - t}$. Пристрій, на якому реалізується дане перетворення називається фільтром Гільберта.

Перетворення (2.25) сигналу $x(t)$ однозначно представляє сигнал через його амплітудну і фазову характеристики ($A(t)$ і $\Phi(t)$ відповідно): [4]

$$x(t) = A(t) \cos[\Phi(t)]. \quad (2.26)$$

Характеристики $A(t)$ і $\Phi(t)$ є функціями часу і визначаються через ПГ наступним чином:

$$A(t) = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)} \quad (2.27)$$

$$\varphi(t) = \Phi(t) \bmod 2\pi = \arctg \frac{\hat{x}(t)}{x(t)} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign}\hat{x}(t)[1 + \text{sign}x(t)]\}, \quad (2.28)$$

де $(\cdot) \bmod 2\pi$ - позначення операції визначення лишку числа за модулем 2π ,
 $\text{sign}[\cdot]$ - знакова функція,

$$\text{sign}a = \begin{cases} 1, & a > 0; \\ 0, & a = 0, \\ -1, & a < 0. \end{cases} \quad (2.29)$$

Розглянемо вираз (2.28), аналіз якого вказує на те, що ПГ дозволяє визначити тільки частину ФХС в межах інтервалу $[0, 2\pi)$. Це пов'язано з такою властивістю сигналів як циклічністю фази. Обґрунтувати значення терміну “дробова частина” в цьому разі можна використовуючи наступним приклад: в практиці фазових вимірювань, таких як вимірюванні дистанції (дальнометрії) використовують визначення фази періодичних сигналів у фазових циклах – через цілу n і дробову Δn частини циклу

$$\Phi = 2\pi(n + \Delta n), \quad (2.30)$$

тобто Φ визначається через дійсне число $(n + \Delta n)$ з множником 2π . В цьому

випадку $\Delta n = \frac{\Phi}{2\pi} \bmod 1$, тобто Δn є дробовою частиною дійсного числа. Через

Δn визначається відповідна, дробова, частина фази

$$\varphi = 2\pi \cdot \Delta n = 2\pi \left[\frac{\Phi}{2\pi} \bmod 1 \right] = \Phi \bmod 2\pi. \quad (2.31)$$

Для періодичних сигналів функція $\varphi(t)$ має циклічний характер (наприклад, для гармонічного сигналу $\varphi(t)$ має форму пилкоподібної функції з областю значень в інтервалі $[0, 2\pi)$. Особливість цієї функції, а саме її стрибкоподібна зміна від значень 2π до 0 , дозволяє, в разі потреби, виконати розгортання функції і перейти від $\varphi(t)$ до $\Phi(t)$ на інтервалі спостереження

сигналу $x(t)$. Потреба у розгортанні ФХС виникає, наприклад, в задачі визначення миттєвої частоти сигналу.[4]

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(t)}{dt}. \quad (2.32)$$

Відмінністю ПГ є те, що за наявності $x(t)$ на проміжку часу $t \in (-\infty, \infty)$ перетворення дозволяє визначити $A(t)$ і $\Phi(t)$ в кожен момент реалізації сигналу $x(t)$, відповідно до цього можна сказати, що ПГ дозволяє оцінити і проаналізувати поточні зміни $A(t)$ і $\Phi(t)$ навіть в середині циклів періодичних сигналів, отже дозволяє виявити і проаналізувати імовірнісний характер ФХС і АХС. Присутність шуму на фоні основного інформативного сигналу створює відмінність характеристик $\Phi(t)$ та $A(t)$ в ділянках присутності сигналу. Дане явище створює передумови для виявлення сигналів ультразвукової дефектоскопії на фоні завад високо рівня (за низького відношення сигнал/шум).

В сучасних вимірювальних приладах і системах обробка інформаційних сигналів здійснюється у цифровій формі. Це стосується і реалізації ПГ у цифровій формі. В цьому випадку задача визначення дискретних характеристик періодичних сигналів в загальному виді формулюється і вирішується у наступній постановці. На інтервалі спостереження $[0, T_C]$ задається ґратка $S = \{t_1, t_2, \dots, t_j, \dots, t_n\}$ множина елементів якої впорядкована, і для якої виконується нерівність $0 \leq t_1 < t_2 < \dots < t_j < \dots < t_n \leq T_C$. Елементи ґратки S розміщені рівномірно і утворюють арифметичну прогресію з кроком $\Delta t = t_j - t_{j-1}$. На ґратці S задається послідовність значень сигналу $x(t_j) = x[j]$, яка є зображенням неперервного сигналу $x(t)$. На інтервалі аналізу укладається декілька періодів аналізу $x(t)$. [4]

В даному випадку S – область визначення функції, яка є об'єктом дослідження, а множина $\{x[j], j = \overline{1, n}\}$ – область значень даної функції,

окрім того $n = \left[\frac{T_C}{\Delta t} \right]^+$,

де $[\cdot]^+$ – позначення цілої частини числа.

До послідовності $\{x[j], j = \overline{1, n}\}$ можна застосувати перетворення Гільберта, в результаті якого буде отримано гільберт-образ даної послідовності $\hat{x}[j]$. Базуючись на даному образі можливо визначити дискретні амплітудну, фазову та частотну характеристику сигналу:

$$A[j] = \sqrt{x^2[j] + \hat{x}^2[j]}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.33)$$

$$\varphi[j] = \arctg \frac{\hat{x}[j]}{x[j]} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign} \hat{x}[j][1 + \text{sign} x[j]]\}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.34)$$

$$f[j] = \frac{1}{2\pi} \frac{\Phi[j] - \Phi[j-1]}{\Delta t}, \quad j = \overline{2, n}, \quad (2.35)$$

де $\Phi[j]$ – дискретна ФХС після розгортання $\varphi[j]$.

Можна зробити висновок, що дискретне перетворення Гільберта (ДПГ) дає можливість отримати статистичні дані $A[j]$ – АХС, $\Phi[j]$ – ФХС і $f[j]$ – ЧХС, а також статистики фазових зсувів сигналів які визначаються як різниця дискретних ФХС досліджуваного сигналу $x(t)$ і певного опорного сигналу тієї ж частоти $f = \frac{1}{T}$.

$$\varphi[j] = \Phi[j] - 2\pi j \frac{\Delta t}{T}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (2.36)$$

де T – період сигналу $x(t)$.

До отриманих в результаті характеристик сигналів (2.33), (2.34), (2.35), (2.36) можна застосувати статистичні методи обробки даних.

Сигнали ультразвукової дефектоскопії, зазвичай, є обмеженими в часі і спостерігаються на скінченних інтервалах часу. Разом з цим перетворення (2.20) передбачає інтегрування на нескінченному часовому інтервалі, що фізично неможливо виконати. На практиці завжди аналіз сигналів обмежений інтервалом спостереження T_C . Це означає, що фактично дослідженню піддається не весь сигнал, а його частина, яка може бути представлена як добуток сигналу на певну вагову функцію – вікно, в найпростішому випадку на вікно прямокутної форми. Також в цьому випадку процес визначення ФХС і АХС супроводжується виникненням методичної похибки. Ця похибка пов'язана з дією так званого явища Гіббса і збільшується з наближенням до меж інтервалу спостереження сигналу, та зменшується в середній частині інтервалу.[4]

Можна зробити наступні висновки:

1. Перетворення Гільберта дає можливість однозначно визначити характеристики сигналів ультразвукової дефектоскопії – амплітудну, фазову, частотну;
2. В цифрових приладах і системах перетворення Гільберта реалізують в дискретному виді в частотній або в часовій областях;
3. Отримані за допомогою дискретного перетворення Гільберта статистичні дані створюють передумови для застосування методів статистичного опрацювання даних, представлених як на прямій, так і на колі

Також в подальшому вважається за необхідне більш детально розглянути поняття дискретної фазової характеристики сигналу та зв'язані з нею статистики.

2.3.2. Дискретна фазова характеристика сигналу

В ході проведення неруйнівного контролю отримані в результаті сигнали для забезпечення можливості їх подальшої обробки перетворюють в цифровий вигляд. В свій час і характеристики сигналу переходять в цифровий вигляд. Нехай в результаті контролю було отримано множину значень $\{\varphi_j, j=1, M\}$, яку можна назвати статистикою або вибіркою об'ємом M . Результат окремого фазового вимірювання φ_j можна зобразити відповідним плоским кутом φ_j , який відповідає на колі одиничного радіуса $r=1$ дузі довжиною l_j між додатньою напіввіссю абсцис та вектором \vec{OP}_j . Отриманий в результаті вектор \vec{OP}_j має координати. Дана характеристика вимірюється з певним кроком дискретизації $\frac{2\pi}{m}$. При дискретному вимірюванні фази коло розбивається на m клас-інтервалів.

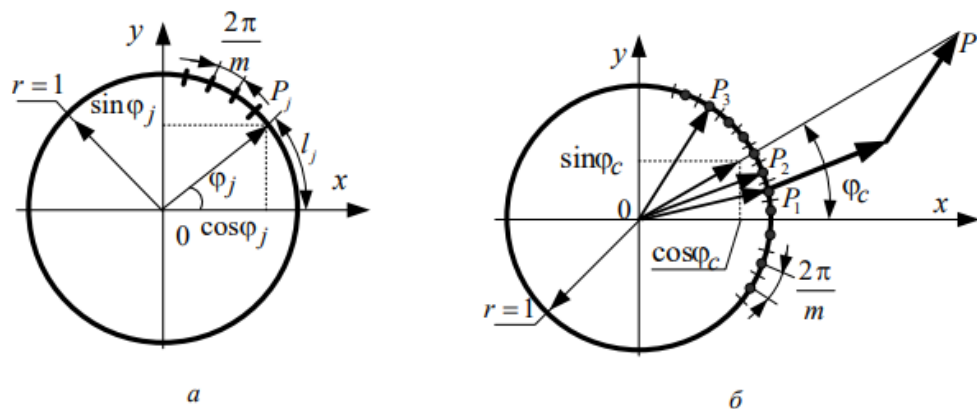


Рис. 2.8. Зображення результатів вимірювання ФХС: одне вимірювання (а) та усереднене вимірювання ФХС за вибіркою об'ємом $M = 3$

2.3.3 Кругові статистики

Після проведення дискретного перетворення Гільберта (ДПГ) і отримання фазових характеристик досліджуваного сигналу, розрахункової фазової характеристики шуму та її тренду, отримання різниці ФХС і ФХШ як

вибірки $\Psi = \{\varphi_j, j = \overline{1, n}, \varphi_i = [0, 2\pi)\}$, де $\varphi_i = (\Phi[j] - 2\pi f T_D j) \bmod 2\pi$, дає можливість застосувати до вибірки Ψ статистичні методи обробки.

Враховуючи те, що отримана вибірка Ψ розглядається як випадковий фазовий зсув з областю значень $[0, 2\pi)$, до неї можна застосувати методи статистичної фазометрії. До статистичних характеристик реалізацій випадкового фазового зсуву відносяться: вибіркові тригонометричні моменти, центральні тригонометричні моменти, кругове середнє значення, кругове середнє відхилення, кругова дисперсія, кругова медіана, мода, результуюча довжина вектору, ексцес, асиметрія, кругове стандартне відхилення.

Статистичну обробку результатів фазових вимірювань можна застосувати при розробці нових методів обробки результатів ультразвукової дефектоскопії. Застосовуючи сучасну комп'ютерну техніку в якості математичного ядра, на якому буде реалізовано алгоритм обробки сигналів, отриманих в ході ультразвукової дефектоскопії можна підняти швидкодію та ефективність даних систем. При цьому дані системи можна навантажувати великими об'ємами даних та задачами різної складності.

На сьогодні одними з основних статистичних характеристик, які можуть бути застосовані для виявлення сигналів ультразвукової дефектоскопії за низького відношення сигнал/шум можна віднести результуючу довжину r (r -статистика або модуль тригонометричного моменту першого порядку вибірки різниці ФХС) та кругову дисперсію.

Використаємо модель сигналу (2.номер) для аналізу

Розглянемо сигнал ультразвукової дефектоскопії наступного виду:

$$u_D(t) = \sum_{i=0}^{\infty} k_{EAT,i} u_3(t - \tau - iT_D) + \xi(t), \quad t \in (-\infty, \infty), \quad (2.37)$$

де $k_{EAT,i}$ – коефіцієнт ЕАТ для сигналів після їх i -того відбиття від дефекта ОК,

T – період повторення донних імпульсів,
 τ – затримка першого донного імпульсу відносно зондуючого,
 $\xi(t)$ – реалізація гауссового шуму з нульовим математичним сподіванням і дисперсією σ^2 .

Нехай за результатами обробки сигналу ультразвукової дефектоскопії (2.32) було отримано вибірку ФХС наступного виду:
 $\Psi = \{\varphi_j, j = \overline{1, n}, \varphi_i = [0, 2\pi)\}$. Стоїть завдання виявити сигнали від дефекту шляхом аналізу поточних значень кругової дисперсії. Для початку для даної вибірки потрібно отримати значення r -статистики.

Порівняно з іншими відомими статистичними характеристиками r -статистика є інваріантною відносно початкової фази сигналу та може бути інтерпретована в графічному вигляді.

Властивості кутових вимірювань відмінні від властивостей лінійних вимірювань. Про це свідчить і геометрична інтерпретація кутових вимірювань, яка будується на колі, де кут змінюється в межах $[0, 2\pi)$. Результати кутових спостережень можна відобразити радіусами і точками на одиничному колі. Приклад відображення вибірки значень $\{\varphi_i, i = \overline{1, n}\}$ наведено на рис. 2.5 а). [4]

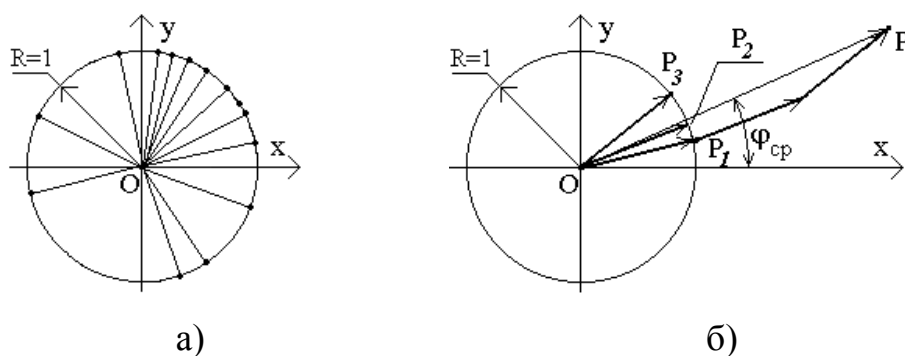


Рис. 2.9. Графічне відображення кутових величин на колі

Усереднення значень вибірки на колі дозволяє отримати вектор певної довжини (рис. 2.9 б). Вибіркове кругове середнє фазового зсуву

$\varphi_{CP} = L(\bar{S}, \bar{C})$ є аргументом вектору, який утворений сумою одиничних векторів $\overrightarrow{OP_1}, \dots, \overrightarrow{OP_n}$. Наприклад, при $n = 3$ (рис. 2.9 б) сумарний вектор дорівнює $\overrightarrow{OP} = \sum_{i=1}^3 \overrightarrow{OP_n}$ і має координати $\left(\sum_{i=1}^3 \cos \phi_i, \sum_{i=1}^3 \sin \phi_i \right)$. [4]

По суті, r -статистика – це усереднене значення модуля сумарного вектора, яке отримується за допомогою одного з наступних рівнянь:

$$r = \frac{1}{n} |\sum_{i=1}^n \overrightarrow{OP_n}| \quad (2.38)$$

r -статистика використовується для оцінки розкиду значень випадкового фазового зсуву відносно середнього – вибіркової кругової дисперсії $V = 1 - r$.

Значення r -статистики не залежить від початку відліку кутів, тобто, при повороті векторів $\overrightarrow{OP_i}$ на деякий кут ν , значення r не зміниться, лише приведе до повороту вектору r у просторі на такий же кут ν .

Також варто зазначити що за своїм просторовим розташуванням вектори r та \overrightarrow{OP} узгоджені – вони розташовані під однаковим кутом φ_{CP} до осі Ох. Значення φ_{CP} визначається наступним виразом:

$$\varphi_{CP} = L[S, C] = \arctg \frac{S}{C} + \frac{\pi}{2} \{2 - (\text{sign}S)(1 + \text{sign}C)\}. \quad (2.39)$$

Також для множини $\{\varphi_i, i = \overline{1, M_r}\}$ можна розрахувати довжину вектора r , який починається в $(0,0)$ і закінчується в (\bar{C}, \bar{S}) , використовуючи наступний вираз:

$$r = \sqrt{\bar{C}^2 + \bar{S}^2}, \quad (2.40)$$

де

$$\bar{C} = \frac{1}{M_r} \sum_{i=1}^{M_r} \cos \varphi_i, \quad \bar{S} = \frac{1}{M_r} \sum_{i=1}^{M_r} \sin \varphi_i, \quad (2.41)$$

де M_r – обсяг вибірки r , $M_r = T_D m = T_r = kT$;

k – кількість періодів, $k = 1, 2, 3, \dots$

r -статистика і відповідно кругова дисперсія $V = 1-r$, не залежать від кутів фазового зсуву, тому можуть бути використані для виявлення радіоімпульсних сигналів відомої частоти на фоні значних адитивних шумів. Така можливість детально аналізується в розділі 3. Нижче (рис.2.6.) наведено ілюстрацію використання даних статистики для виявлення сигналів.

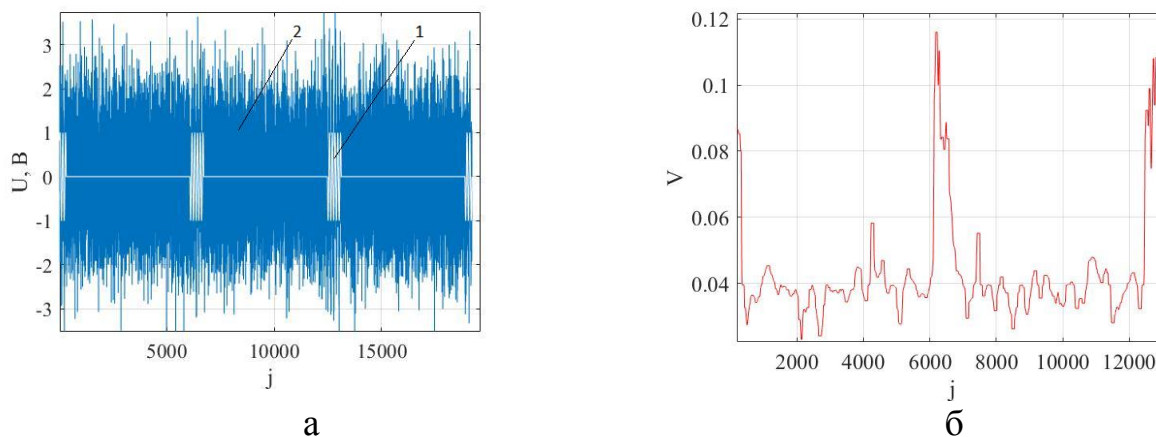


Рис. 2.10. адитивна суміш корисного сигналу з Гаусівською завадою (а) та графік кругової дисперсії, отриманий після опрацювання ДФХС в ковзному режимі (б)

Таким чином використання кругових статистик дозволяє з високою достовірністю виявляти сигнали ультразвукової дефектоскопії за низького відношення сигнал/шум, що особливо важливо при ультразвуковому неруйнівному контролю методом TOFD.

2.4. Висновки до розділу

Можна сказати, що метод TOFD є одним з найефективніших методів ультразвукової дефектоскопії, оскільки він надає найбільший об'єм інформації про об'єкт контролю, проте відношення рівня сигналів, які утворюються на краях дефекту та рівня шуму є вкрай малим, і виявлення їх амплітудними методами не завжди є можливим. В той же час використання статистичних даних для виявлення сигналів неруйнівного контролю, в тому числі й сигналів методу TOFD по-перше можливе, по-друге може збільшити імовірність контролю. Для отримання статистичних даних, таких як r -

статистика та кругова дисперсія можна використовувати перетворення Гільберта.

3. Розроблення та аналіз фазових методів виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю

3.1. Аналіз методів виявлення сигналу за відомої частоти сигналу-носія

Даний метод виявлення сигналів УНК базується отриманні кругових статистик шляхом перетворення Гільберта адитивної суміші сигналу з адитивним гауссовим шумом. Найзручнішою з практичної точки зору є величина результуючої довжини вектора (r -статистика).

В більшості практичних завдань сигнал, який надходить для аналізу, уявляє адитивну суміш корисної складової, що несе інформацію про об'єкт контролю (ОК) і шумової, що утворюється власними шумами апаратури та шумами середовища. Модель корисної складової розглядається як радіоімпульсний сигнал з відомими обвідною та частотою сигналу-носія. Завдання виявлення полягає у формуванні відповіді на питання: чи містить (з певною ймовірністю) аналізована вибірка корисну складову? У разі позитивної відповіді необхідно оцінити часове положення радіоімпульсу.

Для виділення сигналу на фоні значного шуму використовуються різні методи: оптимальної фільтрації сигналів [5, 6]; узгодженої фільтрації сигналів [7]; застосування сигналів з різними видами модуляції і маніпуляції [8,9]; кореляційного прийому сигналів [5, 7]; спліт метод [10]; метод вейвлет-аналізу [11]. Всі ці методи потребують знання копії корисної складової сигналу.

Завдання виявлення сигналів УНК мають певну специфіку. По-перше, з метою зменшення мертвої зони і підвищення поздовжньої роздільної здатності корисна складова сигналу УНК повинна бути якомога більш локалізованою в часі. По-друге, реальний сигнал суттєво відрізняється від його моделі, що викликано ефектом Допплера, спотворенням сигналу в електроакустичному тракті його передавання нестабільністю характеристик сигналу за використання генерації сигналу способом ударного збудження

тощо. По-третє, нові конструкційні матеріали зазвичай мають підвищені коефіцієнти загасання ультразвукових коливань, що потребує аналізу сигналів за зменшеного відношення сигнал/шум. Ці фактори обумовлюють необхідність удосконалення методів виявлення сигналів для УНК.

Аналізований сигнал на часі спостереження $t \in [0, T_c]$ уявляє адитивну суміш корисного сигналу у вигляді періодичної з періодом T_D послідовності радіоімпульсів і гауссового шуму $\xi(t)$ з дисперсією σ^2 і нульовим математичним сподіванням

$$u_c(t) = U(t) \sin(2\pi f(t - \tau_3)) + \xi(t), \quad t \in [0, T_c], \quad (3.1)$$

де $U(t)$ – обвідна сигналу;

f – невідома частота сигналу-носія, $T_c \gg f^{-1}$;

τ_3 – затримка радіоімпульсів відносно початку спостереження.

Сигнал (3.1) представлений вибіркою $\{u[j], j = \overline{1, N}\}$, де N – обсяг вибірки в дискретні моменти часу jT_D , $j = \overline{1, \lceil T_c/T_D \rceil}$, T_D – період дискретизації.

Відношення сигнал/шум (с/ш) визначається як U/σ .

Даний метод реалізує виявлення корисних сигналів в суміші (3.1) за результатами статистичного аналізу їх фазової характеристики за відношення сигнал/шум близькому до одиниці.

Виявлення корисного сигналу в суміші (3.1) реалізується шляхом аналізу статистики r , що обчислюється в ковзному режимі для різниці дискретних фазових характеристик адитивної суміші сигналу з шумом (3.1) і власне сигналу. Для реалізації даних обчислень проводиться ДПГ сигналу з метою визначення гільберт-образу $\hat{u}[j] = \mathbf{H}_D[u[j]]$ де \mathbf{H}_D – оператор дискретного перетворення Гільберта. Дробова частина дискретної фазової характеристики сигналу визначається за наступним рівнянням:

$$\varphi[j] = \arctg \frac{\hat{u}[j]}{u[j]} + \frac{\pi}{2} \{2 - \text{sign}(\hat{u}[j])(1 + (\text{sign}(u[j])))\} \quad (3.2)$$

де $\text{sign}(\cdot)$ – знакова функція. Розгорнута (за межі напівінтервалу $[0, 2\pi)$) ДФХС визначається за допомогою оператора \mathbf{L} розгортання фазової характеристики сигналу [10]: $\Phi[j] = \mathbf{L}(\varphi[j])$.

Використання функції $\text{sign}(\cdot)$ обумовлюється тим, що подальший розрахунок значення r -статистики виконується з використанням тригонометричних функцій \cos та \sin , дані функції мають різні знаки на відповідних ділянках кола (рис. 3.1)

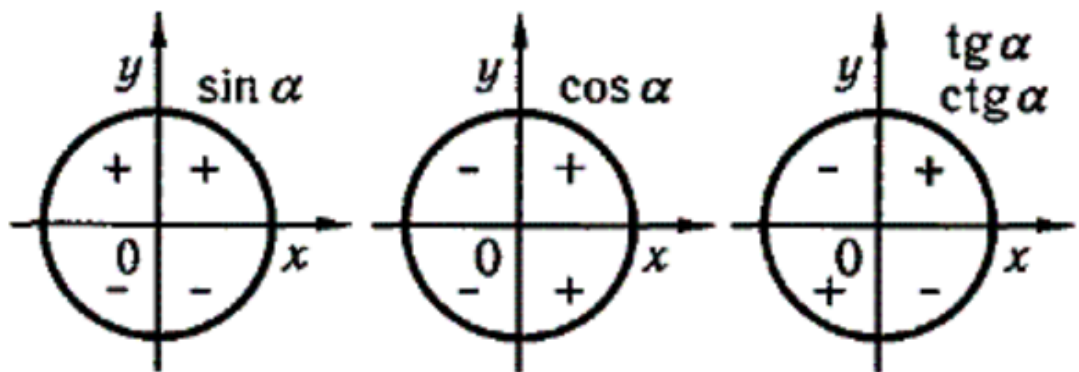


Рис 3.1. залежність знаку тригонометричних функцій на різних ділянках кола

Зважаючи на те, що фазова характеристика сигналу є апріорно відомою, є можливим розрахунок різниці дискретних фазових характеристик адитивної суміші сигналу з шумом і самого сигналу:

$$\Delta\varphi[j] = \Phi[j] - \Phi_c[j], \quad j = \overline{1, N}, \quad N = T_A/T_D. \quad (3.3)$$

Обчислення статистики r відбувається під час руху прямокутного вікна з апертурою M_w відносно множини (3.3). На j -тому кроці сканування ковзне вікно забезпечує відбір частини значень $\Delta\varphi[j]$ і визначення поточного значення статистики r у відповідності до виразу

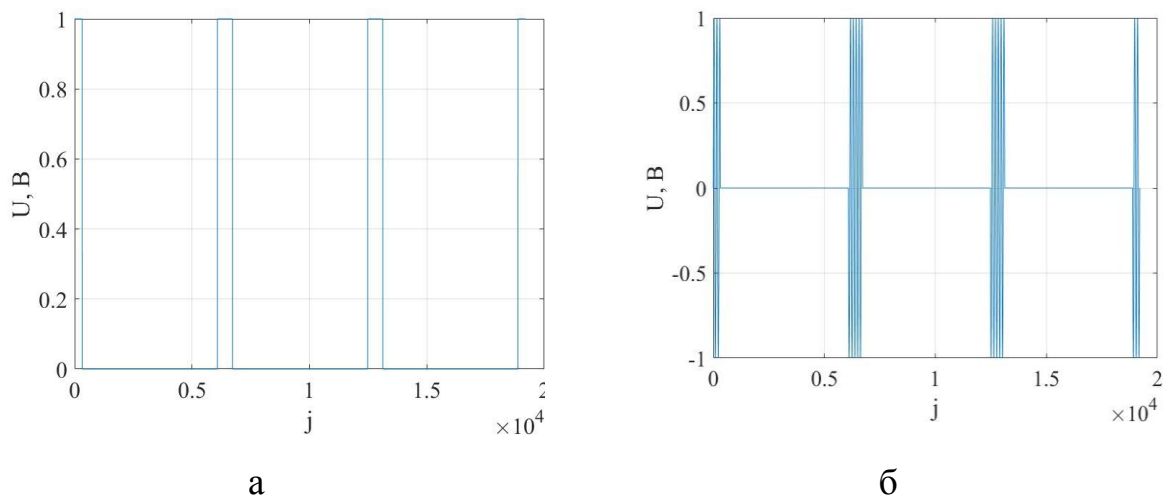
$$r[j, M_w] = \frac{1}{M_w} \sqrt{\left(\sum_{k=j-M_w/2}^{j+M_w/2} \cos \Delta\varphi[k] \right)^2 + \left(\sum_{k=j-M_w/2}^{j+M_w/2} \sin \Delta\varphi[k] \right)^2} \quad j = \frac{M_w}{2}, N - \frac{M_w}{2}. \quad (3.4)$$

3.2. Моделювання фазового методу виявлення сигналів за відомої частоти сигналу-носія

На першому етапі моделювання було виконано формування послідовності радіоімпульсів, який в подальшому піддавався аналізу $\{u[j], j = \overline{1, N}\}$, який мав наступні властивості:

- Рівень сигналу (напруга) $U = 1$ В;
- Частота сигналу $f = 5$ МГц;
- Період дискретизації $T_d = 1.56 \cdot 10^{-9}$ с;
- Відношення сигнал/шум $\eta = 1$;
- кількість періодів сигналу-носія в одному радіоімпульсі $N_s = 5$;
- обсяг вибірки $N_\Sigma = 19200$;
- кількість відліків на період сигналу-носія $N_1 = 128$;
- період надходження радіоімпульсів $T_n = 6000 \cdot T_d = 9,36 \cdot 10^{-6}$ с

Після формування вибірки була побудована обвідна сигналу формування даної послідовності ілюстровано на рис. 3.2.



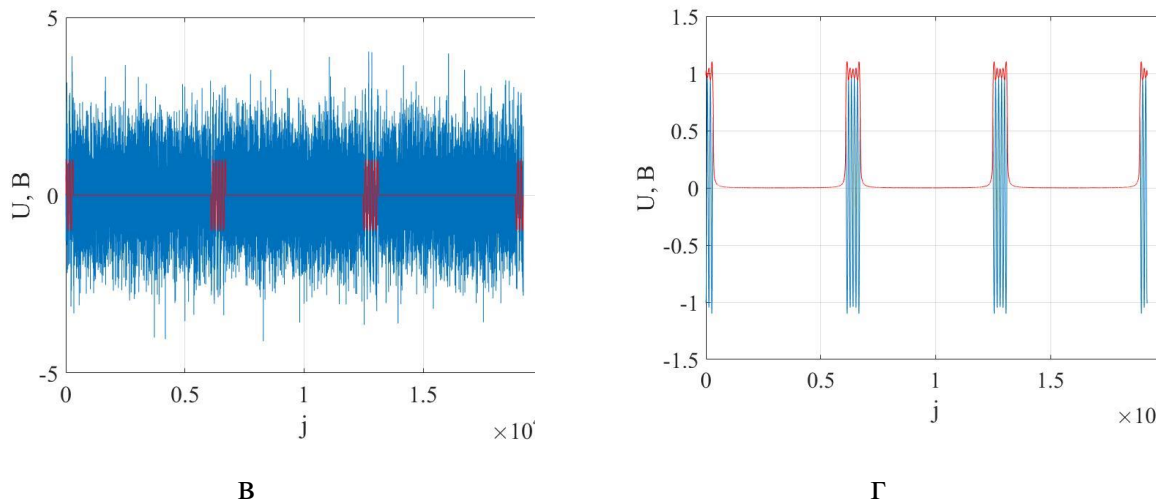


Рис. 3.2. послідовність прямокутних імпульсів (а), послідовність, заповнена гармонійним сигналом (б), послідовність радіоімпульсів з додаванням шуму (в), сигнал і його обвідна (г)

Після генерування даної послідовності було проведено ДПГ з метою отримання гільберт-образу сигналу. Дане перетворення призначене для отримання вибірки фазової характеристики сигналу. На рис. 3.3, наведено результат перетворення Гільберта сигналу та суміші сигналу з шумом.

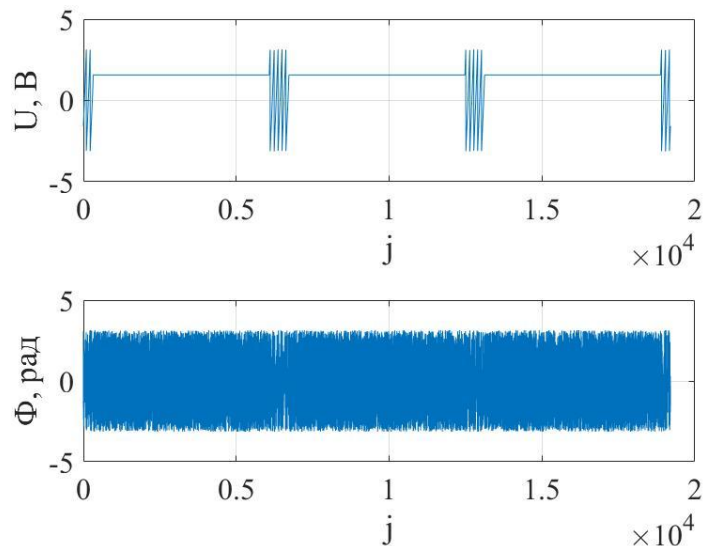
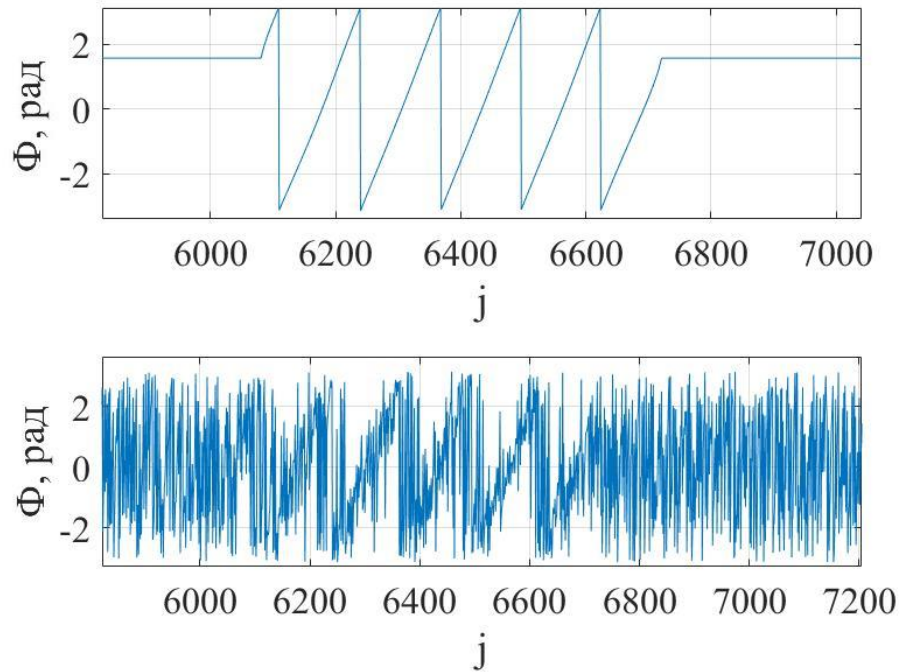


Рис. 3.3. Фазові характеристики сигналу та суміші сигналу з шумом, отримані в результаті дискретного перетворення Гільберта

Виділимо ділянку даної характеристики для більш детального розгляду (рис 3.4).



3.4. ділянка фазової характеристики сигналу та суміші сигналу з шумом (1 радіоімпульс)

З даного рисунку видно, що за відсутності сигналу (наприклад ділянка $\Delta\phi[j], j \in [6800, 7200]$) фаза змінюється хаотично. В свою чергу на ділянках, в яких сигнал присутній можна спостерігати певну плавність зміни фази.

Після цього будувалась розгортка фазових характеристик сигналів окремо та різниці даних фазових характеристик (рис.3.5)

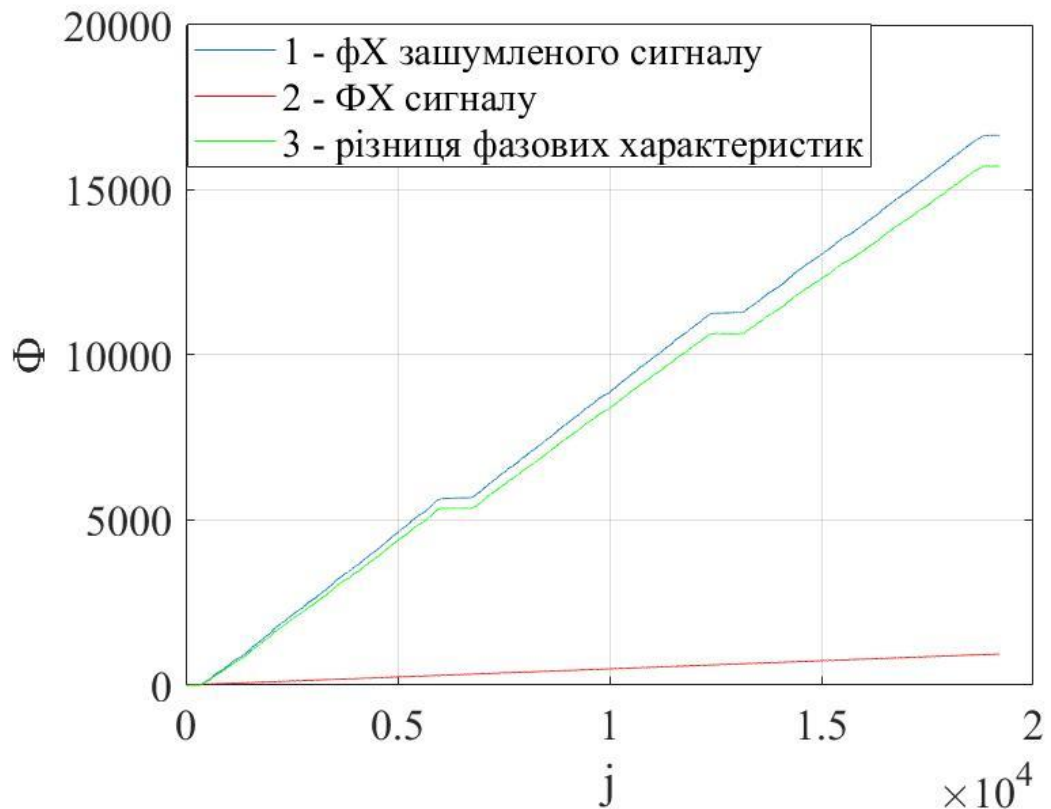


Рис. 3.5. Дискретна фазова характеристика зашумленого сигналу (1), дискретна фазова характеристика сигналу (2), різниця фазових характеристик (3)

Зобразимо ділянку даних сигналів для кращого відображення картини (рис. 3.6). З даного рисунку видно, що на ділянках сигналу фаза збільшується рівномірно, при чому фаза шуму не впливає на дану картину. Таким чином, при відніманні значення фазової характеристики сигналу від фазової характеристики адитивної суміші сигналу з шумом можна отримати сталі значення фази на ділянках наявності сигналу, що є корисним при подальшому опрацюванні сигналу.

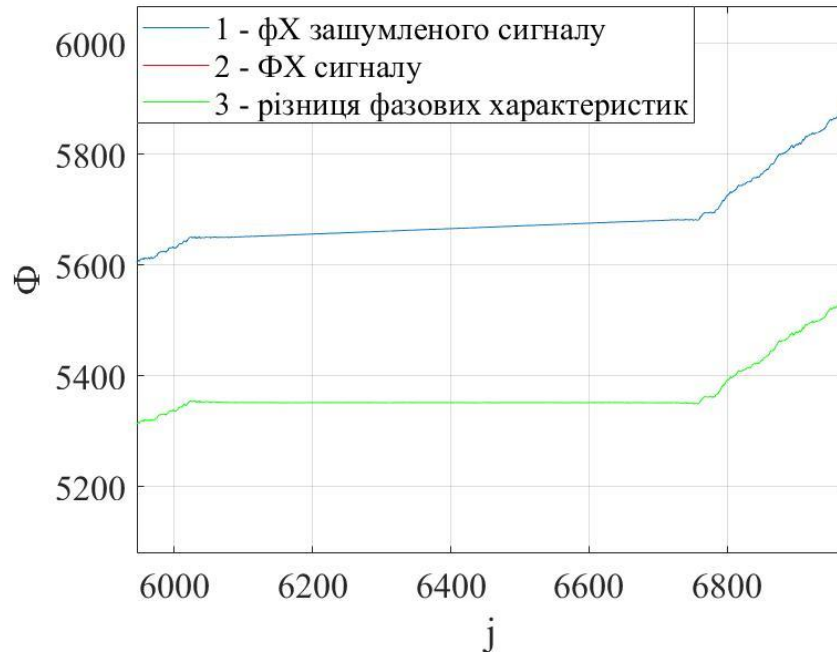
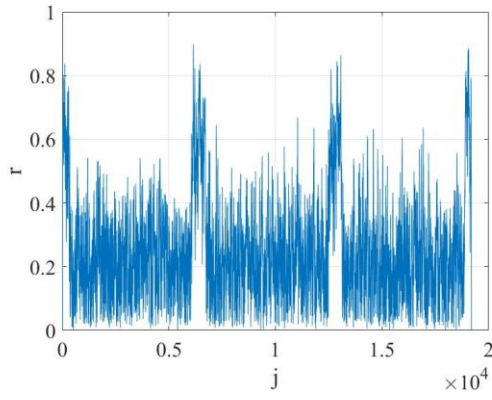
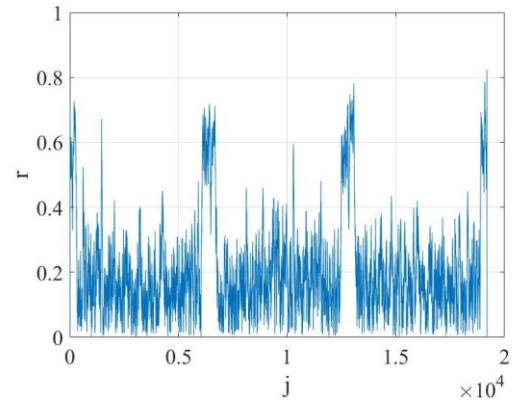


Рис. 3.6. Ділянка фазової характеристики зашумленого сигналу (1) та різниці фазових характеристик (3)

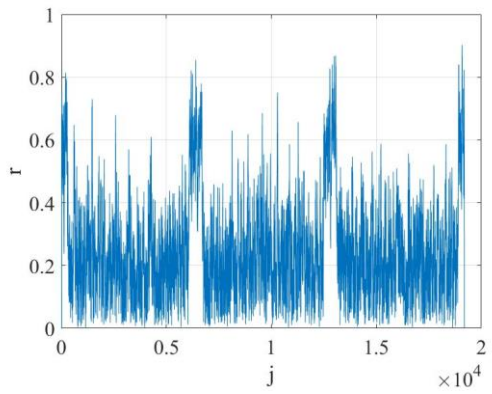
Після отримання різниці фазових характеристик сигналів було проведено її віконну обробку в ковзному режимі з використанням прямокутного вікна апертурою M_w , в результаті якої було отримано та побудовано значення r -статистики (рис. 3.7). При цьому значення апертури вікна впливає на отримані в результаті вибірки значень r -статистики. Тому, з метою отримання аналізу впливу апертури віконної функції розрахунок r -статистики проводився для різних значень апертури вікна, яка змінювалась в діапазоні $M_w \in [20,160]$ з кроком 20.



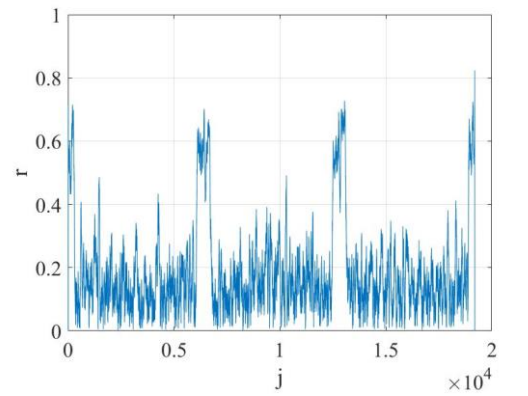
1) $M_W = 20$



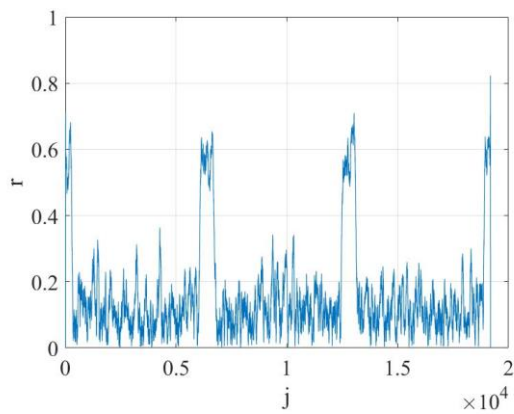
2) $M_W = 40$



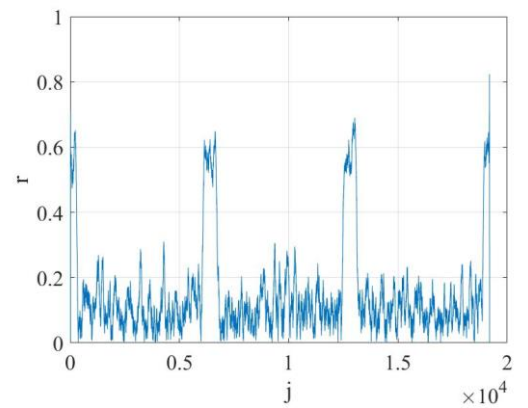
3) $M_W = 60$



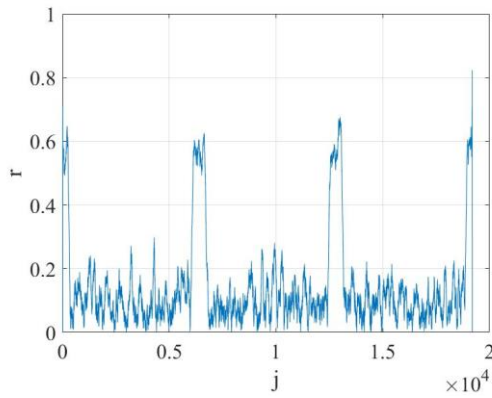
4) $M_W = 80$



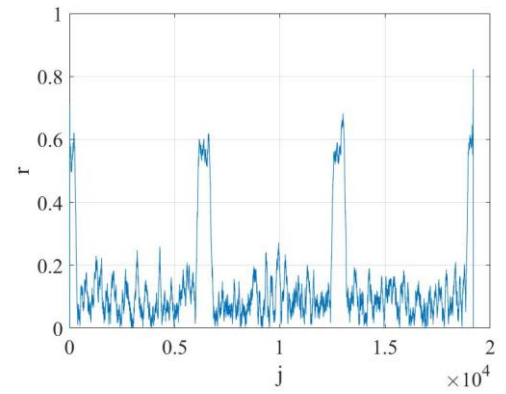
5) $M_W = 100$



6) $M_W = 120$



7) $M_W = 140$



8) $M_W = 160$

Рис. 3.7 Значення r -статистики, отримане після ковзної віконної обробки фазових характеристик при різних значеннях апертури вікна

Таким чином, вибір апертури віконної функції, яка застосовується для обробки сигналів є важливим етапом даного методу виявлення сигналів, оскільки при правильному підборі даного значення спрощується завдання визначення порогу для виділення сигналів.

Даний метод дозволяє виявити сигнали відомої частоти на фоні завад при малих відношення сигнал/шум. Недоліком даного методу є необхідність наявності моделі досліджуваного сигналу, що не завжди є реальним в ході вирішення задач неруйнівного контролю.

3.3. Розроблення методу виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю за невідомої частоти сигналу-носія

Основною метою магістерської дисертації є розроблення методу виявлення сигналів УНК на фоні адитивного гауссового шуму, що ґрунтується на аналізі кругової дисперсії, яка визначається за фазовою характеристикою досліджуваного сигналу і за відсутності апріорної інформації про параметри моделі сигналу УНК.

Постановка завдання. Аналізований сигнал на часі спостереження $t \in [0, T_c]$ являє собою адитивну суміш корисного сигналу з гауссовим

шумом вигляду (3.1).

Відношення сигнал/шум (с/ш) визначається як U/σ .

Необхідно запропонувати спосіб виявлення корисних сигналів в суміші (3.1) за результатами статистичного аналізу їх фазової характеристики та за невідомої частоти сигналу та відношення сигнал/шум близькому до одиниці.

Виявлення корисного сигналу в суміші (1) відбувається за результатами аналізу статистики r , що обчислюється у ковзному режимі для поточних значень різниці дискретної фазової характеристики сигналу (ДФХС) (1) і лінійного тренду фазової характеристики шуму $u_{\text{ш}}(t)$. З цією метою виконується ДПГ сигналу і визначається його гільберт-образ $\hat{u}[j] = \mathbf{H}_D[u[j]]$ де \mathbf{H}_D – оператор дискретного перетворення Гільберта [12]. Дробова (тобто в межах напівінтервалу $[0, 2\pi)$) частина дискретної фазової характеристики сигналу (ДФХС) визначається рівнянням (3.2).

Попередні дослідження показали, що фазова характеристика реалізації $u_{\text{ш}}(t)$; $\Phi_{\text{ш}}[j] = \mathbf{L}(\varphi_{\text{ш}}[j])$, має лінійний тренд $\Phi_{\text{ш}}^T[j] \approx 0,985j$ рад, що визначається з середньоквадратичним відхиленням $\sigma_T[j] < 0,004j$ рад. Необхідна для отримання статистики r вибірки фазових даних визначається як різниця ДФХС $\Phi[j]$ і лінійного тренду фазової характеристики шуму [13]

$$\Delta\varphi[j] = \Phi[j] - \Phi_{\text{ш}}^T[j], \quad j = \overline{1, N}, \quad N = T_A/T_D. \quad (3.5)$$

Визначення r -статистики реалізується шляхом сканування отриманої фазової характеристики прямокутним вікном апертури M_W відносно множини (3.3). кожному кроку сканування відповідає вибране значення частини фазової характеристики $\Delta\varphi[j]$ і визначення відповідного йому значення r -статистики згідно виразу (3.4)

Ознакою наявності корисної складової сигналу є перевищення статистикою $V[j, M_W] = 1 - r[j, M_W]$ певного порогу $\Pi \in (0, 1)$.

3.4. Моделювання процесу виявлення сигналів за невідомої апріорної інформації про сигнал-носій за низького відношення сигнал/шум

На етапі підготовки даних виконувалось:

1) формування вибірки аналізованого сигналу $\{u[j], j=1, \overline{N}\}$ з параметрами: $U = 1$ В, $f = 5$ МГц, $T_D = 1.56 \cdot 10^{-9}$ с, відношення рівнів сигналу до шуму $\eta = 1$, кількість періодів сигналу-носія на один радіоімпульс $N_s = 5$, обсяг вибірки $N_\Sigma = 19200$, кількість відліків на період сигналу-носія $N_1 = 128$, період надходження радіоімпульсів $T_n = 6000 \cdot T_D = 9,36 \cdot 10^{-6}$ с; сформована вибірка сигналу зображена на рис. 3.8.

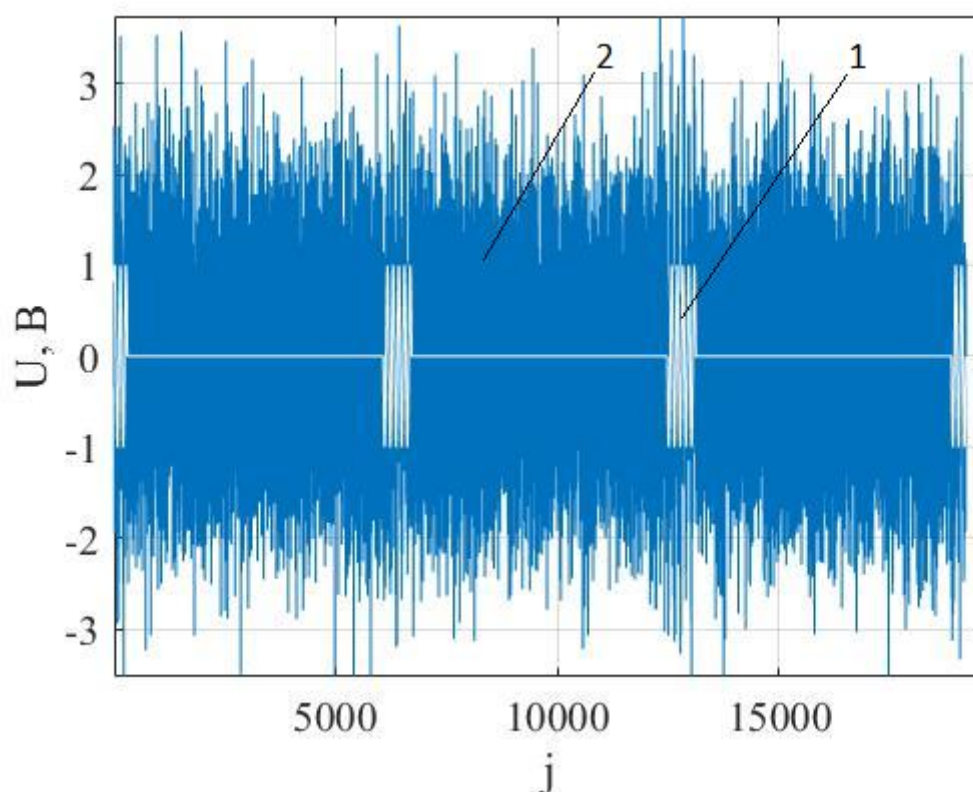


Рис. 3.8. Реалізація адитивної суміші сигналу(1) та гаусового шуму(2)

- 2) визначення гільберт-образу сигналу $\hat{u}[j]$;
- 3) обчислення вибірки значень ДФХС $\varphi[j]$ (3.2) і різниці $\Delta\varphi[j]$ (3.3) (рис. 3.9);

4) обчислення в ковзному режимі кругової дисперсії $V[j, M_w]=1-r[j, M_w]; [14]$

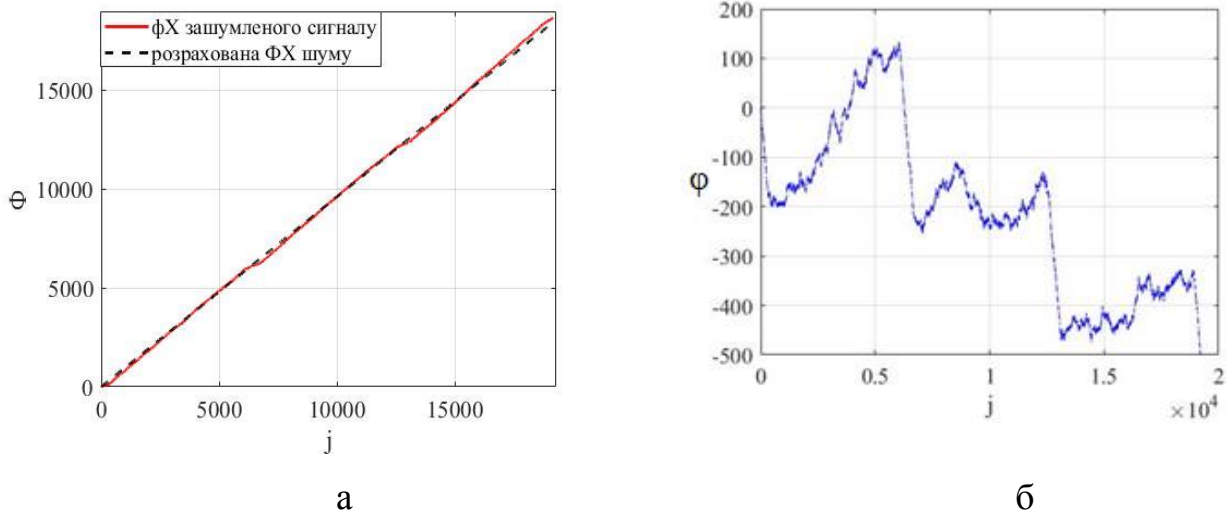


Рис. 3.9. Графіки характеристик $\Phi[j]$ та $\Phi_{ш}^T[j]$ (а) та різниця фазових характеристик $\Delta\phi[j]$ (б)

Також використовуючи графік різниці фазових характеристик $\Delta\phi[j]$ (3.9 б) можна судити про частоту досліджуваного сигналу, оскільки вона прямо впливає на зміну фази в часі. Наведемо приклад аналогічного сигналу з частотою сигналу-носія 8 МГц (Рис. 3.10)

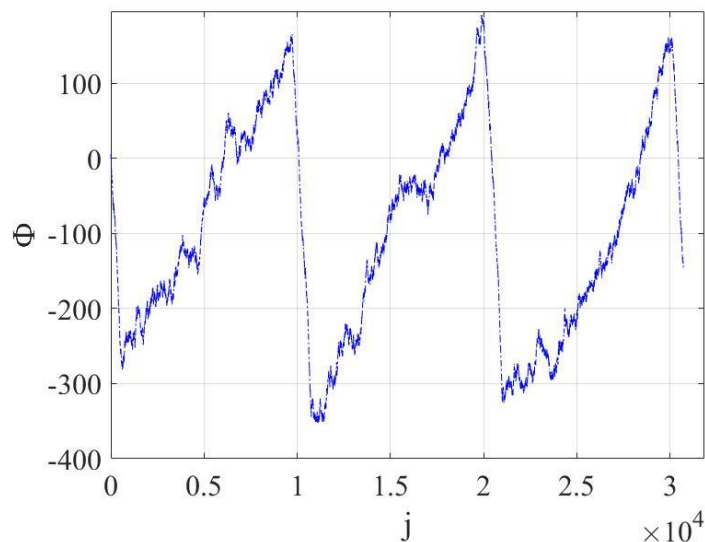


Рис. 3.10. Різниця дискретної фазової характеристики адитивної суміші сигналу з шумом і тренду фазової характеристики шуму

При порівнянні рис. 3.10 і рис. 3.9(б) видно, що на ділянках наявності сигналу падіння різниці фазових характеристик більше при більшій частоті сигналу-носія. Таким чином визначення частоти сигналу реалізується шляхом аналізу графіку різниці фазових характеристик.

З метою зменшення впливу дисперсії лінійного тренду фазової характеристики шуму на вірогідність виявлення радіоімпульсних сигналів запропоновано здійснювати визначення статистики (3.4) за скоригованою вибіркою фазових даних – $\Delta\varphi[j]/K$, де коефіцієнт $K > 1$. [15]

Введення цього коефіцієнту приводить до трансформації діапазону представлення різниць фазових зсувів і, як наслідок, до зменшення розкиду фазових даних в апертурі вікна M_w . Цей коефіцієнт доцільно обирати виходячи з наступних умов:

а – діапазон зміни фазових даних в апертурі вікна на ділянках шуму повинно бути значно меншим інтервалу $(0; 2\pi)$;

б – діапазон зміни фазових даних в апертурі вікна на ділянках з радіоімпульсним сигналом повинно покривати інтервал $(0; 2\pi)$; [16]

Як приклад на рис. 3.11 представлена кругова дисперсія $V[j]$, визначена за змодельованою вибіркою $\Delta\varphi[j]$, до використання коефіцієнта K (а) і після застосування коефіцієнта (б) для значень $K = 50$, $M_w = 50$.

З наведеного графіку видно, що на ділянках без радіоімпульсного сигналу кругова дисперсія $V_{ш}[j, M_w]$ близька до 0, а на ділянках з сигналом $V_c[j, M_w] \gg V_{ш}[j, M_w]$. Ця ознака дозволяє за аналізом кругової дисперсії виявити радіоімпульсні сигнали з гармонічним сигналом-носієм невідомої частоти та оцінити його часове положення.

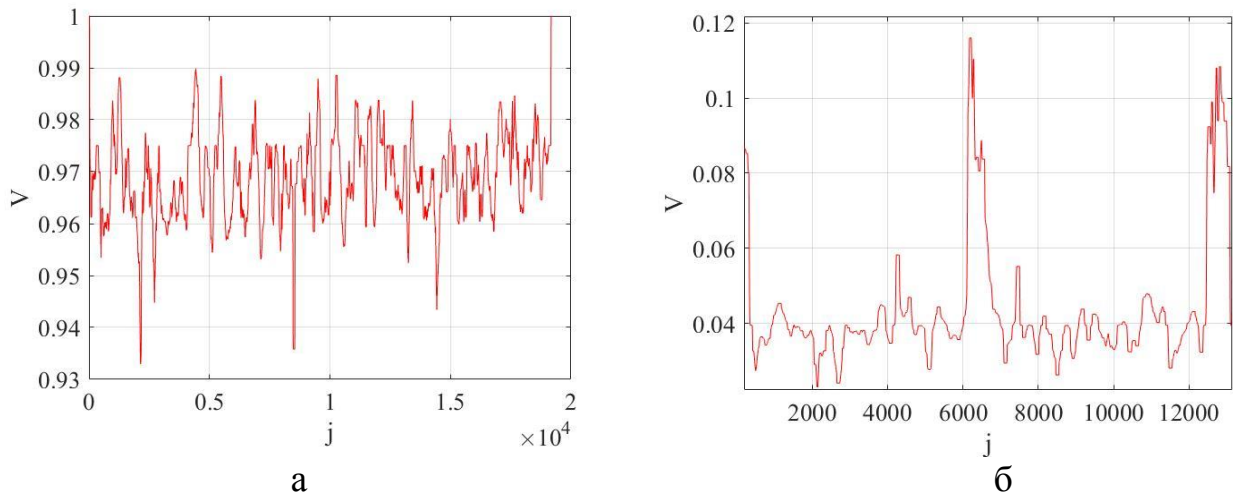


Рис. 3.11. Графік кругової дисперсії сигналу до (а) і після введення коефіцієнту K (б)

Виконані дослідження засвідчили, що розмір апертури вікна та коефіцієнт K суттєво впливають на кругову дисперсію $V_c[j, M_W]$ та $V_{ш}[j, M_W]$ і на можливість виявлення сигналів. Вірогідність виявлення сигналів залежить від різниці значень кругової дисперсії за наявності і відсутності радіоімпульсного сигналу.

Для визначення впливу K та M_W на кругові дисперсії було виконано додаткові модельні експерименти, які полягали в оцінці функцій: $\bar{V}_c[K, M_W]$, $\bar{V}_{ш}[K, M_W]$ та $\Delta\bar{V} = \bar{V}_c[K, M_W] - \bar{V}_{ш}[K, M_W]$, де $\bar{V}_{ш}$, \bar{V}_c – усереднені значення кругової дисперсії на ділянках відповідно з та без сигналу.

Діапазон варіації змінних обрано наступним чином : $K \in (40;70)$, $M_W \in (100;250)$. Результат моделювання подано на рис. 3.12.а. та 3.12.б.

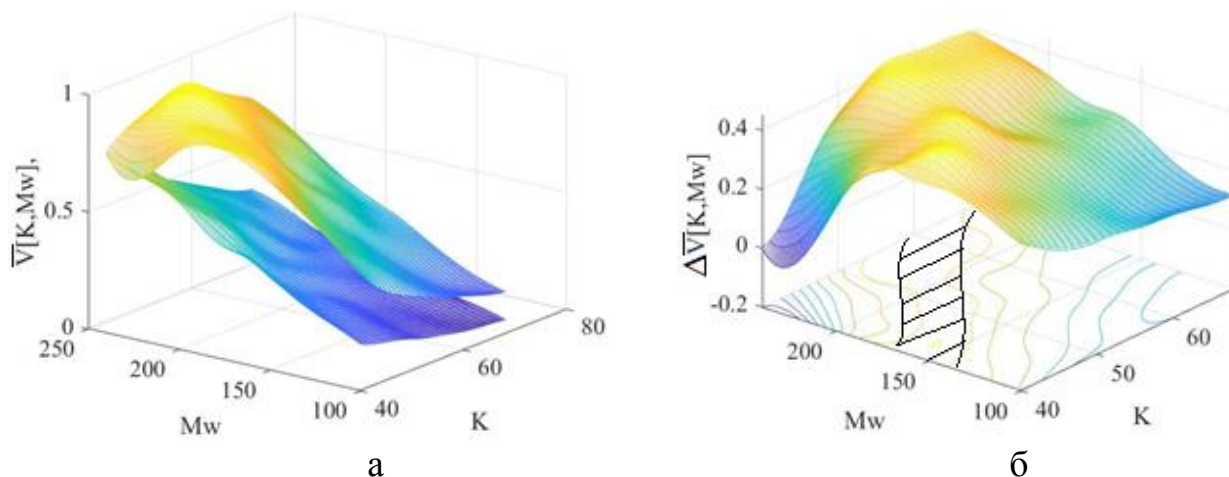


Рис 3.12. Залежність середніх значень кругової дисперсії на ділянках без сигналу та з сигналом (а) та різниці середніх рівнів кругової дисперсії (б) від K та M_w

З аналізу наведених графіків видно, що значення K та M_w необхідно обирати узгоджено: існує певна область їх значень (на рис 3.11.б. – це заштрихована ділянка на площині $M_w K$), для якої досягається збільшення значення $\Delta V[K, M_w]$, що полегшує вибір бракувального рівня та збільшує вірогідність виявлення радіоімпульсних сигналів з апіорно невідомою частотою сигналу-носія.

3.5. Висновки до розділу

В даному розділі було досліджено можливості розв'язання завдання виявлення і оцінювання часового положення сигналів УНК, які спостерігаються на фоні шуму високого рівня, через аналіз кругових статистик, що визначені за фазовою характеристикою сигналу в умовах неповної апіорної визначеності моделі сигналу. Реалізація методу, на відміну від відомих, не потребує копії сигналу чи знання її параметрів. Загальна умова висувається лише до форми сигналу: він має існувати як радіоімпульс з певною обвідною та частотою сигналу-носія, що являє собою циклічний сигнал.

Показано, що статистичні відмінності фазових характеристик реалізацій шуму та його суміші з сигналом дозволяють за результатами статистичного аналізу фазових характеристик останніх виявити радіоімпульсні сигнали і оцінити їх часове положення. Метод дещо програє традиційним методам виявлення сигналів на фоні шуму, що пояснюється відсутністю копії сигналу. Проте ця особливість розширює область його застосування на значне коло завдань, для яких існують мінімальні відомості про досліджувані сигнали. Метод дозволяє вирішувати завдання виявлення радіосигналів за відношення сигнал/шум близькому до одиниці.

Розглянутий спосіб виявлення сигналів може бути використаний у доплерівських ультразвукових приладах контролю для технічного і медичного застосування, в інших діагностичних системах, що працюють в динамічних режимах, за значної зміни параметрів сигналів. Необхідно провести додаткові дослідження достовірності даного методу виявлення сигналів шляхом комп'ютерного моделювання.

4. Аналіз вірогідності виявлення сигналів УНК розробленим методом

4.1. аналіз закону розподілу щільності імовірності r -статистики

Одним із важливих етапів розроблення методів виявлення сигналів в задачах дефектоскопії є встановлення закономірності розподілу випадкової величини, що характеризує об'єкт контролю. Такого роду припущення роблять базуючись на теоретичних закономірностях та попередніх дослідженнях.

Задача оцінки щільності розподілу кутової статистики r в загальній постановці формулюється наступним чином. На інтервалі часу T_C спостерігається адитивна суміш інформативного сигналу у формі ультразвукового сигналу з синусоїдальною несучою частотою $f \gg \frac{1}{T}$ та гауссової завади з нульовим математичним сподіванням та дисперсією σ^2 . Ультразвуковий імпульс існує на інтервалі часу T_i . Ця суміш рівномірно дискретизується з періодом $T_D \ll f^{-1}$, за отриманими відліками визначається різниця дискретних фазових характеристик суміші та гармонічного сигналу частотою f , для якої за викладеною в розділі 2 методикою обчислюються дискретні значення статистики r . [2]

Поставлено завдання висунути та перевірити гіпотезу щодо типу розподілу імовірності статистики r та в межах часових інтервалів $t \in T_i$ та $t \in T_C \setminus T_i$ визначити його параметри (у випадку належності t до доповнення множини T_i , який відповідає визначенню r -статистики тільки за шумовою складовою).

Зважаючи на те, що область значень параметру r лежить в межах $[0,1]$, то і вибір статистичного розподілу повинен належати тій самій області

значень. Дану умову може задовольнити бета-розподіл: при цьому типі розподілу величина розподіляється на інтервалі $[0,1]$.

Щільність імовірності для випадку бета-розподілу визначається наступним виразом:

$$f_r(x) = \frac{1}{B(a,b)} x^{a-1} (1-x)^{b-1}, \quad x \in [0,1], \quad a \geq 1, \quad b \geq 1 \quad (4.1)$$

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

Бета-функція може бути визначена одним з наступних виразів:

$$B(a,b) = \int_0^1 x^{a-1} (1-x)^{b-1} dx = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{x^{a-1}}{(1+x)^{a+b}} dx = 2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} (\sin x)^{2a-1} (\cos x)^{2b-1} dx \quad (4.2)$$

або

$$B(a,b) = \frac{1}{b} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(b)_{n+1}}{n!(a+n)}, \quad (4.3)$$

де $(b)_n$ – спадний факторіал, що визначається як $b \cdot (b-1) \cdot (b-2) \cdot \dots \cdot (b-n+1)$.

Приклад розподілу бета-функції, отриманий в ході досліджень наведено на рис. 4.1.

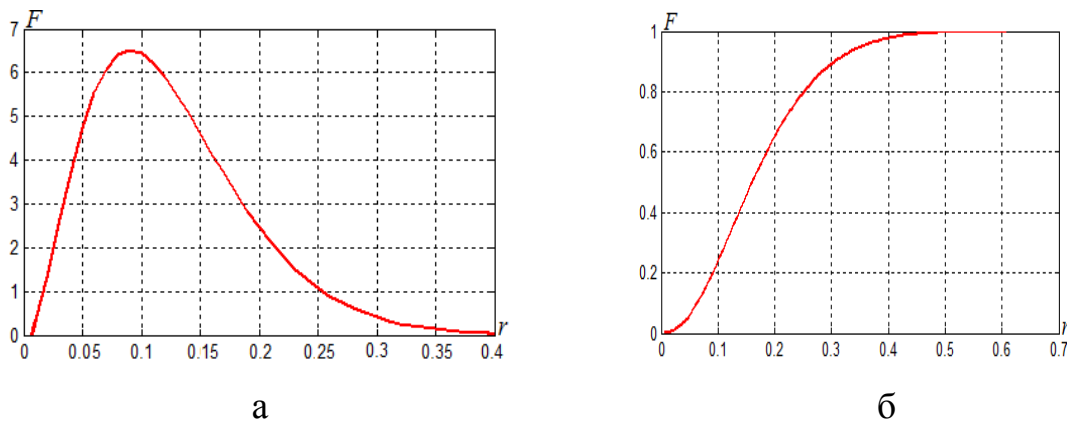


Рис. 4.1 Графіки бета-функції: а) щільність ймовірності; б) інтегральна функції розподілу ймовірності

Однією з основних властивостей бета-функції є симетричність, яку можна виразити за допомогою наступної рівності

$$B(x|a,b) = 1 - B(1-x|b,a) \quad . \quad (4.4)$$

Бета-розподіл (4.1) за своїм характером є двопараметровим: він залежить від двох величин: математичного сподівання M_r та дисперсії D_r величини r відповідно до наступних залежностей:

$$a = \frac{M_r^2(1-M_r)}{D_r} - M_r, \quad b = a \frac{1-M_r}{M_r}. \quad (4.5)$$

Якщо отримати розв'язок даних рівнянь відносно значень математичного сподівання та дисперсії, ми отримаємо їх вираз через параметри бета-розподілу:

$$M_r = \frac{a}{a+b}, \quad D_r = \frac{ab}{(a+b)^2(a+b+1)}. \quad (4.6)$$

В нашому випадку значення математичного сподівання та дисперсії визначались в ковзному режимі з використанням віконної функції:

$$\hat{M}_r[j] = \frac{1}{M_w} \sum_{k=j-0.5(M_w-1)}^{j+0.5(M_w-1)} r[k, M_w], \quad (4.7)$$

$$\hat{D}_r[j] = \frac{1}{M_w - 1} \sum_{k=j-0.5(M_w-1)}^{j+0.5(M_w-1)} (r[k, M_w] - \hat{M}_r[j])^2, \quad (4.8)$$

де M_w – апертура ковзного прямокутного вікна, яким здійснювався відбір даних статистики r .

В ході досліджень було встановлено, що у випадку гауссового шуму і для адитивної суміші корисного сигналу з гауссовим шумом значення величини статистики r відповідає бета-розподілу зі щільністю імовірності (4.1), проте для кожного з двох випадків параметри a і b відрізняються.

Результати досліджень дали змогу висунути гіпотезу щодо підпорядкування статистики r бета-розподілу за великого діапазону відношення сигнал/шум. Дану гіпотезу необхідно перевірити, що б довести доцільність її використання.

4.2. Перевірка гіпотези підпорядкованості r -статистики бета-розподілу

Після підбору теоретичного закону розподілу густини імовірності вимірюваних величин, отримуваних в ході експериментів, між теоретичним і дійсним законами розподілу залишаються певні розбіжності. Отримавши відповідь на запитання чи є дані відмінності наслідком хибного вибору закону розподілу чи вони випадкові дозволяє отримати критерії відповідності.

Є два основних типи критеріїв відповідності: параметричні та непараметричні.

До параметричних критеріїв відносяться ті, розрахунки згідно яким ґрунтуються на використанні параметрів розподілу, при цьому розподіл має підпорядковуватись гауссовому, а ознаки мають бути визначені.

У випадку використання непараметричних критеріїв використовують частоти, частини чи ранги в розрахунках, при чому частіше використовують їх у випадках коли закон розподілу не відповідає нормальному.

Зважаючи на те, що висунуто гіпотезу, яка вказує на те, що r -статистика підпорядковується бета-розподілу, для її перевірки необхідно використовувати непараметричні критерії.

Перевірка гіпотези про закон розподілу статистики r в аналізі сигналів УЗТ виконувалась в два етапи. На першому проводились модельні експерименти засобами комп'ютерної техніки. На цьому етапі відпрацьовувалась методика перевірки гіпотези на моделях сигналів. На другому етапі отримані результати застосовувались до експериментальних даних. Результати перевірки статистичних гіпотез відносно закону розподілу випадкової величини (статистики r) є фундаментом імовірнісної моделі, від якої значною мірою залежить достовірність статистичних рішень, які приймаються на їх основі. У випадку неадекватної моделі отримані на ній

вихідні дані не можна буде застосувати до реальних сигналів, це приведе до спотворення результатів контролю. Ступінь відповідності моделі реальній статистиці r безпосередньо залежить від того, на скільки точно на основі вихідної статистичної інформації були визначені її закон і параметри розподілу отриманих за результатами аналізу даних.[2]

Існує багато критеріїв для перевірки гіпотез про розподіл випадкових величин, з них для перевірки гіпотези про бета-розподіл можна використовувати один з наступних критеріїв:

- Колмогорова;
- Андерсона-Дарлінга;
- Смірнова-Крамера-фон Мізеса;

В ході досліджень було виконано перевірку гіпотези згідно критерію Смірнова-Крамера-фон Мізеса.

Процес перевірки гіпотези являє собою узгодження теоретичних значень з емпіричними. При виконанні умови потрапляння розходження між даними величинами в певні межі випадкових похибок, гіпотезу приймають, інакше її потрібно відкинути і запропонувати іншу. У випадку прийняття гіпотези висновок щодо вірності гіпотези не роблять. Прийняття гіпотези свідчить лише про узгодженість порівнюваних даних.

В загальному випадку розрізняють прості і складні статистичні гіпотези про розподіл величини та параметри розподілу.

У випадку простої гіпотези характеризується параметр розподілу величини, який аналітично подається наступним чином: $H_0 : F(x) = F(x, \theta)$, де $F(x, \theta)$ – функція розподілу ймовірності, згідно якої перевіряють узгодження вибірки, θ – відоме значення параметру розподілу.

Складну гіпотезу утворюють шляхом використання кінцевого або безкінечного числа простих гіпотез, при чому вказується певна область імовірних значень параметра. Складна гіпотеза має наступний вид:

$H_0 : F(x) \in \{F(x, \theta), \theta \in Q\}$, де Q – область визначення параметра θ . В цьому випадку оцінку параметра розподілу θ обчислюють за тією самою вибіркою, за якою перевіряють узгодження.

4.2.1. Перевірка гіпотези підпорядкованості r -статистики бета-розподілу за критерієм Смірнова-Крамера-фон Мізеса

Для перевірки гіпотези було необхідно розрахувати статистику критерію $n\omega^2$ Смірнова-Крамера-фон Мізеса за допомогою наступного виразу:

$$n\omega^2 = \frac{1}{12n} + \sum_{i=1}^n \left\{ F(x_i, \theta) - \frac{2i-1}{2n} \right\}^2, \quad (4.9)$$

де $F(x_i, \theta)$ - теоретична функція статистичного розподілу;

n - обсяг вибірки.

Якщо отримати вибірку об'ємом $n > 40$, то можна використати квантилі розподілу $n\omega^2$ (табл. 4.1), які розраховані для граничного розподілу, де α – рівень значущості.

Таблиця. 4.1 Квантилі розподілу Смірнова- Крамера– фон Мізеса

α	0,900	0,950	0,990	0,995	0,999
$n\omega^2(\alpha)$	0,3473	0,4615	0,7435	0,8694	1,1679

В процесі модельних досліджень обчислені значення $n\omega^2$ здебільшого належали інтервалу [0.3, 1.17]. Даний результат вказує на те що рівень значущості $\alpha > 90$. Отже гіпотезу $p(r/H_0)$ про те, що статистика r підпорядковується бета-розподілу підтверджено.

4.3. Визначення вірогідності виявлення сигналу та обґрунтування вибору порогу виявлення

Проведені модельні дослідження статистики r підтвердили можливість її використання для розв'язку завдань виявлення сигналів. Було встановлено, що оцінки її дисперсії суттєво відрізняються для ділянок де присутній гауссовий шум та для адитивної суміші ультразвукового сигналу і шуму. Проте рішення про наявність чи відсутність ультразвукового імпульсу може бути вірним чи помилковим внаслідок імовірнісного характеру r . Тому виникає задача оцінки достовірності рішень про наявність ультразвукових сигналів у аналізованих ділянках сигналу і вибір порогу, за яким формується це рішення. Нижче це питання проаналізовано більш детально.[2]

Стоїть завдання вибору порогу і оцінки достовірності виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю, яке можна вирішити наступним чином.

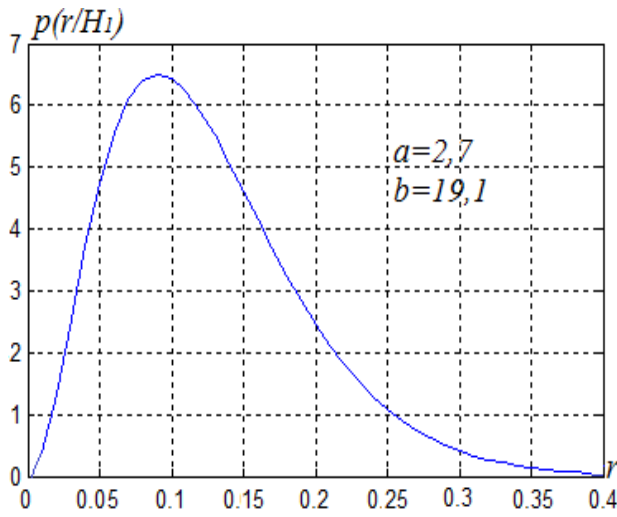
Припустимо, що в результаті фазової обробки сигналів було сформовано вибірку $\bar{\varphi} = (\varphi_1, \dots, \varphi_n)$, $\varphi_i \in [0, 2\pi)$. З використанням даної вибірки потрібно виконати перевірку наступних статистичних гіпотез:

H_0 – нульова гіпотеза, полягає в тому, що вибірка містить сигнал ультразвукового неруйнівного контролю;

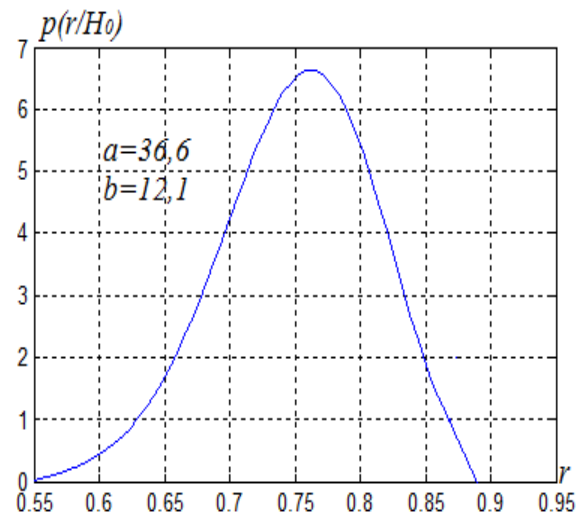
H_1 – альтернативна гіпотеза, за якою сигнал ультразвукового неруйнівного контролю у вибірці відсутній.

Значення r -статистики було обрано в якості критерію. Її оцінка обчислюється за вибіркою $\bar{\varphi}$. Як було сказано раніше, r -статистика підпорядковується бета-розподілу.

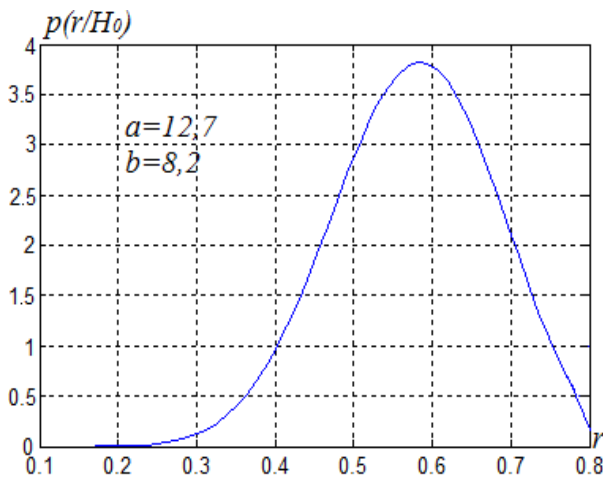
На рис. 4.2 зображено графіки щільності імовірності бета-розподілу $p(r/H_1)$ і $p(r/H_0)$. Для даних, отриманих в ході дослідження було розраховано значення a і b (3.5).



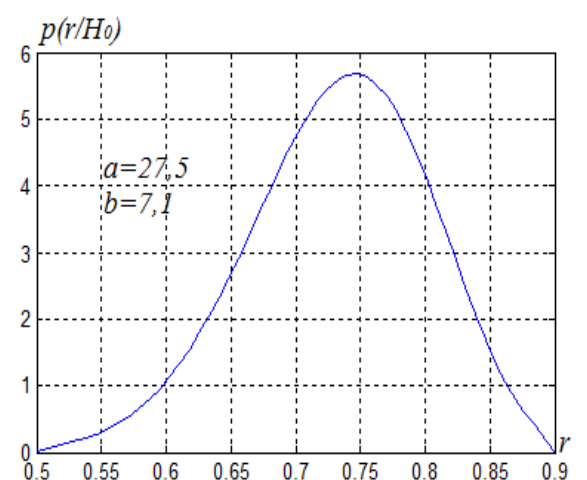
а



б



в



г

Рис. 4.2 Графіки щільності ймовірності бета-розподілу статистики r : а) щільність ймовірності шуму $p(r/H_1)$; б) щільність ймовірності $p(r/H_0)$ суміші гармонічного сигналу і шуму; в) щільність ймовірності $p(r/H_0)$ суміші ультразвукового сигналу з гармонічним заповненням і прямокутною обвідною та шуму, г) щільність ймовірності $p(r/H_0)$ суміші ультразвукового сигналу з Гауссовою обвідною і шуму

З рис. 4.2 чітко видно, що щільність імовірності сигналу розміщується ближче до кінця інтервалу (рис.4.2 б-г), в той час як щільність імовірності шуму знаходиться в безпосередній близькості до початку інтервалу (рис.4.2 а).

Є необхідність визначення порогу, який розділяє область значень $r \in [0, 1)$ на критичну область H_1 та область прийняття гіпотези H_0 , та визначити достовірність виявлення сигналів ультразвукового неруйнівного контролю.

На рис. 4.3. представлено графіки щільностей імовірності r -статистики та шуму ($P(r/H_0)$ та $P(r/H_1)$ відповідно). На даному інтервалі необхідно виділити точку Π , яка розділятиме даний інтервал на критичну область H_1 та область прийняття гіпотези H_0 (точку Π обрано з рівності $p(r/H_1)=p(r/H_0)$).

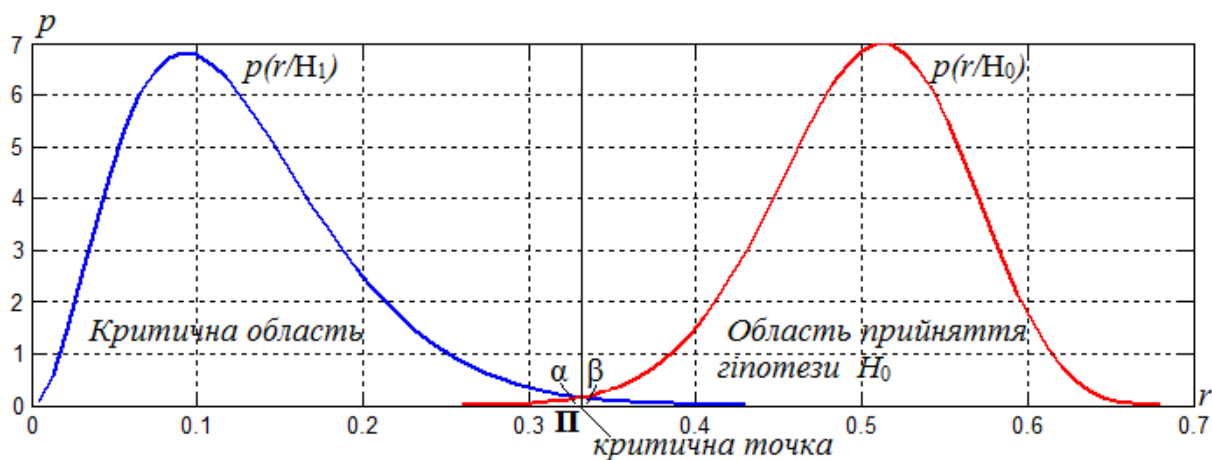


Рис. 4.3 Графік щільності ймовірності $p(r/H_1)$ і $p(r/H_0)$ статистики r відповідно для гауссового шуму і його суміші з гармонічним сигналом

Під час прийняття статистичного рішення існує імовірність отримання помилки. Дані помилки поділяються на 2 види:

- помилка першого роду (α – помилка), яка означає, що вірна гіпотеза H_0 відхиляється;
- помилка другого роду (β – помилка), яка означає, що вірна гіпотеза H_1 відхиляється;

При чому, якщо звернути увагу на те, що даний метод використовується для вирішення задач виявлення сигналів в ультразвуковому неруйнівному контролі, потрібно оцінити вплив даних помилок на експлуатаційні характеристики виробів. У разі помилки першого

роду бездефектна область приймається за дефект, що не несе за собою негативних наслідків. В свою чергу помилка другого роду дефектна область приймається за бездефектну, що може мати тяжкі наслідки для об'єкту контролю. Проте обидві помилки потрібно враховувати. Їх можна визначити за допомогою наступних імовірностей:

$$\alpha(\Pi) = \int_0^{\Pi} p(r/H_0)dr, \quad \beta(\Pi) = \int_{\Pi}^1 p(r/H_1)dr. \quad (4.10)$$

В свою чергу достовірність виявлення сигналу ультразвукового неруйнівного контролю визначається як вірогідність прийняття вірного рішення:

$$D(\Pi) = 1 - \alpha(\Pi) - \beta(\Pi). \quad (4.11)$$

З (4.10) зрозуміло, що сумарна імовірність помилки визначається площею ділянок щільностей імовірності двох цих складових.

4.4 Обґрунтування розрахунку алгоритму для отримання адаптивного порогу Π

Метою розрахунку порогу Π є мінімізація імовірності виникнення помилки, і відповідно максимізація достовірності процесу виявлення сигналів. Проте, з рис. 4.3 можна зробити висновок, що щільність імовірності шуму $P(r/H_1)$ є незмінною, в той же час на щільність імовірності $P(r/H_0)$ впливають зовнішні фактори, одним з яких є відношення сигнал/шум. При зміні даного відношення щільність імовірності $P(r/H_0)$ зазнає змін: змінюється її дисперсія і математичне сподівання, наслідком чого може бути збільшення або зменшення значень, отриманих з (4.10) за використання того ж порогу Π , і відповідно зміна дійсного значення достовірності процесу виявлення сигналів. Таким чином, залежності від оцінок математичного сподівання і дисперсії $P(r/H_0)$ та $P(r/H_1)$ необхідно адаптивно змінювати поріг Π з метою максимізації вірогідності контролю.

4.5. Усереднення тренду фазової характеристики шуму з метою збільшення вірогідності виявлення сигналів

Важливо пам'ятати, що в процесі виявлення сигналів запропонованим методом тренд фазової характеристики шуму розраховують, тобто він не є (і не може бути) апріорно відомим. В дійсності на кожному циклі контролю значення тренду фазової характеристики шуму змінюються. З метою оцінки діапазону, в якому можуть змінюватись значення тренду ФХС було проведено додаткове моделювання, яке являє собою генерування вибірки випадкової величини, отримання Гільберт-образу даної величини, побудова дискретної фазової характеристики цієї величини; дана послідовність дій була поміщена в цикл, який дозволив отримати набір даних вибірок і відобразити їх на графіку (рис. 4.4)

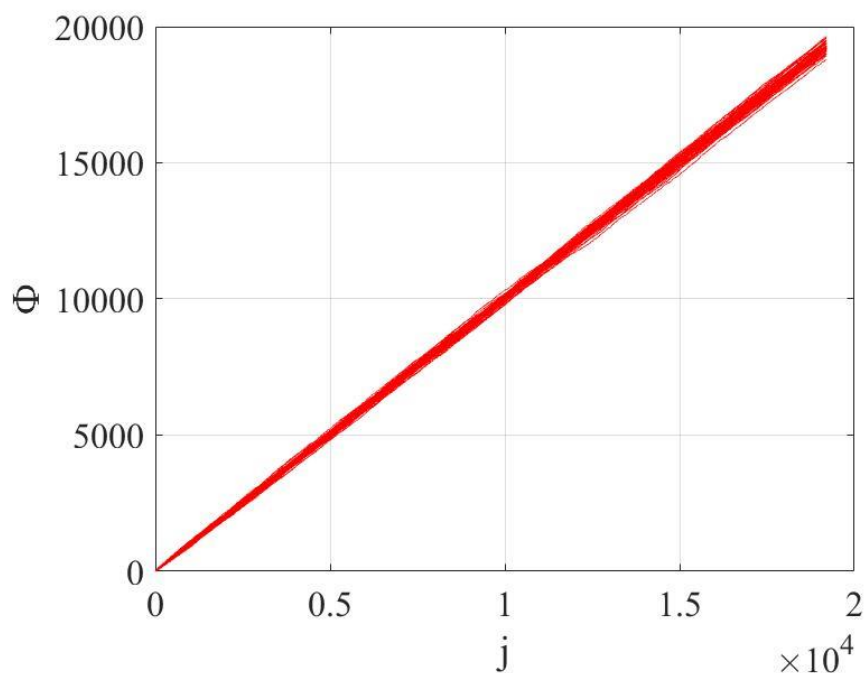


Рис. 4.4. Набір фазових характеристик шуму

З даного рисунку видно, що фазова характеристика шуму може потрапляти в певний сектор. Виходячи з цього можна зробити висновок, що

буде доцільним усереднювати значення тренду фазової характеристики шуму з певної вибірки.

4.6. Висновки до розділу

В даному розділі шляхом моделювання було доведено гіпотезу підпорядкованість розподілу щільності імовірності r -статистики бета-розподілу шляхом перевірки її за критерієм Смірнова-Крамера-фон Мізеса. В результаті моделювання було зроблено введено поріг Π , призначений для виявлення сигналів при аналізі r -статистики, також було запропоновано алгоритм розрахунку адитивного порогу Π , необхідність якого обумовлена непостійністю значення відношення сигнал/шум.

5. Розроблення стартап-проекту «Ультразвукові системи НК»

5.1. Опис ідеї проекту

В основу ідеї стартап-проекту покладено систему ультразвукового неруйнівного контролю, яка відрізняється від наявних на ринку методом обробки інформації, отриманої в ході контролю, що підвищує вірогідність контролю. Дана система може бути застосована для контролю виробів широкого спектру, хоча основний об'єкт контролю, на який вона орієнтована – зварні з'єднання. Дана система може запропонувати користувачеві підвищену вірогідність виявлення дефектів меншого розміру в об'єкті контролю. Результат аналізу суті ідеї стартап-проекту наведено в табл. 5.1.

Таблиця 5.1. Опис ідеї стартап-проекту

<i>Зміст ідеї</i>	<i>Напрямки застосування</i>	<i>Вигоди для користувача</i>
Система ультразвукового неруйнівного контролю з підвищеною вірогідністю контролю	Контроль виробів широкого діапазону	Підвищена вірогідність контролю
		Можливість проводити контроль виробів, виготовлених з матеріалів з значним згасанням ультразвуку

Для більш наочної демонстрації переваг та недоліків даної системи контролю порівнюємо параметри системи з деякими її аналогами, наявними на ринку.

Конкуренти:

Конкурент 1 - Автоматизована система ультразвукового контролю продольного зварного шва труб САУЗК “Унискан-Луч ПШ-10”

Конкурент 2 - Автоматизована швидкодійна система ультразвукового контролю сортового прокату діаметром 20-50 мм

Конкурент 3 - Система автоматизованого ультразвукового контролю ROTOSCAN

Таблиця 5.2. Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

№ n/n	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів				W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Мій проект	Конкурент1	Конкурент2	Конкурент3			
1.	Вартість, грн	22000	14000	15000	32000		+	
2.	Достовірність контролю, %	99%	98%	99%	99%		+	
3.	застосування до широкого діапазону ОК	+	-	-	+		+	
4.	Мінімальний розмір дефекту	0,2 мм.	0,2 мм.	0,3 мм.	0,3 мм.			+

З табл. 5.2. видно, що запропонований проект не поступається аналогам за основними характеристиками.

5.2. Технологічний аудит ідеї проекту

Таблиця 5.3. Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ n/n	Ідея проекту	Технології її реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Система ультразвукового неруйнівного контролю з підвищеною вірогідністю контролю	Виготовлення на підприємстві на замовлення	Наявна	Недоступна
2	Система ультразвукового неруйнівного контролю з підвищеною вірогідністю контролю	Виготовлення складових елементів за допомогою 3D принтерів та ЧПУ станків	Наявна	Доступна
Обрана технологія реалізації ідеї проекту: В якості оптимальної технології реалізації проекту обрано виготовлення складових елементів системи шляхом використання ЧПУ станків та 3D принтерів, при чому більшу частину складових частин буде виготовлено за допомогою станків ЧПУ, 3D принтери в свою чергу використовуватимуться для виготовлення елементів складної геометрії.				

Результати технологічного аудиту вказують на те, що дану ідею можна реалізувати шляхом використання наявних на ринку технологій, які є доступні автору проекту.

5.3. Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

Проведемо аналіз ринку з метою оцінки потенційних загроз та умов введення товару на ринок з урахуванням потреб потенційних клієнтів та пропозицій проектів-конкурентів

Таблиця 5.4. Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Показники стану ринку (найменування)</i>	<i>Характеристика</i>
1	Кількість головних гравців, од	3
2	Загальний обсяг продаж, грн/ум.од	~1200000 грн.
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу (вказати характер обмежень)	Відсутні
5	Специфічні вимоги до стандартизації та сертифікації	Перевірка систем на стандартних зразках з метою підтвердження імовірності контролю/похибок вимірювання
6	Середня норма рентабельності в галузі (або по ринку), %	86%+

Визначимо цільову аудиторію, якій можна запропонувати даний товар (табл. 5.5).

Таблиця 5.5. Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба, що формує ринок</i>	<i>Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)</i>	<i>Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів</i>	<i>Вимоги споживачів до товару</i>
	Даний товар задовольняє потребу ринку в універсальній системі ультразвукового неруйнівного контролю, яку можна застосовувати для широкого спектру виробів	Підприємства середнього розміру, які не мають коштів для придбання великої кількості вимірювальної апаратури та засобів неруйнівного контролю	Орієнтація на відносно недорогі універсальні напівавтоматичні засоби неруйнівного контролю	- до продукції: Універсальність, надійність, висока достовірність контролю - до компанії-постачальника: Своєчасне виготовлення та надання продукції

Оскільки ринок засобів неруйнівного контролю не є одним з найширших в Україні, він має певні особливості, які можуть створити проблеми при спробах ввести в нього новий товар, але попри це ринок, і проект який пропонується можуть надавати і певні можливості, які сприятимуть швидкому введенні продукту на ринок. Проаналізуємо фактори загроз та можливостей при виведенні товару на ринок (табл 5.6, 5.7).

Таблиця 5.6. Фактори загроз

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст загрози</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1	Клієнтська база	На ринку засобів неруйнівного контролю існує складність швидкого набору клієнтської бази	Проведення рекламної компанії шляхом публікації оглядових статей в фахових журналах
2	Необхідність сертифікації обладнання	Засоби неруйнівного контролю повинні проходити обов'язкову сертифікацію для введення на ринок	Завчасне подання зразку системи на перевірку
3	Вхідний інструктаж	Оскільки системи неруйнівного контролю є доволі складними за своєю структурою, простих інструкцій для користувача не завжди є достатньо для початку роботи з системою	Компанія має змогу найму людей з закінченими курсами дефектоскопістів, які будуть виконувати роль консультантів

З даної таблиці можна судити, що ринок має певні фактори загроз, проте їх вплив можна нівелювати шляхом адекватної реакції з боку компанії

Таблиця 5.7. Фактори можливостей

<i>№ n/n</i>	<i>Фактор</i>	<i>Зміст можливості</i>	<i>Можлива реакція компанії</i>
1	Відсутність даного типу технології	На даний момент на ринку відсутні системи ультразвукового неруйнівного контролю, які базуються на тих же явищах.	Акцентування уваги клієнтів на наявності відмінності системи від існуючих та пов'язані з цим переваги
2	Технічні конференції, виставки, семінари	Можливість представляти систему контролю шляхом написання оглядових праць в календарні видання	Написання оглядових статей в журнали, тематика яких зав'язана на неруйнівному контролі
3	Вірогідність контролю	Споживачі висувують високі вимоги до такого параметру	Акцентування уваги потенційних клієнтів на

		систем неруйнівного контролю як вірогідність	тому, що дана система забезпечує високу достовірність контролю
4	Розміри дефектів	На практиці системи неруйнівного контролю не завжди можуть виявляти дефекти малого розміру	Акцентування уваги цільової аудиторії на можливості системи виявляти дефекти малих розмірів з високою достовірністю
5	Сигнали, прийняті в процесі контролю	Заздалегідь знати певні параметри сигналів, які надходять на приймач, і в подальшому піддаються обробці не завжди є можливим	В основі даної системи лежить інформаційна технологія, яка базується на методах обробки сигналу, які не потребують знання апріорної інформації про сигнал-носій, що є перевагою над аналогічними проектами конкурентів

Наведена вище таблиця доводить, що ситуація на ринку надає можливості для введення нового товару при правильній поведінці компанії.

Зважаючи на те, що ринок засобів неруйнівного контролю характеризується певним родом конкуренції, є доцільним провести аналіз ситуації на ринку з ціллю подальшого формулювання стратегії компанії.

Таблиця 5.8. Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

<i>Особливості конкурентного середовища</i>	<i>В чому проявляється дана характеристика</i>	<i>Вплив на діяльність підприємства (можливі дії компанії, щоб бути конкурентоспроможною)</i>
1. Вказати тип конкуренції - вільна	На ринку засобів неруйнівного контролю відсутня монополія компаній-лідерів галузі	Проведення масштабної рекламної компанії
2. За рівнем конкурентної боротьби локальна	Конкуренція частіше спостерігається в межах країни.	Представлення нового типу продукції
3. За галузевою ознакою внутрішньогалузева	Конкуренція є тільки між представниками галузі неруйнівного контролю	Акцентування уваги клієнтів на універсальності системи
4. Конкуренція за видами	Конкуренція існує в межах	Поєднання декількох

товарів: - товарно-видова	кожного окремого методу контролю (ультразвуковий, вихрострумний тощо.)	методів контролю в одній комплексній системі.
5. За характером конкурентних переваг нецінова	Основним критерієм, який визначає системи контролю, які відносяться до однієї галузі є достовірність контролю	Застосування нових методів обробки сигналів для збільшення достовірності контролю
6. За інтенсивністю не марочна	Важливими є характеристики продукту, а не конкретний виробник	Покращення характеристик системи.

З наведеної вище таблиці можна судити, що ситуація на ринку характеризується вільною конкуренцією в локальних масштабах, тому немає факторів, які однозначно обмежують входження на ринок.

Аналіз умов конкуренції в галузі (за М. портером) наведено в табл. 5.9

Таблиця 5.9. Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	<i>Прямі конкуренти в галузі</i>	<i>Потенційні конкуренти</i>	<i>Постачальники</i>	<i>Клієнти</i>	<i>Товари-замінники</i>
	<i>Навести перелік прямих конкурентів</i>	<i>Визначити бар'єри входження в ринок</i>	<i>Визначити фактори сили постачальників</i>	<i>Визначити фактори сили споживачів</i>	<i>Фактори загроз з боку замінників</i>
Висновки : Низький рівень конкуренції дає можливість виходу на ринок	<i>ТОВ НВФ «Діагностичні прилади», ДП «Тест», «Ультрак он»</i>	Незважаючи на те, що на ринку є компанії з досвідом, проект має можливість успішного виходу на ринок	Зважаючи на те, що ринок неруйнівного контролю – це досить вузька галузь, постачальники не мають великого впливу	Так, клієнти висувають вимоги щодо достовірності систем неруйнівного контролю	Фактори загроз відсутні

Низький рівень конкуренції з боку декількох компаній не створює суттєвих складнощів для розвитку нової компанії. Головним обмеженням для роботи компанії можна назвати вплив клієнтів і їх потреб.

Проведемо перелік факторів конкурентноспроможності (табл. 5.10)

Таблиця 5.1. Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Обґрунтування (наведення чинників, що роблять фактор для порівняння конкурентних проектів значущим)
1.	Високий рівень вірогідності контролю	Дана система забезпечує високу вірогідність виявлення дефекту
2	Розмір дефекту	Система спроможна виявляти дефекти малого розміру, чого не можуть деякі товари конкурентів
3	Інформація про сигнал	Програмне забезпечення системи контролю дозволяє виявляти сигнали невідомої частоти.
4	Новизна продукції	Товар не має прямих аналогів на ринку
5	Вимоги до продукції	На етапі входу на ринок є необхідним проходження простої перевірки обладнання
6	Універсальність продукту	Запропонована система придатна для контролю виробів широкого спектру

Компанія має фактори, які характеризують її як конкурентоспроможною, що надає можливості ведення конкурентної боротьби.

Таблиця 5.11. Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін «Ультразвукові системи НК»

№ п/п	Фактор конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з ... («Ультразвукові системи НК»)							
			-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	
1	Високий рівень вірогідності контролю	17		+						
2	Розмір дефекту	20		+						
3	Інформація про сигнал	20	+							
4	Новизна продукції	20		+						
5	Універсальність продукту	16				+				
6	Вимоги до продукції	13							+	

Дана таблиця (табл. 5.11) вказує на те, що продукт компанії має ряд переваг над основними конкурентами, що робить його більш привабливим в очах потенційних клієнтів.

Проведемо SWOT-аналіз стартап-проекту (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities)) (табл. 5.12)

Таблиця 5.12. SWOT- аналіз стартап-проекту

Сильні сторони: Універсальність продукту, Високий рівень вірогідності контролю, Розмір дефекту, Інформація про сигнал, Новизна продукції	Слабкі сторони: Універсальність продукту, Вимоги до продукції
Можливості: Можливість участі в конференціях та виставках з метою реклами продукції, Відсутність технологій даного типу на ринку	Загрози: відсутність клієнтської бази, необхідність сертифікації обладнання, інструктування клієнтів

SWOT-аналіз показує, що сильні сторони компанії та її продукту переважають над слабкими сторонами, і ринок в свою чергу надає більше можливостей для введення нового товару, ніж створює загроз.

Таблиця 5.13. Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

<i>№ п/п</i>	<i>Альтернатива (орієнтовний комплекс заходів) ринкової поведінки</i>	<i>Ймовірність отримання ресурсів</i>	<i>Строки реалізації</i>
1	Розроблення програмного забезпечення для систем неруйнівного контролю	висока	1-3 місяці

В якості альтернативної стратегії ринкового впровадження було обрано розробку програмного забезпечення для наявних систем УНК, що дозволить в короткі терміни отримати прибуток з високою вірогідністю

5.4. Розроблення ринкової стратегії проекту

Проведемо вибір цільових груп потенційних споживачів (таб. 5.14)

Таблиця 5.14. Вибір цільових груп потенційних споживачів

<i>№ п/п</i>	<i>Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів</i>	<i>Готовність споживачів сприйняти продукт</i>	<i>Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)</i>	<i>Інтенсивність конкуренції в сегменті</i>	<i>Простота входу у сегмент</i>
1	Невеликі підприємства	Висока	Високий	Середня	Середня
2	Лабораторії	Висока	Середній	Низька	Висока
3	Приватні	Низька	Низький	Відсутня	Висока

особи				
Які цільові групи обрано: Невеликі підприємства, лабораторії				

Визначимось з базовою стратегією розвитку проекту (таб. 5.15)

Таблиця 5.15. Визначення базової стратегії розвитку

<i>№ п/п</i>	<i>Обрана альтернатива розвитку проекту</i>	<i>Стратегія охоплення ринку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції відповідно до обраної альтернативи</i>	<i>Базова стратегія розвитку*</i>
1	Розроблення програмного забезпечення для систем НК	Стратегія спеціалізації	Спроможність запропонувати нові методи обробки даних	Стратегія диференціації

Визначимось з базовою стратегією конкурентної поведінки проекту (таб. 5.16)

Таблиця 5.16. Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

<i>№ п/п</i>	<i>Чи є проект «першопрохідцем» на ринку?</i>	<i>Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів?</i>	<i>Чи буде компанія копіювати основні характеристики товару конкурента, і які?</i>	<i>Стратегія конкурентної поведінки*</i>
1	Ні	Забирати у існуючих конкурентів	Ні, в цьому немає потреби	Стратегія виклику лідеру

Таблиця 5.17. Визначення стратегії позиціонування

<i>№ п/п</i>	<i>Вимоги до товару цільової аудиторії</i>	<i>Базова стратегія розвитку</i>	<i>Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту</i>	<i>Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту (три ключових)</i>
1	Універсальність	Стратегія диференціації	Універсальність	Ультразвуковий неруйнівний контроль, комплексні системи контролю, універсальність
2	Висока достовірність контролю		Нові методи обробки інформації, які забезпечують підвищення достовірності контролю	

5.5. Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Після проведених досліджень ринку, аналізу слабких і сильних сторін товару є доцільним створити концепцію товару, згідно з якою товар буде виводитись на ринок, для цього сформуємо маркетингову концепцію товару (таб. 5.18)

Таблиця 5.18. Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

<i>№ n/n</i>	<i>Потреба</i>	<i>Вигода, яку пропонує товар</i>	<i>Ключові переваги перед конкурентами (існуючі або такі, що потрібно створити)</i>
1	Висока вірогідність контрол.	Збільшення вірогідності контролю шляхом застосування нових методів обробки інформації	Наявність інформаційної технології ультразвукової дефектоскопії з підвищеною достовірністю контролю
2	Розмір дефектів	Система дозволяє виявляти дефекти менших розмірів	В даному випадку підвищення рівня чутливості системи реалізується не шляхом використання дорожчої елементної бази, а використанням нових методів обробки інформативних сигналів
3	Форма сигналу	Методи обробки інформативних сигналів дозволяють виявляти сигнали невідомої заздалегідь частоти	Особливість виявлення сигналів невідомої частоти дозволяє реалізувати нові шляхи проведення контролю

Створимо трирівневу маркетингову модель товару (та. 5.19)

Таблиця 5.19. Опис трьох рівнів моделі товару

<i>Рівні товару</i>	<i>Сутність та складові</i>		
I. Товар за задумом	Висока достовірність контролю виробів широкого спектру		
II. Товар у реальному виконанні	Властивості/характеристики	М/Нм	Вр/Тх /Тл/Е/Ор
	1. достовірність контролю	99%	
	2. Мінімальний розмір дефекту	0,2 мм	
	3. Можливість виявлення сигналів невідомої частоти	+	

	Якість: ГОСТ 14782-86 контроль неруйнівний.
	Пакування
	Марка: «Ультразвукові системи НК» МЗ
III. Товар із підкріпленням	До продажу включається
	Після продажу включається
За рахунок чого потенційний товар буде захищено від копіювання: За рахунок наявності інформаційної технології обробки сигналів ультразвукового неруйнівного контролю, яка базується на методах обробки сигналів, яку раніше не набула широкого вжитку.	

Таблиця 5.20. Визначення меж встановлення ціни

<i>№ п/п</i>	<i>Рівень цін на товари-замінники</i>	<i>Рівень цін на товари-аналоги</i>	<i>Рівень доходів цільової групи споживачів</i>	<i>Верхня та нижня межі встановлення ціни на товар/послугу</i>
1	~10000 грн.	~15000 грн.	~90000 грн/рік	23000/13000

Таблиця 5.21. Формування системи збуту

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Функції збуту, які має виконувати постачальник товару</i>	<i>Глибина каналу збуту</i>	<i>Оптимальна система збуту</i>
1	Замовлення онлайн	Отримання замовлення онлайн, обробка замовлення, доставка.	Висока	Поштучний продаж продукції

Таблиця 5.22. Концепція маркетингових комунікацій

<i>№ п/п</i>	<i>Специфіка поведінки цільових клієнтів</i>	<i>Канали комунікацій, якими користуються цільові клієнти</i>	<i>Ключові позиції, обрані для позиціонування</i>	<i>Завдання рекламного повідомлення</i>	<i>Концепція рекламного звернення</i>
1	Замовлення товарів онлайн, необхідність консультування	Інтернет	Ціна; Достовірність контролю; Універсальність;	Донести до цільової аудиторії переваги продукту	Розміщення оглядових статей на електронних ресурсах, в календарних виданнях

5.6 Висновки до розділу

Дослідження показали можливість ринкової комерціалізації проекту, що обумовлено наявністю попиту на системи неруйнівного контролю. Також в ході аналізу було підтверджено рентабельність проекту. Незважаючи на наявну конкуренцію певного рівня, ринок надає можливості впровадження продукту в обіг з огляду наявності цільової аудиторії, яка зацікавиться даним продуктом. Продукт здатен подолати бар'єри входження в ринок, такі як необхідність сертифікації обладнання перед випуском її в вільний продаж та набір клієнтської бази.

В ході досліджень в якості альтернативи було обрано розробку методів обробки даних для наявних систем неруйнівного контролю, яка в наш час є доволі перспективною галуззю.

В подальшому є можливості виведення проекту на міжнародний ринок. Це обумовлено тим, що системи даного типу дозволяють підвищити вірогідність виявлення сигналів ультразвукового контролю за рахунок використання нових методів обробки сигналів, а не шляхом використання дорожчої елементної бази, що зменшує собівартість товару.

Висновки

В дисертаційній роботі наведено теоретичне обґрунтування нового методу розв'язку задачі підвищення вірогідності УНК виробів, виготовлених з матеріалів із значним коефіцієнтом загасання звуку за рахунок використання статистичних методів опрацювання фазових характеристик сигналів УНК.

Наукові і практичні результати дисертації полягають у наступному:

1. Вперше розроблено метод виявлення сигналів, заснований на дискретному перетворенні Гільберта та методі статистичної фазометрії, який дозволяє виявити сигнали УНК за відсутності апіорної інформації про сигнал-носії;
2. Розроблена інформаційна технологія опрацювання сигналів УНК, яка ґрунтується на запропонованому методі опрацювання сигналів та його програмній реалізації, що дозволяє виявляти сигнали УНК за відношення сигнал/шум 1 і менше та обмеженої інформації про параметри сигналу-носія;
3. На основі експериментів запропоновано визначення параметрів K та M_w , які дозволяють максимізувати вірогідність виявлення сигналів;
4. Підтверджено, що r -статистика різниці ФХШ/ФХС підпорядковується бета-розподілу, що дозволяє виконувати кількісну оцінку вірогідності виявлення сигналів;
5. Проведені комп'ютерні модельні експерименти підтвердили ефективність методу та можливість підвищення вірогідності контролю в умовах обмеженої інформації про параметри сигналів;
6. Розроблено стартап-проект по реалізації запропонованого методу опрацювання сигналів УНК на ринок, щ дозволить прискорити впровадження розробленого методу і засобу контролю.

Список використаної літератури

1. Інформаційні системи і технології : навч. посіб. / [П. М. Павленко, С. Ф. Філоненко, К. С. Бабіч та ін.]. — К. : НАУ, 2013. — 324 с.
2. Сравнительный анализ алгоритмов оценки отношения сигнал-шум на основе квадратурных компонент принимаемого сигнала: Труды МАИ. Выпуск № 83/М, 2010. – 210 с.
3. Карлова О.В. Інформаційна технологія аналізу характеристик сигналів вихрострумовео неруйнівного контролю: дис... магістр. техн. наук ; М-во освіти і науки, молоді та спорту України, «Національний Авіаційний Університет», наук. кер. Куц Ю.В. – Київ, 2012, - 103с.
4. Бистра І.М. Вдосконалення методу та засобів ультразвукової товщинометрії виробів з матеріалів зі значним загасанням: дис... канд. техн. наук ; М-во освіти і науки, молоді та спорту України, «Національний Авіаційний Університет», наук. кер. Куц Ю.В. – Київ, 2014, - 162с.
5. Сучасні методи та засоби ультразвукового контролю з використанням статистичної обробки сигналів. Навч. посібник / В.К. Качанов, О.В. Мозговий, О.І. Пітолін, В.П. Попко, Г.Ю. Рябов /за ред. В.П. Бабака. – К.: ІСДО, 1994. –132 с.
6. Тихонов В.Н. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
7. 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.
8. Качанов В.К. Особенности применения сложномодулированных сигналов в ультразвуковой дефектоскопии / В.К. Качанов, И.В. Соколов //Дефектоскопия. – 2007. – № 12. – С. 18-42.
9. Карпаш О.М. Обґрунтування можливості використання кодів Баркера для підвищення чутливості ультразвукового безконтактного способу

вимірювання товщини /О.М. Карпаш, І.В. Рибіцький, М.О. Карпаш // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2008.–№2.– С. 31 – 35.

10. Соколов И.В. Сплит-способ ультразвукового контроля / И.В. Соколов // Дефектоскопия. – 2007. – № 12. – С. 3-17.

11. Тютякин, А. В. О применении вейвлет-преобразования в спектральном анализе информативных сигналов систем неразрушающего контроля и диагностики / А. В. Тютякин // Контроль. Диагностика. - 2012. - № 8. - С. 11-16.

12. Куц Ю. В. Статична фазометрія / Ю.В. Куц, Л.М. Щербак – Тернопіль: Вид-во Тернопільського технічного ун-ту імені Івана Пулюя, 2009. – 383с.

13. Близнюк О.Д. Застосування методу статистичної фазометрії в ультразвуковому неруйнівному контролі / О.Д. Близнюк, В.С. Єременко, Ю.В. Куц, І.М. Лапіга, С.В. Шенгур // Збірник наук. праць «Неруйнівний контроль матеріалів і конструкцій» Серія: Фізичні методи та засоби контролю середовищ, матеріалів та виробів. НАНУ Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка. – Випуск 14. –2009. – С. 50–55.

14. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. –М.: ООО «Бином-Пресс», 2007. – 656 с.

15. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер с англ.(в четырех томах) / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Винницкого. – М.: Сов. Радио, 1978. – 528 с.

16. Маєвський С.М. Основи побудови систем аналізу сигналів у неруйнівному контролі / С.М. Маєвський, В.П. Бабак, Л.М. Щербак. – К.: Либідь, 1993. – 200 с.

17. «an overview TOFD method and its mathematical model» :
[Електр. ресурс.] – Дата доступа 20.04.18
<http://www.ndt.net/article/v05n04/mondal/mondal.htm>

18. Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КПІ», 2016. – 28 с.

ДОДАТКИ

**Додаток А. Програма моделювання процесу виявлення сигналів за
низького відношення сигнал/шум за наявності апріорної інформації про
сигнал**

```
close all hidden; clear all
set(0,'DefaultAxesFontSize',16,'DefaultAxesFontName',
'','Times New Roman');
set(0,'DefaultTextFontSize',16,'DefaultTextFontName',
'','Times New Roman');
f=5e6;
fd=f.*128;
t = 0:1/fd:0.00003;
d = 0:1/100000:1;
y = pulstran(t,d,'rectpuls',0.000001); N =
length(t);
n=1:N;
plot(n,y); grid on; hold on
ylabel('U, B')
xlabel('j')
y1=sin(2.*pi.*t.*f);
y2=y.*y1;
figure
plot(n,y2); grid on; hold on
ylabel('U, B')
xlabel('j')
sigma=1;
y3 = y2+sigma.*randn(1,N);
figure
plot(n,y3,n,y2,'r'); grid on; hold on
ylabel('U, B')
xlabel('j')
yh2=hilbert(y2);
yh3=hilbert(y3);
fi2=atan2(imag(yh2),y2);
figure
plot(n,imag(yh2),n,abs(yh2),'r'); grid on; hold on
ylabel('U, B')
xlabel('j')
figure
subplot(2,1,1);
```



```

plot(n,fi2); grid on; hold on
ylabel('U, В')
xlabel('j')
fi3=atan2(imag(yh3),y3);
subplot(2,1,2);
plot(n,fi3); grid on; hold on
ylabel('Φ, рад')
xlabel('j')
figure
Fi3=unwrap(fi3);
Fi0=2.*pi.*f.*t;
plot(n,Fi3,n,Fi0,'r',n,Fi3-Fi0,'g'); grid on;hold
on
xlabel('j')
ylabel('Φ')
legend('1 - фХ зашумленого сигналу','2 - фХ
сигналу','3 - різниця фазових характеристик')
r=zeros(1,N);
m=M;m1=m-1;st=2;sh=(m-st);
    for l=1:1:N-m;
        dfiX=fi3(l:(l+m))-Fi0(l:(l+m));
        S=sum(sin(dfiX));    C=sum(cos(dfiX));
        Z=C+i.*S;
        r(l+m/2)=abs(Z)./length(dfiX);
    end
figure
plot(n,r); grid on;hold on
xlabel('j')
ylabel('r')

```

**Додаток Б. Моделювання процесу виявлення сигналів за низького
відношення сигнал/шум за відсутності апріорної інформації про
сигнал**

```
close all hidden; clear all
set(0,'DefaultAxesFontSize',16,'DefaultAxesFontName',
'','Times New Roman');
set(0,'DefaultTextFontSize',16,'DefaultTextFontName',
'','Times New Roman');
f=5e6;
fd=f.*128;
t = 0:1/fd:0.00003;
d = 0:1/100000:1;
N = length(t);
n=1:N;
y = pulstran(t,d,'rectpuls',0.000001);
y1=sin(2.*pi.*t.*f);
y2=y.*y1;
sigma=1;
y3 = y2+sigma.*randn(1,N);
plot(n,y3,n,y2,'w');grid on;
ylabel('U, B')
xlabel('j')
yh2=hilbert(y2);
yh3=hilbert(y3);
fi2=atan2(imag(yh2),y2);
fi3=atan2(imag(yh3),y3);
figure
Fi3=unwrap(fi3);
Fi0=t.*6.15e8;
plot(n,Fi3,'r-',n,Fi0,'k--'); grid on;hold on
xlabel('j')
ylabel('Φ')
legend('ΦX зашумленого сигналу','розрахована ΦX шуму')
figure
plot(n,Fi3-Fi0,'b-.'); grid on; hold on;
xlabel('j')
ylabel('Φ')
R=1;
```

```

r=zeros(1,N);
set(0,'DefaultAxesFontSize',16,'DefaultAxesFontName',
'','Times New Roman');
set(0,'DefaultTextFontSize',18,'DefaultTextFontName',
'','Times New Roman');

M=50
m=M;m1=m-1;st=2;sh=(m-st);
K=50
fi3f=medfilt1(Fi3-Fi0,210);
    for l=1:1:N-m
        dfiX=(fi3f(1:(l+m))-Fi0(1:(l+m)))/K;
        S=sum(sin(dfiX));    C=sum(cos(dfiX));
        Z=C+i.*S;
        r(l+m/2)=abs(Z)./length(dfiX);
    end
figure
plot(n,1-medfilt1(r,157),'b'); grid
on;xlabel('j');ylabel('V');

```

Додаток В. Програма набору вибірок фазових характеристик шуму

```
close all hidden; clear all
set(0,'DefaultAxesFontSize',16,'DefaultAxesFontName',
'','Times New Roman');
set(0,'DefaultTextFontSize',16,'DefaultTextFontName',
'','Times New Roman');
f=5e6;
fd=f.*128;
t = 0:1/fd:0.00003;
d = 0:1/100000:1;
N = length(t);
n=1:N;
for i=1:1:50
sigma=1;
y3 = sigma.*randn(1,N);
yh3=hilbert(y3);
fi3=atan2(imag(yh3),y3);
Fi3=unwrap(fi3);
plot(n,Fi3,'r-'); grid on;hold on
xlabel('j')
ylabel('Φ')
end
```