

Граняк В. Ф. | ТЕХНОЛОГІЇ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ В ЗАДАЧАХ ДІАГНОСТУВАННЯ
ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

Граняк В. Ф.

ТЕХНОЛОГІЇ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ В ЗАДАЧАХ ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ

Монографія



друкарня-видавництво

ТВОРИ
творимо разом

ISBN 978-617-558-492-7



9 786175 584927

www.tvoru.com.ua

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ПЕДАГОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ МИХАЙЛА КОЦЮБІНСЬКОГО

ГРАНЯК ВАЛЕРІЙ ФЕДОРОВИЧ

**ТЕХНОЛОГІЇ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ В
ЗАДАЧАХ ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ
ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ**

Монографія

Вінниця
ТВОРИ
2026

УДК 621.313.3:004.89

DOI: <https://doi.org/10.31652/978-617-558-492-7-1-114>

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького державного педагогічного університету імені Михайла Коцюбинського Міністерства освіти і науки України (протокол №14 від 15 квітня 2026 року)

Рецензенти:

Артемчук В. О., доктор технічних наук, професор

Бак С. М., доктор фізико-математичних наук, професор

Стаднік М. І., доктор технічних наук, доцент

Граняк В. Ф.

Г 77 Технології штучного інтелекту в задачах діагностування
обертових електричних машин змінного струму: монографія.
Вінниця: ВДПУ, 2026. 114 с.

ISBN 978-617-558-492-7

Монографія містить матеріали, присвячені особливостям та практичним аспектам використання систем штучного інтелекту в задачах діагностування обертових електричних машин змінного струму. Пропонуються нові високоінформативні ознаки наявності найбільш поширених дефектів обертових електричних машин та принцип реалізації та архітектуру універсальної багатофункціональної цифрової системи діагностування обертових електричних машин змінного струму на основі штучної нейронної мережі, що являє собою модифіковану архітектуру Елмана. Монографія розрахована на інженерів, аспірантів та студентів закладів вищої освіти, що спеціалізуються в галузі інформаційних технологій та електротехніки.

УДК 621.313.3:004.89

ISBN 978-617-558-492-7

© В. Ф. Граняк, 2026

© ТОВ "ТВОРИ", 2026

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1. ВИДІЛЕННЯ ВИСОКОІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ЇХ ВІБРО-АКУСТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	7
1.1 Розкладання вібро-акустичного сигналу у вузлах електричної машини у амплітудно-частотно-часовий спектр за допомогою дискретного вейвлет перетворення.....	8
1.2 Розробка високоінформативних діагностичних ознак наявності найбільш поширених дефектів обертових електричних машин	16
1.2.1 Отримання високоінформативних ознак наявності дефектів та місця їх локалізації за допомогою кореляційного аналізу вібросигналу.....	17
1.2.2 Отримання високоінформативних ознак наявності дефектів за допомогою дискретного вейвлет перетворення.....	33
1.2.2.1 Ознака наявності неврівноваженості ротора.....	35
1.2.2.2 Ознака наявності симетричного зростання напруженості основного електромагнітного поля.	43
1.2.2.3 Ознака наявності асиметрії струмів у статорному колі	48
1.2.2.4 Ознака наявності дефектів підшипників	53
РОЗДІЛ 2. ВИДІЛЕННЯ ВИСОКОІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ЇХ СТАТОРНОГО СТРУМУ.....	62
2.1 Розробка високоінформативних діагностичних ознак наявності найбільш поширених дефектів обертових електричних машин змінного струму	63
2.1.1 Ознака наявності механічних дефектів підшипників.....	63
2.1.2 Ознака наявності міжвиткового короткого замикання обмоток статора .	72

2.2 Розробка методики побудови та обґрунтування доцільності використання огинаючої діаграми статорних струмів при вирішенні задачі діагностування.....	76
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА КОНЦЕПЦІЇ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ДІАГНОСТУВАННЯ ТА ЇЇ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ	82
3.1 Концепції побудови системи прийняття рішень про наявність дефекту	82
3.2 Апаратна структура системи діагностування.....	86
ВИСНОВКИ.....	92
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	95
ДОДАТКИ.....	109

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ІІ	– штучний інтелект
НВП	– неперервне вейвлет перетворення
МВК	– матриця вейвлет коефіцієнтів
ДВП	– дискретне вейвлет перетворення
ГЕС	– гідроелектростанція
ОК	– об'єкт контролю
МРС	– магніторухіа сила
АД	– асинхронний двигун
ІІНМ	– штучна нейронна мережа
РНН	– рекурентна нейронна мережа
УО	– управління та обробка

ВСТУП

Оберткові електричні машини змінного струму є ключовими елементами енергетичної інфраструктури, промислових технологічних комплексів, транспортних систем та об'єктів критичної інфраструктури. На їх частку припадає понад 80 % перетворення електричної енергії у механічну, що зумовлює їх визначальний вплив на енергоефективність, надійність та безпечність промислових процесів. Зростання потужності агрегатів, ускладнення конструкцій сучасних електроприводів, а також широке впровадження високодинамічних систем керування підвищують вимоги до безвідмовності обладнання, що обумовлює необхідність підвищення якості інформації про поточний технічний стан машин.

В умовах переходу до концепцій Industry 4.0 та Smart Maintenance, де пріоритет належить прогнозуванню відмов і мінімізації простоїв, виникає потреба в розробці нового покоління методів та систем діагностування, здатних забезпечити раннє виявлення дефектів, високу достовірність оцінювання стану та інтеграцію з інтелектуальними системами моніторингу. Особливої актуальності набувають методи, що ґрунтуються на комплексному аналізі технологічних параметрів.

Враховуючи сказане, використання систем штучного інтелекту (ШІ) в задачах діагностування оберткових електричних машин змінного струму обумовлене складністю, нелінійністю та багатопараметричністю процесів, що визначають їхній технічний стан. Методи ШІ забезпечують ефективне виявлення прихованих закономірностей у багатовимірних діагностичних даних і підвищену чутливість до слабковиражених ознак дефектів на ранніх стадіях їх розвитку. Інтеграція різномірної виміральної інформації та автоматизація процедур класифікації технічного стану підвищують достовірність діагностування і зменшують вплив людського фактору. Адаптивність і здатність до перенавчання роблять системи ШІ ефективними в умовах змінних режимів роботи та тривалої експлуатації електричних машин.

РОЗДІЛ 1

ВИДІЛЕННЯ ВИСОКОІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН НА ОСНОВІ АНАЛІЗУ ЇХ ВІБРО-АКУСТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Актуальність фіч-інжинірингу у задачах класифікації, окремим випадком якої є задача виявлення дефектів обертових електричних машин, зумовлена його визначальною роллю у формуванні простору ознак, у якому працює класифікаційна модель [1, 2]. Будь-який алгоритм, від логістичної регресії до глибоких нейронних мереж, може виявити лише ті закономірності, які прямо або опосередковано присутні у вхідних даних. Якщо ж «сирі» дані не містять достатньо інформативних характеристик, або ці характеристики приховані у складних залежностях, навіть найпросунутіші моделі не здатні забезпечити високу точність класифікації [3, 4]. Отже, фіч-інжиніринг виступає засобом, який розкриває потенціал даних, роблячи їх більш структурованими, осмисленими та придатними для використання. У межах досліджуваної предметної області це забезпечує можливість підвищення ефективності роботи системи діагностування за рахунок попередньої числової обробки «сирих» результатів вимірювальних каналів перед їх безпосереднім аналізом блоком прийняття рішень.

Така обробка потенційно може забезпечити зменшення шуму, усунення надлишкових, корельованих або слабкоінформативних параметрів. У реальних задачах дані часто містять похибки, випадкові артефакти або характеристики, які лише ускладнюють роботу класифікаційних алгоритмів [5, 6]. Перетворення цих даних у більш компактний і чистий набір ознак допомагає моделі працювати стабільніше, швидше й точніше, а також знижує ризик перенавчання [2, 7]. У цьому випадку фіч-інжиніринг дозволяє не лише відфільтрувати нерелевантні елементи, але й побудувати нові ознаки, що відображають приховані взаємозв'язки та причинно-наслідкові залежності між параметрами.

Важливою складовою його цінності є здатність підсилювати роздільність між класами [2, 8]. У випадку задачі діагностування, як було показано раніше, у

«сирих» даних класи суттєво перекриваються, і модель не може провести чітку межу класифікації. Створення похідних показників, перехід до спектрального, часово-частотного чи статистичного простору, а також використання різноманітних трансформацій дозволяє сформувавши простір, у якому різниця між класами стає виразнішою.

Не менш суттєвим аспектом є оптимізація процесу навчання класифікаційного алгоритму. Коли ознаки добре структуровані, модель сходиться швидше, потребує менше даних і демонструє кращу стабільність щодо вибору гіперпараметрів [8-10]. Це дозволяє скоротити обчислювальні витрати, зменшити час експериментів та збільшити ефективність моделювання, що практично означатиме пришвидження імплементації готової системи діагностування у реальний виробничий цикл. У випадках, коли використовуються класичні моделі, які не здатні автоматично витягувати складні ознаки, роль фіч-інжинірингу стає ще більш критичною [11].

Таким чином, фіч-інжиніринг – це не просто технічний етап підготовки даних, а стратегічно важливий процес, що визначає якість кінцевої моделі, її здатність до узагальнення та достовірність результатів діагностування. Він дозволяє перетворити результати вимірювання на інструмент, що працює на користь моделі, підвищує точність класифікації, забезпечує інтерпретованість і робить результати більш надійними.

1.1 Розкладання вібро-акустичного сигналу у вузлах електричної машини у амплітудно-частотно-часовий спектр за допомогою дискретного вейвлет перетворення

Оскільки у реальній електричній машині збуджуючі фактори діють одночасно, формуючи результуючий вібросигнал по принципу суперпозиції [12, 13], то отримана результуюча часова реалізація вібро-акустичного сигналу носитиме явно аперіодичний вигляд.

Серед існуючих достатньо описаних та вивчених підходів, придатних для аналізу часової реалізації вібросигналу, що може бути отриманий під час роботи обертової електричної машини, можна виділити перетворення Фур'є та дискретне вейвлет перетворення (ДВП). Проте варто відзначити, що перетворення Фур'є математично більш складне за дискретне вейвлет перетворення, а отже потребуватиме більшої кількості операцій для свого здійснення та не передбачає можливості дослідження локалізованих збурень взагалі [14-17], що робить його мало ефективним для використання з урахуванням аперіодичності часової реалізації сигналу.

Вейвлет-перетворення на вербальному рівні можна представити як пересування деякої аналітичної (комплекснозначної) функції (так званого материнського вейвлету) вздовж осі часу та її взаємодія з контрольованим сигналом [15, 17, 18, 19]. Одна з головних ідей вейвлетного представлення сигналів на різних рівнях декомпозиції (розкладання) сигналу полягає в розділенні функцій наближення до сигналу на дві групи: що апроксимує – грубу, з достатньо повільною часовою динамікою змін, і що деталізує – з локальною і швидкою динамікою змін на тлі плавної динаміки, з подальшим їх дробленням і деталізацією на інших рівнях декомпозиції сигналів. Це можливо як в часовій, так і в частотній областях представлення сигналів вейвлетами. В цьому випадку базисна вейвлет функція дозволяє сконцентрувати увагу на тих або інших локальних особливостях аналізованих процесів. При чому, за своєю суттю деталізація неперервного вейвлет перетворення (НВП) є ні чим іншим, як визначенням функції взаємкореляції між материнською вейвлет-функцією та досліджуваним сигналом, що впливає з математичної моделі такого перетворення [18-21]:

$$Wf(s, \tau) = \frac{1}{\sqrt{s}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \psi^* \left(\frac{t - \tau}{s} \right) dt \quad (1.1)$$

де $Wf(s, \tau)$ – функція деталізації (результат вейвлет перетворення); s – параметр масштабу; τ – параметр зсуву; $f(t)$ – функція, що аналізується; $\psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right)$ – комплексно спряжена вейвлет функція.

Враховуючи те, що обчислення при вейвлет перетворенні здійснюються шляхом зміни масштабу «вікна» аналізу, зсуву його в часі, множення на сигнал та інтегрування по всій осі часу [19, 22-24], то фізичний зміст такого перетворення можна представити як пошук ділянок аналізованої функції у часовій та частотній областях, що за своєю формою будуть корельованими з материнською вейвлет-функцією.

Областю визначення функції $Wf(\tau, s)$ є множина всіх можливих комбінацій s та τ . Масштабний параметр s є, по суті, величиною, оберненою частоті. Оскільки він міститься в знаменнику, то $s > 1$ розтягує сигнал, а $s < 1$ стискає його. Результатом НВП є, так звана, матриця вейвлет-коефіцієнтів (МВК).

Відтворити сигнал $f(t)$ за отриманою МВК можна за допомогою зворотного НВП

$$f(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \int_{R^2} Wf(s, \tau) \frac{1}{\sqrt{s}} \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \frac{dsd\tau}{|s|^2}, \quad (1.2)$$

де C_{ψ} – константа, яка визначається материнським вейвлетом.

В загальному випадку материнський вейвлет – це деяка аналітична (комплекснозначна) функція, що дає можливість розділити амплітудну і фазову компоненту сигналу.

Разом з тим, в багатьох випадках дослідників в першу чергу цікавить лише амплітудна компонента, тому обмежуються більш простими дійсними материнськими вейвлетами.

Проте вимірювання параметрів вібро-акустичного сигналу не можливо здійснити в аналоговій формі чи представити аналітичному вигляді [5, 25]. Вони за своєю природою є дискретними. В таких випадках застосовують пряме дискретне вейвлет-перетворення (ДВП).

Результатом ДВП є трикутна матриця вейвлет-коефіцієнтів, кожен наступний рядок якої в k разів коротший за попередній, тобто довжини рядків є членами геометричної прогресії, показником якої є коефіцієнт стискання k . Враховуючи те, що в останньому рядку має залишитися один елемент, довжина вхідного вектора сигналу повинна дорівнювати k^M , де M – натуральне число. В цьому випадку результатом виконання ДВП буде матриця вейвлет-коефіцієнтів розміром [19, 26]

$$k^{M-1} \times M. \quad (1.3)$$

Частіше за все застосовують ДВП з $k=2$, але іноді буває доцільно використання інших цілих (або навіть раціональних) коефіцієнтів стискання. Це дозволяє підвищити швидкість алгоритмів, хоча і погіршує роздільну здатність частотно-часового перетворення сигналу. Математичні моделі і алгоритми дискретного вейвлет-перетворення базуються на математичному апараті так званого кратномасштабного аналізу (інші назви – мультироздільний аналіз, багатомасштабний аналіз) [23, 27].

Вхідними даними ДВП є:

- $h(N)$ – вектор коефіцієнтів, які однозначно характеризують масштабну функцію;
- $g(N)$ – вектор коефіцієнтів, які однозначно характеризують материнський вейвлет;
- вектор вхідного сигналу $f(n)$.

Результатом ДВП з коефіцієнтом стискання 2 є трикутна матриця вейвлет-коефіцієнтів, кожен наступний рядок якої у двічі коротший за попередній, тобто довжини рядків є членами геометричної прогресії, показник якої дорівнює 2.

Процедура ДВП складається з таких кроків:

- спочатку формується перший рядок матриці масштабних коефіцієнтів $[a_{j,n}]$

$$a(0, n) = f(n) \quad (1.4)$$

• далі почергово формуються наступні рядки матриці масштабних коефіцієнтів $[a_{j,n}]$

$$a(j,n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)a(j-1,2n+i) \quad (1.5)$$

та матриці вейвлет-коефіцієнтів $[d_{j,n}]$

$$d(j,n) = \sum_{i=0}^{N-1} g(i)a(j-1,2n+i). \quad (1.6)$$

Математична модель та алгоритм ДВП, що розроблені в цьому підрозділі, призначені для обробки віброакустичних сигналів, які надходять від вимірювальних каналів віброприскорення досліджуваної обертової електричної машини [28]. Слід зазначити, що вимірювальні канали такої системи мають певні особливості. Числові дані надходять з каналу для подальшої обробки окремими стеками розміром по 16384 значень. При цьому, кожний стек відповідає окремому часовому інтервалу і для коректного аналізу даних одного стека неприпустимо використовувати дані іншого. Тому, максимальна довжина вектора даних, яка може задаватись в програмі, не повинна перевищувати 16384, що відповідає 2^{14} .

Виходячи з (1.3), максимальний розмір МВК при коефіцієнті стискання 2 може дорівнювати $2^{13} \times 14 = 8192 \times 14 = 114688$.

Блок-схему алгоритму ДВП вібросигналу, в основу якої покладено рекурсивний алгоритм Малла [29, 30], зображено на рис. 1.1.

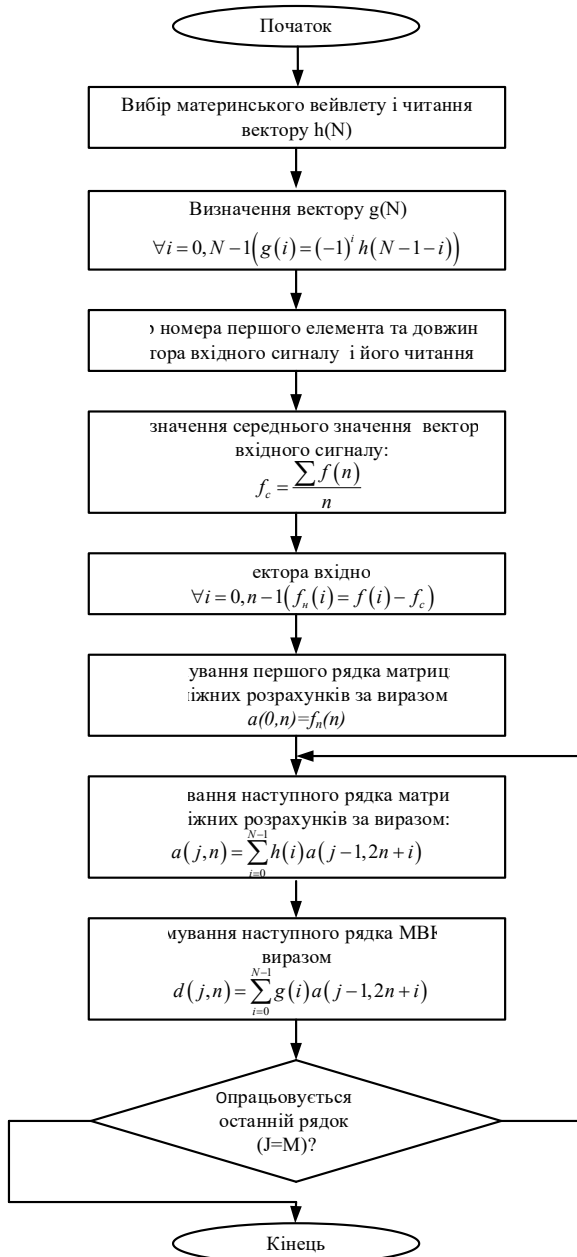


Рисунок 1.1 – Блок-схема алгоритму ДВП з коефіцієнтом стиснення 2

Найчастіше в алгоритмах ДВП застосовують $k = 2$, при якому довжина кожного з рядків МВК удвічі менша за довжину попереднього. Разом з тим, при дослідженні складних нестаціонарних сигналів є можливість реалізації варіанту алгоритмів ДВП з іншими коефіцієнтами стискання, при чому останні не обов'язково повинні бути натуральними числами [30].

Вибір значення коефіцієнта стискання є досить непростю проблемою. Справа в тому, що із збільшенням k при однаковій довжині вектора вхідного сигналу кількість рядків МВК зменшується, що призводить до погіршення роздільної здатності і зменшення рівня інформативності МВК, але швидкодія ДВП зростає, що може мати деяку перевагу при необхідності забезпечити високу швидкодію отримання діагностичного висновку [29-31]. Очевидно, що у випадку необхідності забезпечення більш детального діагностування, слід вибирати менші значення k і погодитися із зниженням швидкодії алгоритму.

Оскільки нецілі значення k викликають певні складнощі при побудові алгоритмів та їх програмній реалізації обмежимося розглядом алгоритму з цілими натуральними k [29].

Процедура ДВП складається з таких кроків:

- спочатку (як і для випадку $k = 2$) формується перший рядок матриці проміжних розрахунків $[a_{j,n}]$

$$a(0,n) = f(n). \quad (1.7)$$

- далі по чергово формуються наступні рядки матриці проміжних розрахунків $[a_{j,n}]$

$$a(j,n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i) a(j-1, kn+i), \quad (1.8)$$

та матриці вейвлет-коефіцієнтів $[d_{j,n}]$

$$d(j,n) = \sum_{i=0}^{N-1} g(i) a(j-1, kn+i). \quad (1.9)$$

При побудові алгоритму враховані особливості вимірювальних каналів системи автоматизованого контролю та діагностування гідроагрегатів, а саме:

1.2 Розробка високоінформативних діагностичних ознак наявності найбільш поширених дефектів обертових електричних машин

Як було показано вище, розвиток методів опосередкованого контролю технічного стану електричних машин у режимі реального часу їх експлуатації набуває все більшої актуальності. Проте, на сьогоднішній день, використання таких підходів обмежується відсутністю не лише чітких математичних моделей, а й високоінформативних ознак, аналіз яких давав би змогу з високою достовірністю виявляти зміни їх основних технічних характеристик [33]. Тож, виділення інформативних ознак, що, з одного боку, добре корелювалися б з технічним станом електричної машини, а з іншого – давали б змогу здійснити їх високоточне вимірювання у режимі реального часу технологічного процесу є актуальною науково-прикладною задачею, вирішення якої має значний як теоретичний, так і практичний інтерес.

Перспективними для вирішення поставленої технічної задачі є системи контролю технічного стану, що побудовані на основі аналізу вібро сигналів у вузлах агрегату [34]. Проте, переважна більшість існуючих робочих гіпотез, на основі яких будуються методи контролю їх технічного стану, розглядають вузли силової обертової машини відокремлено, порівнюючи отримані результати, у кращому випадку, лише статистично на останньому рівні обробки сигналу [35, 36]. При такому підході є неможливим оцінити ступінь локалізації збурень та міру їх впливу на усю просторово розподілену конструкцію електричної машини. Як наслідок, на основі отриманої вимірюваної інформації неможливо сформулювати уявлення ні про геометричне положення точки прикладання рівнодіючої некомпенсованої сили, що викликає вібрацію (яка опосередковано вказує на причину її виникнення), ні зробити висновки про механічну жорсткість опорних конструкцій електричної машини (яка виступає параметром, на пряму пов'язаним з механічною міцністю). І якщо проблему виявлення причини зростання вібрації у ряді робіт [37, 38] пропонується вирішувати на основі спектрального аналізу вібро сигналу із застосуванням теорії нечітких множин, то

проблема локалізації рівнодіючої збурюючої сили у режимі реального часу існуючими підходами опускається взагалі.

Варто зазначити, що виявлення причин зростання вібрації на основі лише спектрального аналізу вібросигналу також призводить до отримання доволі спірних висновків, оскільки сама по собі частота вібрації є лише опосередкованим фактором, а некомпенсовані зовнішні збурення різної природи, що викликають зростання вібрації, можуть проявлятися у одних і тих же частотних областях [39]. Ще одним фактором, що обмежує застосування спектрального аналізу для локального вузла у чистому вигляді, є наявність власних резонансних частот локальних вузлів конструктивних елементів, у яких можуть значно посилюватися впливи окремих збурень, та наявність складної інтерферентної картини вібрації у межах пружного середовища конструктивних елементів електричної машини [40, 41], яка може суттєво спотворювати вібросигнали, зумовлені дією локальних впливних величин. Тож, враховуючи сказане, є очевидною необхідність розробки нових більш ефективних методів аналізу технічного стану обертових електричних машин, що потребує вирішення двох науково-прикладних задач, а саме: виділення високоінформативних критеріїв, що характеризували б вібраційний стан усього об'єкта дослідження і добре б корелювалися з його основними технічними характеристиками та встановлення функціональних зв'язків між цим критерієм та технічними параметрами електричної машини.

1.2.1 Отримання високоінформативних ознак наявності дефектів та місця їх локалізації за допомогою кореляційного аналізу вібросигналу

Електричну машину можна представити, як відносно стаціонарну розподілену квазілінеаризовану нерозривну пружну систему з змінними у просторі коефіцієнтами жорсткості [42, 43]. Ще однією особливістю об'єкта дослідження буде дія на нього k просторово рознесених некомпенсованих сил різної природи, амплітуди та векторного напрямку, що змінюватимуться у

функції часі довільним чином. Спрощено структуру такого об'єкта дослідження можна подати у наступному вигляді (рис. 1.3).

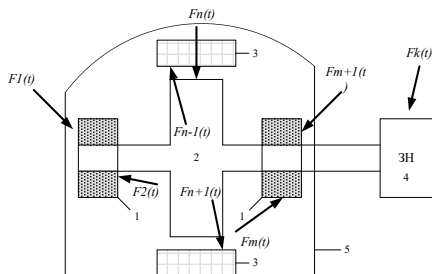


Рисунок 1.3 – Спрощена структурна схема електричної машини: 1 – підшипники; 2 – ротор; 3 – статор; 4 – зовнішнє навантаження; 5 – кожух

Враховуючи нерозривність такої системи, будь-яка із k зовнішніх некомпенсованих збурюючих сил викликатиме у довільно обраній точці (вузлі) системи появу деякого вібросигналу (реакції), амплітуда якого буде відмінною від нуля [44]. При цьому, враховуючи стаціонарність системи, векторно тотожна сила, рівнодійна якій прикладена до однієї і тієї ж точки електричної машини викликатиме появу тотожної реакції системи у будь-якому довільно обраному вузлі. Враховуючи сказане, для довільно обраного контрольованого вузла відносно кожної з k можливих збурюючих сил може бути отримана перехідна характеристика, характер функціональної залежності якої зазнаватиме малої зміни у часі за рахунок високої інерційності процесу зміни механічної жорсткості вузлів електричної машини в допустимих умовах експлуатації. Тобто, для довільно обраного вузла A , що являється частиною об'єкту дослідження, буде справедливою наступна система [45]:

$$\begin{cases} \psi_{A1}(t) = F_1(t) \cdot H_{A1}(t), \\ \psi_{A2}(t) = F_2(t) \cdot H_{A2}(t), \\ \dots \\ \psi_{Ak}(t) = F_k(t) \cdot H_{Ak}(t), \end{cases} \quad (1.11)$$

забезпечити можливість на основі відомих реалізацій вібро сигналу у зазначених точках відновити вклад кожної із сил $F_i(t)$ для кожного досліджуваного моменту часу, проте для реальної обертової електричної машини на практиці не можливо визначити не лише конкретні точки прикладання рівнодійних збурюючих сил, а й навіть отримати достовірну інформацію про їх точну кількість [35]. Тож, застосування (1.16) у чистому вигляді є доволі обмеженим. Проте, для встановлення типу збурюючої дії під час експлуатації реальної обертової електричної машини у ряді випадків буде цілком достатнім наближено визначити локальну область прикладання домінуючого збурення, що значно полегшує вирішення поставленої задачі.

Враховуючи сказане, а також те, що у зв'язку з стохастичним характером збуджуючих некомпенсованих сил $F_l(t) - F_k(t)$ розглянутий об'єкт дослідження можна вважати стохастичною системою, то вираз (1.16), по суті, перетвориться у теоретичне обґрунтування наявності взаємкореляційних зв'язків між реакціями вібро сигналу у різних точках електричної машини. При чому, враховуючи те, що коефіцієнт жорсткості конструкцій в околі будь-якої його точки буде більшим від нуля [40], є очевидним, що значення коефіцієнту взаємної кореляції між вібро сигналами у досліджуваних вузлах буде зростати при наближенні точки прикладання значущої складової зовнішнього збурення до умовної точки «механічного центру» між ними, а також буде пропорційним відносному вкладу цієї збурюючої сили у формуванні загального вібро сигналу. Також є очевидним і те твердження, що амплітуда вібро сигналу окремо взятого вузла буде пропорційною як умовній механічній відстані до точок прикладання значущих збурюючих сил, так і їх абсолютній амплітуді. Отже, цілком обґрунтованою можна вважати гіпотезу про те, що використання коефіцієнтів взаємкореляції вібро сигналів між рознесеними у просторі вузлами разом із їх миттєвими амплітудами дозволить отримати масив даних, що міститиме у собі інформацію не лише про амплітуду збурюючих впливів, а й їх просторову локалізацію, що може бути з доволі високою імовірністю пов'язана з причинами їх виникнення.

Суттєвою проблемою при використанні запропонованого підходу є отримання миттєвих значень коефіцієнтів взаємкореляції. Оскільки, як було показано вище, вібраційні процеси у контрольованих вузлах електричної машини мають випадковий характер, то для точної оцінки лінійного зв'язку між двома величинами $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$ мав би застосовуватися наступний вираз [44]

$$K_{\psi}(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\psi_1 - m_A(t_1))(\psi_2 - m_B(t_2)) \cdot f(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2) d\psi_1 d\psi_2, \quad (1.17)$$

де $m_A(t_1)$, $m_B(t_2)$ – математичні очікування функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$ у моменти часу t_1 та t_2 , відповідно; $f(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2)$ – двовимірна густина ймовірності випадкового процесу $\psi(t)$, що обумовлює появу вібро сигналів у вузлах А та В, яка визначається у моменти часу t_1 та t_2 , відносно яких випадковий процес $\psi(t)$ можна розглядати як систему двох випадкових величин $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$, значеннями ψ_1 та ψ_2 яких є значення $\psi_A(t_1)$ та $\psi_B(t_2)$ реалізацій випадкового процесу, зафіксовані в моменти часу t_1 та t_2 .

$$f(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2) = \frac{\partial^2 F(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2)}{\partial \psi_1 \partial \psi_2}, \quad (1.18)$$

де $F(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2)$ – двовимірна функція розподілу ймовірностей випадкового процесу $\psi(t)$, яка задає значення ймовірності того, що у момент часу t_1 виконується нерівність $\psi_A \leq \psi_1$, а у момент часу t_2 виконується нерівність $\psi_B \leq \psi_2$, тобто

$$F(\psi_1, \psi_2, t_1, t_2) = P(\psi_A(t_1) \leq \psi_1, \psi_B(t_2) \leq \psi_2). \quad (1.19)$$

Адаптуємо математичний апарат (1.17) – (1.19) до досліджуваного об'єкта. Як було показано раніше, збурюючі сили $F_1(t) - F_k(t)$ розподіляються по об'єму електричної машини таким чином, що точки прикладання їх рівнодійних можуть знаходитися на різних умовних механічних відстанях від вузлів А та В. При чому, для деяких із сил умовна механічна відстань від точки прикладання рівнодійної до вузла А буде більшою за умовну механічну відстань до вузла В, для деяких – рівною, а для деяких – меншою. Тож, швидкість поширення механічного збурення для кожної із k сил до контрольованих вузлів буде різною,

що не дає змогу говорити про наявність часової затримки між реакціями системи у зазначених точках. А отже, враховуючи особливості машини, коефіцієнт автокореляції між сигналами $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$ доцільно визначати для одного і того ж самого моменту часу, тобто

$$t_1 = t_2. \quad (1.20)$$

Наслідком цього є те, що коефіцієнт взаємкореляції $K_\psi(t_1, t_2)$ перетвориться у $K_\psi(t_1)$.

Розглядаючи вібросигнал при стаціонарних збурюючих зовнішніх впливах $F_l(t) - F_k(t)$, що фізично відповідатиме постійному якісному складу та стаціонарності законів зміни амплітуд некомпенсованих сил $F_l(t) - F_k(t)$, сигнали $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$ можна вважати ергодичними. У такому випадку коефіцієнт взаємкореляції $K_\psi(t_1)$ стаціонарного випадкового процесу $\psi(t)$ із невеликою похибкою можна вважати рівним коефіцієнту взаємкореляції деякої часової реалізації сигналів $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$, для яких буде виконуватися властивість ергодичності. Враховуючи той факт, що збурюючі сили $F_l(t) - F_k(t)$ стаціонарними можна вважати лише протягом достатньо невеликого проміжку часу, а значення вібросигналу перебуває у функціональній залежності від кутового положення ротора електричної машини [47, 48], найбільш прийнятною у такому випадку буде тривалість реалізації часових рядів функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$, що кратні тривалості періоду обертання ротора електричної машини. В результаті чого цілком доцільним та обґрунтованим буде перехід від розрахунку миттєвих коефіцієнтів взаємкореляції до розрахунку квазімиттєвих коефіцієнтів, що прив'язані до зазначеної тривалості часової реалізації функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$ [49]. Виходячи з цього, шуканий квазімиттєвий коефіцієнт взаємкореляції може бути розрахований наступним чином:

$$K_\psi^*(t_1) = \frac{1}{\alpha T} \int_0^{\alpha T} (\psi_A^*(t_1) - m_A(t_1))(\psi_B^*(t_1) - m_B(t_1)) dt_1, \quad (1.21)$$

де T – тривалість часових реалізації функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$; $\psi_A^*(t)$ та $\psi_B^*(t)$ – часові реалізації функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$; α – довільне натуральне число.

А так як коливання будь-якого пружного тіла відбувається відносно деякого центрального (нульового) положення, то на проміжку часу, що є кратним періоду обертання ротора електричної машини вібросигнал будь-якого її вузла можна вважати центрованим. У такому випадку, вираз для розрахунку коефіцієнту взаємкореляції між вібросигналами двох розосереджених вузлів запишеться наступним чином [50]:

$$K_{\psi}^*(t_1) = \frac{1}{\alpha T} \int_0^{\alpha T} (\psi_A^*(t_1))(\psi_B^*(t_1)) dt_1. \quad (1.22)$$

Оскільки вимірювання вихідних вібросигналів у реальних системах контролю часто здійснюється дискретно, то для дискретних часових реалізацій, з урахуванням відомого рівняння Пірсона, можна записати у наступному вигляді:

$$K_{\psi}^*(t_1) = \frac{\sum_{i=1}^n \psi_{Ai}^* \psi_{Bi}^*}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \psi_{Ai}^{*2} \cdot \sum_{i=1}^n \psi_{Bi}^{*2}}}, \quad (1.23)$$

де ψ_{Ai}^* та ψ_{Bi}^* – і-ті значення часових реалізацій функцій $\psi_A(t)$ та $\psi_B(t)$.

Висунуто вище гіпотезу про наявність кореляційних залежностей у вихідних вібросигналах просторово рознесених точок електричної машини та їх залежність від просторового положення значущих збурюючих сил можна підтвердити шляхом комп'ютерного моделювання. При чому буде цілком достатньо оцінити взаємкореляційні зв'язки вихідних сигналів пружно зв'язаної системи, що піддається некомпенсованому збуренню трьома рознесеними у просторі некорельованими силами, оскільки, при справедливості зроблених міркувань у розглянутому випадку, їх можна буде поширити і на інші, більш складні випадки. Геометричне місце точок прикладання рівнодіючих сил варто обрати таким чином, щоб одна з них знаходилася у умовному механічному центрі між контрольованими точками А і В, а дві інших були зміщені на різні умовні механічні відстані у сторону першої та другої контрольованої точки, відповідно. Вихідним положенням, що варто врахувати при побудові адекватної

комп'ютерної моделі є те, що у нормальному режимі роботи конструкції електричної машини зазнають в основному пружної деформації [35], що дає змогу представити пружний зв'язок між рознесеними у просторі вузлами ОК на площині Лапласа у вигляді коливальних ланок наступного типу [40]:

$$H(p) = \frac{k}{T_1 p^2 + T_2 p + 1}, \quad (1.24)$$

де k – коефіцієнт підсилення (для реальної фізичної системи менший $k < 1$), T_1, T_2 – сталі часу коливальної ланки.

Крім цього, при побудові комп'ютерної моделі доцільно врахувати, що для розглянутого випадку квазілінійної системи її багатомасові складові, просторово розміщені між входами та виходами системи, можна представити у вигляді однієї еквівалентної ланки, з передаточною характеристикою типу (1.24) [42]. Така заміна значно спрощує структуру комп'ютерної моделі. Ще одним спрощенням, яке суттєво не впливатиме на адекватність моделі, проте дозволить значно спростити її побудову, буде представлення об'єкта дослідження у якості системи з одновимірними пружними зв'язками, оскільки у випадку адекватності зроблених теоретичних висновків для такого об'єкта, їх доволі просто можна поширити на тривимірний об'єкт.

Додатковою проблемою, яку необхідно вирішити при побудові моделі, є вибір коефіцієнтів підсилення, сталих часу та дисперсії збурюючих сил. Проте, враховуючи особливості системи, взаємкореляційні зв'язки у ній зберігатимуться при пропорційному збільшенні усіх сталих часу або коефіцієнтів підсилення [42]. Тож, не володіючи інформацією про величини зазначених параметрів, обмежимося їх довільним вибором при збереженні одного порядку значень для усіх блоків побудованої моделі. Враховуючи сказане, структурну схему та математичну модель електричної машини з зазначеними спрощеннями можна представити у вигляді, наведеному на рис. 1.4

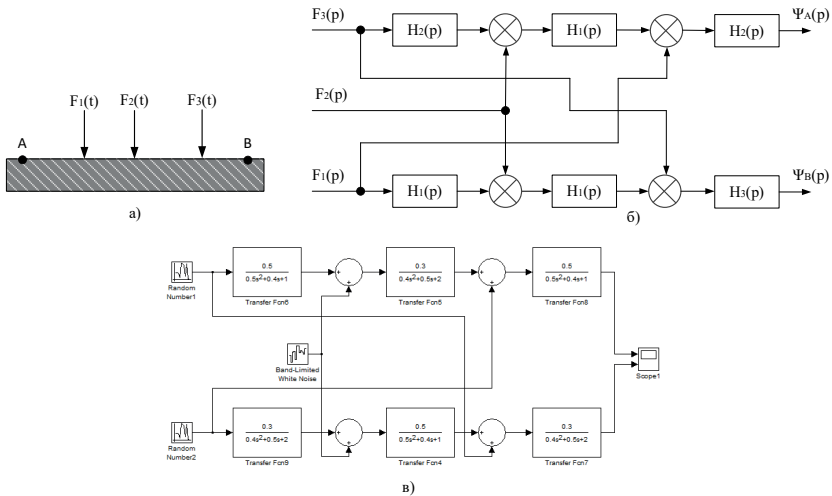


Рисунок 1.4 – Спрощений модельований об’єкт дослідження: а) – структурна схема, б) – структура математичної моделі спрощеного об’єкта на площині Лапласа, в) – модель спрощеного об’єкта дослідження засобами MATLAB Simulink

Оскільки вхідні сигнали системи є стохастичними величинами, у якості результату приводяться усереднені значення коефіцієнтів взаємкореляції, отримані як середнє арифметичне значення коефіцієнту взаємкореляції з десяти реалізацій сигналів на виходах комп’ютерної моделі для кожної із досліджуваних умов збурення, відповідно [51]. Отримані результати приведено у табл. 1.1.

Таблиця 1.1 – Результати комп’ютерного моделювання

Умови виконання моделювання	Усереднений коефіцієнт взаємкореляції
$F_1(t) \approx F_2(t) \approx F_3(t)$ (Усі збудуючі сили мають один порядок амплітуди)	0,278
$F_1(t) \gg F_2(t) \approx F_3(t)$ (Амплітуда $F_1(t)$ на порядок більша за амплітуду $F_2(t)$ та $F_3(t)$)	0,18
$F_1(t) \approx F_3(t) \ll F_2(t)$, (Амплітуда $F_2(t)$ на порядок більша за амплітуду $F_1(t)$ та $F_3(t)$)	0.54
$F_1(t) \approx F_2(t) \ll F_3(t)$ (Амплітуда $F_3(t)$ на порядок більша за амплітуду $F_1(t)$ та $F_2(t)$)	0,11

Як видно із результатів, наведених у табл. 1.1, результати моделювання повністю підтверджують висунуті вище гіпотези. Тож можна стверджувати, що коефіцієнти взаємкореляції, знайдені за (1.22) чи (1.23), разом із абсолютними амплітудами вібро сигналів часових реалізацій, міститимуть у собі інформацію як про амплітуди та просторову локалізацію збудуючих сил, так і про механічну жорсткість вузлів обертової електричної машини у неявному вигляді, інформативність яких буде зростати по мірі збільшення кількості пар вузлів, для яких буде отриманий коефіцієнт взаємкореляції та кількості вузлів, для яких буде відомим значення абсолютних амплітуд часових реалізацій вібро сигналу. Тож запропонованим підхід, що передбачатиме паралельне вимірювання вібро сигналів у просторово рознесених точках електричної машини, кількість яких повинна обумовлюватися достатньою ймовірністю визначення рівнодіючої амплітуди некомпенсованих збудуючих сил $F_l(t) - F_k(t)$ та достатньою просторовою локалізацією точки прикладання кожної значущої рівнодіючої цих сил, є доволі високоінформативним критерієм системи контролю технічного стану та діагностування.

При цьому, враховуючи, що ДВП є розкладанням часової реалізації вібросигналу на частотно-часові смуги, то очевидно, що використання наведеного підходу до вейвлет коефіцієнтів відповідних частотних смуг дозволить отримати інформацію про локалізацію збурюючих сил, які викликають відповідні сплески [52, 53]. Для реалізації вищенаведеної математичної моделі розроблено алгоритм, блок-схема якого наведена на рис. 1.5 [54].

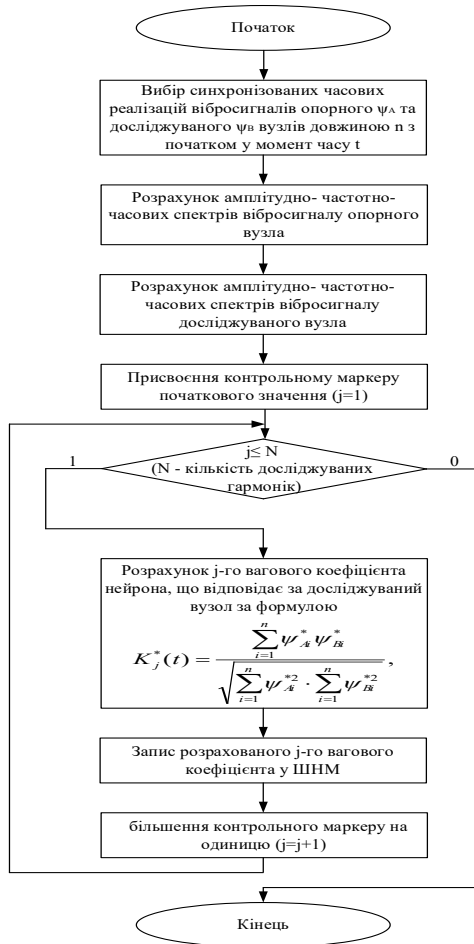


Рисунок 1.5 – Блок-схема алгоритму визначення коефіцієнтів взаємкореляції

Даний алгоритм реалізовано на прикладі реальних архівних значень вібросигналів, отриманих від сенсорів, які встановлені на опорно-упорному та турбінному підшипниках другого гідроагрегата Нижньодністровської ГЕС в процесі його промислової експлуатації. Матриці вейвлет-коефіцієнтів частотних смуг були розраховані за допомогою ДВП для архівних значень вібросигналів за однакові проміжки часу для кожного з вібросенсорів, встановлених на турбінному і опорно-упорному підшипниках по горизонтальній та вертикальній осі. У якості материнської вейвлет-функції ДВП було використано вейвлет Добеши 10-го порядку. Необхідні стеки архівних даних були вибрані для проміжків часу, які відповідають навантаженню гідрогенератора 4,1 МВт при напорі води 4,85 м і навантаженню 4,7 МВт при напорі води 6,35 м.

Приклад такої матриці вейвлет-коефіцієнтів наведено на рис. 1.6, а характеристики частотних смуг – на рис. 1.7

Рисунок 1.6 – Приклад матриці вейвлет-коефіцієнтів для опорно-упорного підшипника (вісь Y, навантаження – 4,1МВт, напор води 4,85 м)

№	A	B	C	D	E
1	Fd	Смуга частот	Ширина смуги	Початок смуги	Кінець смуги
2	913,92	1	0,027892327	0	0,027892327
3	dF	2	0,055784655	0,027892327	0,083676982
4	456,96	3	0,11156931	0,083676982	0,195246292
5	k	4	0,223138619	0,195246292	0,418384911
6	2	5	0,446277239	0,418384911	0,86466215
7	M	6	0,892554477	0,86466215	1,757216627
8	14	7	1,785108954	1,757216627	3,542325581
9		8	3,570217909	3,542325581	7,11254349
10		9	7,140435818	7,11254349	14,25297931
11		10	14,28087164	14,25297931	28,53385094
12		11	28,56174327	28,53385094	57,09559421
13		12	57,12348654	57,09559421	114,2190808
14		13	114,2469731	114,2190808	228,4660538
15		14	228,4939462	228,4660538	456,96

Рисунок 1.7 – Смуги частот вібросигналу гідроагрегата Нижньодністровської ГЕС при коефіцієнті стиснення 2

Далі (згідно з алгоритмом, зображеним на рис. 1.5) коефіцієнти взаємкореляції визначалися для частотних смуг з третьою по чотирнадцяту. При чому для формування часових реалізацій третьою частотною смугою було використано 4 послідовних значення, для четвертої – вісім, для решти – десять. Визначені на основі експериментальних даних коефіцієнти зведені до табл. 1.2 та табл. 1.3 [54]. Розрахунок коефіцієнтів взаємкореляції був здійснений з використанням програмного забезпечення «Numerical processing» [55].

Таблиця 1.2 – Результати розрахунку коефіцієнтів взаємкореляції (навантаження – 4.1 МВт, напор – 4,85 м)

Місце отримання та вісь вхідних сигналів	Номер смуги частот											
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Опорний підшипник, вісь Y – турбінний підшипник, вісь Y	0,57	0,677	0,678	0,678	0,706	0,523	0,65	0,871	0,548	0,864	0,659	0,808
Опорний підшипник, вісь Y – опорний підшипник, вісь X	0,479	0,539	0,537	0,537	0,528	0,629	0,622	0,664	0,555	0,7	0,648	0,77
Опорний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь X	0,534	0,512	0,511	0,511	0,641	0,801	0,677	0,791	0,646	0,722	0,527	0,931
Турбінний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь Y	0,654	0,742	0,757	0,757	0,794	0,556	0,633	0,893	0,603	0,79	0,47	0,819

Таблиця 1.3 – Результати розрахунку коефіцієнтів взаємкореляції (навантаження – 4,7 МВт, напор – 6,35 м)

Місце отримання та вісь вхідних сигналів	Номер смуги частот											
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Опорний підшипник, вісь Y – турбінний підшипник, вісь Y	0,679	0,796	0,732	0,732	0,809	0,697	0,71	0,949	0,673	0,619	0,778	0,789
Опорний підшипник, вісь Y – опорний підшипник, вісь X	0,636	0,703	0,662	0,662	0,882	0,78	0,765	0,704	0,69	0,687	0,915	0,931
Опорний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь X	0,854	0,803	0,772	0,772	0,667	0,884	0,75	0,702	0,544	0,632	0,608	0,627
Турбінний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь Y	0,833	0,861	0,836	0,836	0,801	0,716	0,722	0,425	0,459	0,648	0,736	0,877

Оскільки при наведеному експериментальному дослідженні потужність гідроагрегата відрізнялася не більше ніж на 15 %, а напор на понад 30 %, а також враховуючи те, що дослідження проводилися у межах однієї доби при штатному режимі роботи гідроагрегата, що унеможливило суттєвий вплив на результати зміни механічної жорсткості системи чи інших істотних механічних змін, то основним визначальним чинниками зміни вібраційної характеристики можна вважати саме чинники гідродинамічної природи [56].

В роботах [57] показано, що для вібрацій гідродинамічної природи характерними є роторна частота $f_r = 1,785$ Гц (яка міститься на початку сьомої смуги частот), а також її гармоніки та субгармоніки, що відповідає частотним смугам з 3 (мінімальна частота 0,08 Гц) по 9 (максимальна частота 14,25 Гц), а також більш високі частоти для випадку, якщо причиною виникнення вібрації є пульсації тиску чи квітаційні явища. У цих же роботах було показано також, що

вібрації, обумовлені гідродинамічною природою, мають випадковий характер з слабкою самокореляцією та слабкою взаємокореляцією між їхніми осьовими проєкціями, а також зростають при зменшенні ламінарності потоку, що є характерним для зменшення напору. З іншого боку, вище було теоретично та за допомогою комп'ютерного моделювання доведено [13], що при віддаленні значущої збурюючої сили від умовної точки механічного центру між ними (зазначений ефект має місце при зростанні вібросигналу гідродинамічної природи, оскільки точки прикладання гідродинамічних сил знаходяться на гідротурбіні) їхні коефіцієнти взаємокореляції будуть зменшуватися.

Аналізуючи результати експериментальних досліджень, що наведені у табл. 1.2 та табл. 1.3 можна помітити чітку тенденцію до зниження коефіцієнтів взаємокореляції при зменшенні напору на частотних смугах з 3 по 9 та 13, що повністю відповідає теоретичним припущенням, наведеним у роботах [13, 53]. Проте, як уже було сказано раніше, під час проведення експерименту суттєво була і зміна навантаження, що неминуче відображалось на загальній вібрації гідроагрегату.

Також було проведено експериментальне дослідження залежності коефіцієнтів взаємокореляції від навантаження гідроагрегату при однаковому значенні напору. Для здійснення зазначеного експерименту використовувалися ті ж підходи та обмеження, що й для попереднього експериментального дослідження. Визначені на основі експериментальних даних коефіцієнти взаємокореляції зведені до табл. 1.4 та табл. 1.5 [58]

Таблиця 1.4 – Результати розрахунку коефіцієнтів взаємкореляції (навантаження – 6.1 МВт, напор – 5,1 м)

Місце отримання та вісь вхідних сигналів	Номер смуги частот													
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		
Опорний підшипник, вісь Y – турбінний підшипник, вісь Y	0,821	0,707	0,73	0,953	0,703	0,879	0,693	0,527	0,64	0,754	0,53	0,699		
Опорний підшипник, вісь Y – опорний підшипник, вісь X	0,851	0,83	0,862	0,864	0,846	0,794	0,683	0,699	0,763	0,849	0,64	0,68		
Опорний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь X	0,642	0,658	0,612	0,688	0,606	0,846	0,753	0,688	0,585	0,816	0,668	0,57		
Турбінний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь Y	0,625	0,524	0,691	0,877	0,905	0,741	0,831	0,765	0,781	0,641	0,634	0,29		

Таблиця 1.5 – Результати комп’ютерного моделювання (навантаження – 3.7 МВт, напор – 5,1 м)

Місце отримання та вісь вхідних сигналів	Номер смуги частот													
	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14		
Опорний підшипник, вісь Y – турбінний підшипник, вісь Y	0,908	0,693	0,767	0,75	0,565	0,68	0,485	0,46	0,75	0,908	0,526	0,755		
Опорний підшипник, вісь Y – опорний підшипник, вісь X	0,611	0,614	0,765	0,744	0,626	0,637	0,791	0,598	0,774	0,646	0,698	0,62		
Опорний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь X	0,891	0,588	0,517	0,288	0,475	0,68	0,728	0,684	0,63	0,381	0,882	0,389		
Турбінний підшипник, вісь X – турбінний підшипник, вісь Y	0,815	0,73	0,636	0,703	0,696	0,511	0,758	0,83	0,678	0,536	0,722	0,177		

Як показано в першому розділі, електродинамічні складові вібрації прямо пропорційні навантаженню гідрогенератора, а їх основний вплив зосереджений

на генераторній частоті (f_r) та на найближчих до неї гармоніці ($2f_r$) та субгармоніці ($f_r/2$).

З рис. 1.7 видно, що генераторна частота міститься на початку сьомої смуги частот, відповідно найближча гармоніка – в восьмій смузі, а найближча субгармоніка – в шостій.

З табл. 1.4 та табл. 1.5 видно, що саме в цих смугах частот при зростанні навантаження гідрогенератора суттєво збільшуються коефіцієнти взаємкореляції. Це підтверджує гіпотезу, наведену у роботах [13, 59], про те, що значення коефіцієнту взаємної кореляції між вібросигналами у досліджуваних вузлах буде зростати при наблизненні точки прикладання значущої складової зовнішнього збурення до умовної точки механічного центру між ними, а також буде пропорційним відносному вкладу цієї збурюючої сили у формуванні загального вібросигналу.

Враховуючи зазначене вище, можна вважати повністю доведеним ефективність використання коефіцієнтів взаємкореляції як додаткову ознаку наявності в певних смугах частот тих чи інших складових вібрації. Тож коефіцієнти взаємкореляції є не лише високоінформативними ознаками наявності в певних смугах частот тих чи інших складових вібрації, а й містять інформацію про місце їх просторової локалізації.

1.2.2 Отримання високоінформативних ознак наявності дефектів за допомогою дискретного вейвлет перетворення

Враховуючи кореляційний принцип, закладений у логіку вейвлет перетворення [26, 27, 29-31], не важко дійти висновку, що значення коефіцієнтів окремо узятій частотній смузі будуть, у першу чергу, визначатися співпадінням форми аналізованої функції на досліджуваному масштабі (обраній частотній смузі) з формою базисної вейвлет функції. При цьому варто зазначити, що, оскільки, вейвлет перетворення у межах одного масштабу досліджує сигнал усієї часової реалізації з заданим кроком дискретизації τ [26, 27, 29-31, 23], то у

випадку наявності періодичної складової у вібросигналі та виборі материнської вейвлет-функції, що буде максимально точно описувати поведінку цієї періодичної складової, варто очікувати серію симетричних додатних на від'ємних піків на усьому часовому діапазоні, протягом якого проводяться спостереження. При чому, додатні піки спостерігатимуться у випадку синфазності шуканого коливання та материнського вейвлету, а від'ємні – при перебуванні останніх у протифазі.

Зазначена обставина дає змогу підвищити чутливість коефіцієнтів ДВП до наявності збурюючих факторів шляхом вибору «оптимальної» материнської вейвлет-функції, яка за своїми характеристиками буде максимально наближеною до форми відповідного вібросигналу. Проте варто відзначити, що вказаний підхід може мати місце лише у тому випадку, коли загальний характер збурення, обумовленого відповідним збурюючим фактором, є наперед відомою. А так як виконання цієї умови можливе лише у випадку релюлярної відтворюваності форми вібраційного сплеску [60, 61], то використання згаданої властивості можливе лише для виявлення збурюючих факторів, що характеризуються формуванням періодичного вібро-акустичного відгуку.

Як було показано у першому розділі, до збурюючих факторів, які породжують квазі-періодичні вібраційні коливання можна віднести: неврівноваженість ротора, симетричне зростання напруженості основного електро-магнітного поля, асиметрія струмів у статорному колі та дефекти підшипників. Тож, виходячи з наведених вище міркувань, є доцільною розробка інтегральних високоінформативних критеріїв, що дозволили б підвищити вірогідність виявлення зазначених збурюючих факторів.

Задача реєстрації зазначених причин зростання вібрації може бути розбита на дві підзадачі: підбір материнського вейвлету, який був би максимально наближений до відповідної складової вібросигналу та розробка критерію, який би давав змогу кількісно оцінити вплив зазначеного коливання на коефіцієнти вейвлет перетворення окремих частотних смуг та був максимально нечутливим

до неінформативних сплесків, обумовлених збурюючими силами іншого походження.

1.2.2.1 Ознака наявності неврівноваженості ротора

Аналіз наведених літературі описув вібро-акустичних сигналів, представлений у першому розділі, показує, що для неврівноваженості ротора характерна поява додаткової складової коливань, які містять гармонічну складову, локалізовану на роторній частоті обертання, а також її другій та третій гармоніці. При чому, амплітуда коливань з переходом на другу та третю гармонічні складові різко зменшується [62, 63]. Зазначений факт обумовлює доцільність для виявлення зазначеного дефекту проведення аналізу частотного діапазону, що включає у себе частоту обертання ротора, та, меншою мірою, частотні діапазони, які відповідають подвоєній та потроєній роторній частоті. А підбір материнського вейвлету доцільно здійснювати виходячи з ознак, властивих одиничному гармонічному коливанню.

До основних характеристик одиничного гармонічного коливання можна віднести симетрію відносно осі часу, при зміщенні додатної складової на половину періоду уздовж зазначеної осі в довільному напрямку та три нульових стани при розгляді кожного з періодів як незалежних піків, рознесених у часовій області. Не дивлячись на те, що на материнську вейвлет-функцію накладається відоме обмеження [22, 23]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0, \quad (1.25)$$

переважна більшість існуючих вейвлетів являються асиметричними відносно осі часу. Крім цього усі вейвлети, 4-го та вищих порядків передбачають наявність розтягнутих у часовій області вторинних сплесків, що у випадку досліджуваних коливань означатиме накладання залишків одного сплеску на сусідні [22, 64]. Враховуючи це, найбільш подібними до одиничного гармонічного коливання можна вважати вейвлет Хаара та вейвлет Добеши 4-го порядку. Проте варто

відзначити, що кожен із них має у своїй структурі суттєві відмінності у порівнянні з одиничним гармонічним коливанням. Зовнішній вигляд зазначених вейвлетів наведений на рис. 1.8 [29-31, 23, 64].

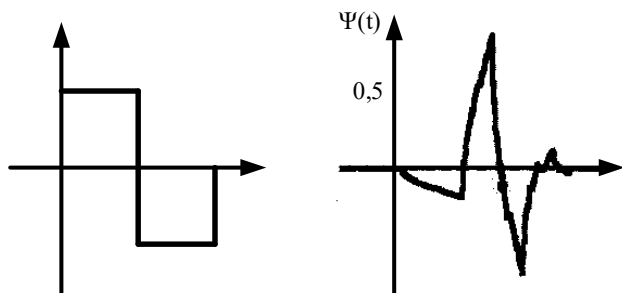


Рисунок 1.8 – Материнські вейвлет-функції: а) Хаара, б) Добеши 4-го порядку

Як випливає з рис. 1.8, вейвлет Хаара характеризується повною t -симетрією з трьома нульовими станами, проте має абсолютно вертикальні фронти, що є не характерним для гармонічного коливання. Тоді як вейвлет Добеши 4-го порядку характеризується суттєвою t -асиметрією при врахуванні вторинних сплесків, проте основний сплеск є майже симетричним та має більш плавні передній та задній фронти, що більшою мірою відповідають досліджуваному сигналові. Враховуючи зазначені обставини є очевидною доцільність експериментального встановлення більш ефективного з наведених вейвлетів, що характеризувався б кращою чутливістю відносно досліджуваного дефекту.

Другою задачею, що потребує розв'язку у межах пошуку критерію виявлення дебалансу ротора, є розробка числового критерію аналізу коефіцієнтів вейвлет-перетворення. Враховуючи періодичність вібро-акустичного сигналу, обумовленого наявністю зазначеного дефекту, а також ту обставину, що кожне із гармонічних коливань представляється як окремий сплеск, варто очікувати періодичну зміну значень вейвлет коефіцієнтів у часовій області в межах смуг

частот, що включають у себе роторну частоту, а також її другу та третю гармоніки. При чому амплітуди таких періодичних змін будуть напряму пов'язані з ступенем розвитку дефекту. Тож, при виконанні наступної нерівності:

$$t_{cn} \gg T_p, \quad (1.26)$$

де t_{cn} – тривалість часової реалізації досліджуваного сигналу; T_p – період обертання ротора електричної машини.

доцільним є застосування інтегрального підходу до аналізу коефіцієнтів вейвлет перетворення. Відтак, у якості шуканого критерію може бути використано середньо-квадратичне значення вейвлет коефіцієнтів досліджуваних частотних смуг у межах часового інтервалу, тривалість якого значно більша за період обертання ротора. Такий підхід дозволить врахувати наявність як додатних так і від'ємних максимумів вейвлет-коефіцієнтів у межах досліджуваного часового інтервалу, а також характеризуватиметься пониженою чутливістю до неінформативних збурень, обумовлених аперіодичними збурюючими діями, що можуть виникати в процесі експлуатації електричної машини. Виходячи з сказаного, математично числовий критерій оцінки впливу дебалансу ротора на коефіцієнти вейвлет-перетворення зазначених частотних смуг може бути представлений наступним чином [65]:

$$k_{\text{всб}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i^2 \text{ при умові } t_{cn} \gg T_p, \quad (1.27)$$

де n – кількість коефіцієнтів вейвлет перетворення досліджуваної частотної смуги; d_i – i -й коефіцієнт вейвлет перетворення досліджуваної частотної смуги.

З метою підтвердження неведених вище теоретичних міркувань було проведено експериментальне дослідження з використанням електричної машини в режимі холостого ходу з моментом інерції ротора $0,002 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, частотою обертання в режимі холостого ходу 720 об/хв (12 Гц) та додаткового внесеного дебалансу $0,002 \text{ кг}\cdot\text{м}$. Ємнісний мікромеханічний акселерометр було закріплено на корпусі електричної машини таким чином, щоб вимірювальні осі сенсора були строго

перпендикулярними до осі ротора, вісь X спрямована строго вертикально, вісь Y – строго горизонтально. Частота дискретизації сигналу становила 232 Гц, довжина часової реалізації досліджуваного сигналу – 2^{14} значень, що при коефіцієнті стискання 2 дасть змогу розбити сигнал на 14 частотних смуг. Вроховуючи положення теореми Шинона-Котельникова [23, 65], значення інтервалів частот, охоплених кожною із смуг буде розподілене так, як наведене у таб. 1.6.

Таблиця 1.6 – Параметри частотних смуг вібросигналу

№ смуги частот	Ширина смуги, Гц	Початок смуги, Гц	Кінець смуги, Гц
1	0,01416	0	0,01416
2	0,01416	0,01416	0,02832
3	0,02832	0,02832	0,056641
4	0,056641	0,056641	0,113281
5	0,113281	0,113281	0,226563
6	0,226563	0,226563	0,453425
7	0,453425	0,453425	0,90625
8	0,90625	0,90625	1,8125
9	1,8125	1,8125	3,625
10	3,625	3,625	7,25
11	7,25	7,25	14,5
12	14,5	14,5	29
13	29	29	58
14	58	58	116

При перетворенні отриманого сигналу віброприскорення за допомогою вейвлета Хаара та подальшого розрахунку середньо-квадратичного вейвлет коефіцієнтів для кожної із частотних смуг з та без використання дебалансу було отримано наступні результати, наведені на рис. 1.9 – рис. 1.12.

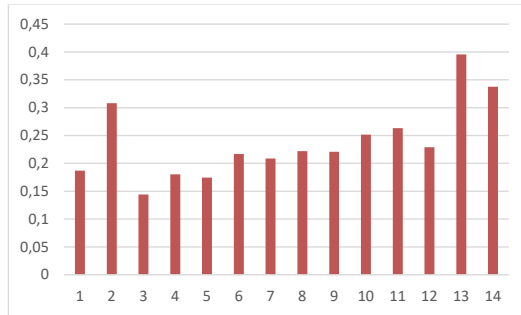


Рисунок 1.9 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X без використання дебалансу

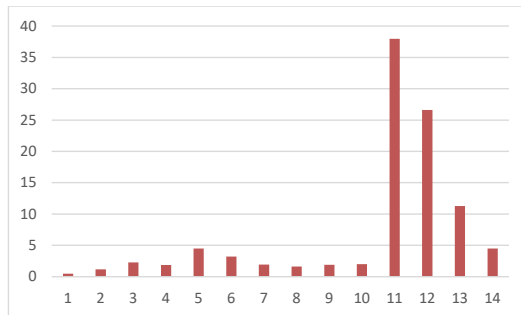


Рисунок 1.10 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X з використання дебалансу

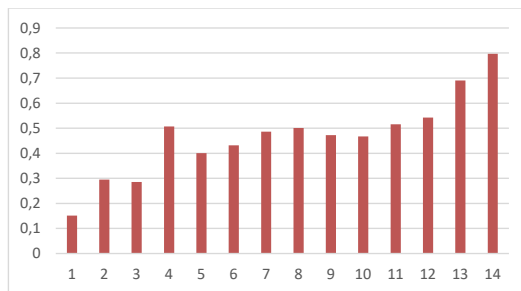


Рисунок 1.11 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y без використання дебалансу

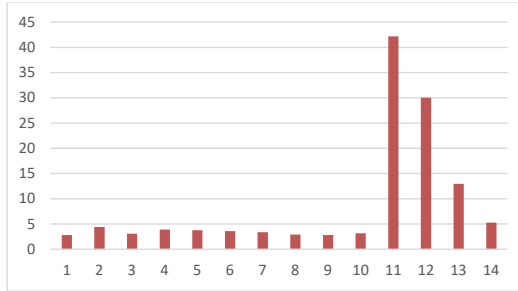


Рисунок 1.12 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y з використання дебалансу

Також було виконано аналогічне перетворення за допомогою вейвлета Добеши 4-го порядку. Результати розрахунку наведені на рис. 1.13 – рис. 1.16.

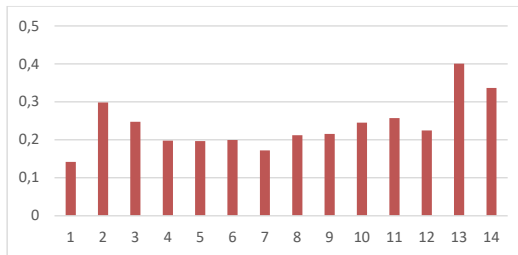


Рисунок 1.13 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X без використання дебалансу

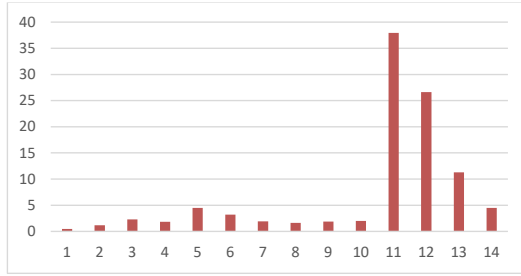


Рисунок 1.14 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X з використанням дебалансу

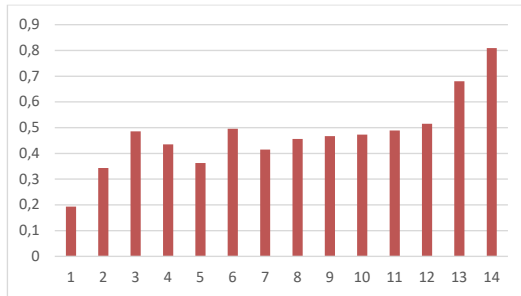


Рисунок 1.15 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y без використання дебалансу

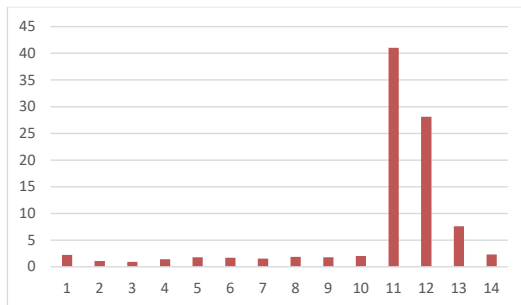


Рисунок 1.16 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y з використанням дебалансу

Як випливає з аналізу залежностей, наведених на рис. 1.9 – рис. 1.16, найбільш інформативними для виявлення дебалансу ротора, як і очікувалося, є смуги частот, що відповідають частоті обертання ротора електричної машини та її другої та третьої гармоніки (відповідно 11, 12 та 13 частотні смуги). Порівняння ж результатів, отриманих при розкладанні сигналу на основі вейвлету Хаара та вейвлету Добеши 4-го порядку показали, що обидва вейвлета характеризуються приблизно однаковою достатньо високою чутливістю до наявності досліджуваного дефекту. Тож, враховуючи той факт, що перетворення на основі материнської вейвлет-функції Хаара є математично більш простим (потребує меншої кількості математичних операцій) [23, 31, 65], можна зробити висновок, що використання саме останнього є більш ефективним для виявлення зазначеного дефекту.

З метою встановлення впливу асиметричності відносно осі часу материнської вейвлет-функції на інформативність запропонованого числового критерію проведено оцінку впливу дебалансу ротора на середньо квадратичне значення вейвлет коефіцієнтів при використанні у якості материнської вейвлет-функції вейвлету Добеши 6-го порядку, що має суттєво більшу t-асиметрію. Результати розрахунку наведені на рис. 1.17 та рис. 1.18 відповідно.

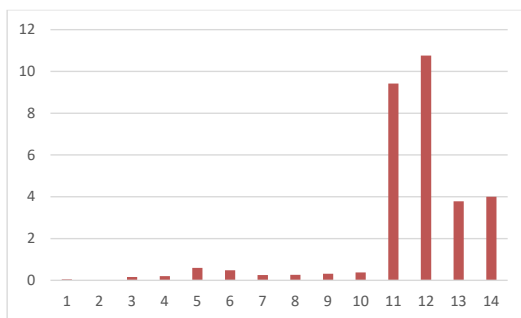


Рисунок 1.17 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X з використання дебалансу

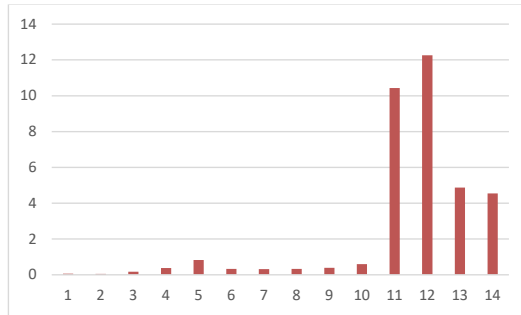


Рисунок 1.18 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y з використання дебалансу

Аналізуючи залежності, наведених на рис. 1.17 та рис. 1.18, можна констатувати різке зменшення чутливості запропонованого числового критерію до досліджуваного дефекту, а, також, зміщення максимуму даного числового критерію з роторної смуги частот, що підтверджує зроблені раніше теоретичні висновки про вибір оптимальних материнських вейвлет-функцій.

1.2.2.2 Ознака наявності симетричного зростання напруженості основного електромагнітного поля

Аналіз наведених у літературі описів вібро-акустичних сигналів, обумовлених зростанням напруженості основного електро-магнітного поля, показує, що зазначений дефект проявляється при наявності дрібних асиметрій та дебалансів, що породжуватимуть коливання, які містять гармонічну складову, локалізовану на роторній частоті [66, 65, 66]. Враховуючи періодичність вібро-акустичного сигналу, обумовленого наявністю зазначеного збурюючого чинника, варто очікувати періодичну зміну значень вейвлет коефіцієнтів у часовій області в межах смуги частоти, що включають у себе частоту напруги живлення. При чому амплітуди таких періодичних змін будуть напряму

пов'язані з величиною асиметрії. Тож, при виконанні нерівності (5.26) доцільним також є застосування інтегрального підходу до аналізу коефіцієнтів вейвлет перетворення.

Користуючись тими ж міркуваннями, що й при розробці високоінформативного критерію для визначення дебалансу ротора було сформульовано математичний числовий критерій оцінки впливу зростання напруженості основного електро-магнітного поля на коефіцієнти вейвлет-перетворення частотної смуги, що включає в себе частоту електричної мережі:

$$k_{en} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i^2 \text{ при умові } t_{en} \gg T_p. \quad (1.28)$$

З метою підтвердження неведених вище теоретичних міркувань було проведено експериментальне дослідження з використанням асинхронної електричної машини АИМ90La6У2.5, номінальною потужністю 0,75 кВт та синхронною швидкістю обертання 1000 об/хв (16,67 Гц). Ємнісний мікромеханічний акселерометр було закріплено на корпусі електричної машини таким чином, щоб вимірювальні осі сенсора були строго перпендикулярними до осі ротора, вісь Х – напрямлена строго вертикально, вісь Y – строго горизонтально. Частота дискретизації сигналу становила 232 Гц, довжина часової реалізації досліджуваного сигналу – 2^{14} значень.

При перетворенні отриманого сигналу віброприскорення за допомогою вейвлета Хаара та подальшого розрахунку середньо-квадратичного вейвлет коефіцієнтів для кожної із частотних смуг при роботі електричної машини у режимі холостого ходу та номінального навантаження було отримано наступні результати, наведені на рис. 1.19 - рис. 1.22.

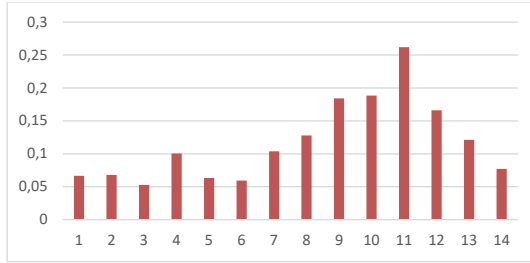


Рисунок 1.19 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при роботі електродвигуна у режимі холостого ходу

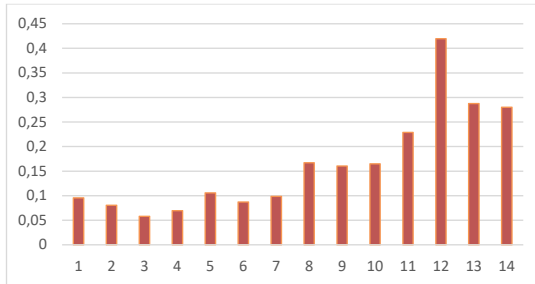


Рисунок 1.20 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при роботі електродвигуна при номінальному навантаженні

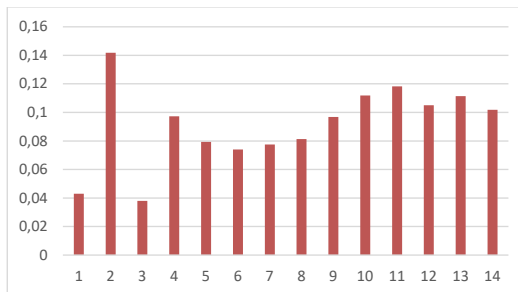


Рисунок 1.21 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при роботі електродвигуна у режимі холостого ходу

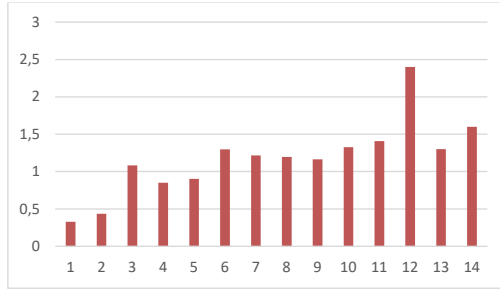


Рисунок 1.22 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібро сигналу по осі Y при номінальному навантаженні

Також було виконано аналогічне перетворення отриманого вібро сигналу за допомогою вейвлета Добеши 4-го порядку. Результати розрахунку наведені на рис. 1.23 – рис. 1.26.

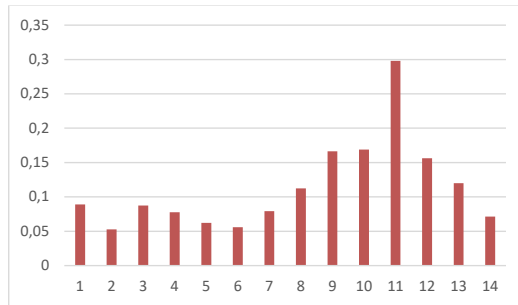


Рисунок 1.23 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібро сигналу по осі X при роботі електродвигуна у режимі холостого ходу

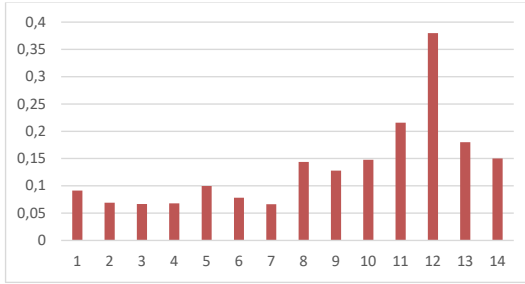


Рисунок 1.24 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X номінальному навантаженні

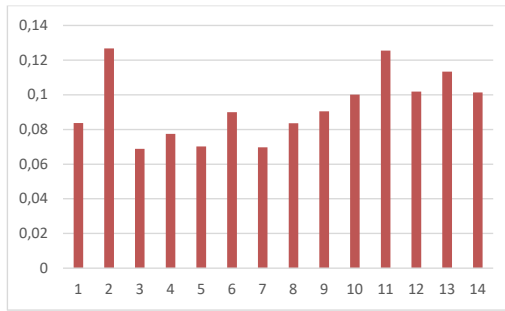


Рисунок 1.25 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при роботі електродвигуна у режимі холостого ходу

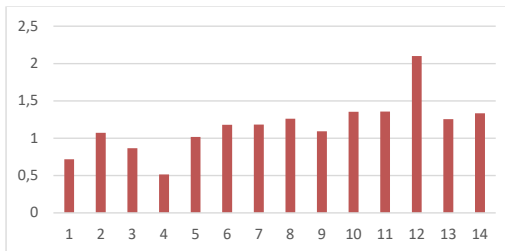


Рисунок 1.26 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при номінальному навантаженні

Як випливає з аналізу залежностей, наведених на рис. 1.19 – рис. 1.26, найбільш інформативними для виявлення зростання напруженості основного електро-магнітного поля, як і очікувалося, є частотна смуга, що відповідає частоті обертання ротора приблизно 16,67 Гц (12 частотна смуга). Порівняння ж результатів, отриманих при розкладанні сигналу на основі вейвлету Хаара та вейвлету Добеши 4-го порядку показали, що обидва вейвлета характеризуються приблизно однаковою достатньо високою чутливістю до наявності досліджуваного дефекту. Тож, враховуючи той факт, що перетворення на основі материнської вейвлет-функції Хаара є математично більш простим (потребує меншої кількості математичних операцій) [31, 23, 65], можна зробити висновок, що використання саме останнього є більш ефективним для виявлення наявності зазначеного дефекту.

1.2.2.3 Ознака наявності асиметрії струмів у статорному колі

Асиметрія струмів у статорному колі може бути викликаною як пошкодженням статорних обмоток, так і особливостями напруги живлення [65, 67]. Аналіз наведених у літературі описів вібро-акустичних сигналів, обумовлених асиметрією живлення, показує, що зазначений дефект призводить до появи коливань, які містять гармонічну складову, локалізовану на частоті напруги електричної мережі [56]. Враховуючи періодичність вібро-акустичного сигналу, обумовленого наявністю зазначеного збурюючого чинника, варто очікувати періодичну зміну значень вейвлет коефіцієнтів у часовій області в межах смуг частот, що включають у себе частоту напруги живлення. При чому амплітуди таких періодичних змін будуть напряму пов'язані з ступенем розвитку дефекту. Тож, при виконанні наступної нерівності:

$$t_{en} \gg T_M, \quad (1.29)$$

де T_M – період нпруги електричної мережі (50 Гц).
доцільним також є застосування інтегрального підходу до аналізу коефіцієнтів вейвлет перетворення.

Користуючись тими ж міркуваннями, що й при розробці високоінформативного критерію для визначення дебалансу ротора було сформульовано математичний числовий критерій оцінки впливу асиметрії струмів у статорному колі на коефіцієнти вейвлет-перетворення частотної смуги, що включає частоту електричної мережі:

$$k_{ac} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i^2 \text{ при умові } t_{cn} \gg T_M. \quad (1.30)$$

З метою підтвердження неведених вище теоретичних міркувань було проведено експериментальне дослідження з використанням асинхронної електричної машини АИМ90La6У2.5, номінальною потужністю 0,75кВт. З метою зниження амплітуди електромагнітної складової вібрації зазначене експериментальне дослідження проводилося для режиму холостого ходу. Ємнісний мікромеханічний акселерометр було закріплено на корпусі електричної машини таким чином, щоб вимірювальні осі сенсора були строго перпендикулярними до осі ротора, вісь X – напрямлена строго вертикально, вісь Y – строго горизонтально. Частота дискретизації сигналу становила 232 Гц, довжина часової реалізації досліджуваного сигналу – 2^{14} значень.

При перетворенні отриманого сигналу віброприскорення за допомогою вейвлета Хаара та подальшого розрахунку середньо-квадратичного вейвлет коефіцієнтів для кожної із частотних при роботі електричної машини у штатному режимі та обриві фази А було отримано наступні результати, наведені на рис. 1.27 - рис. 1.30.

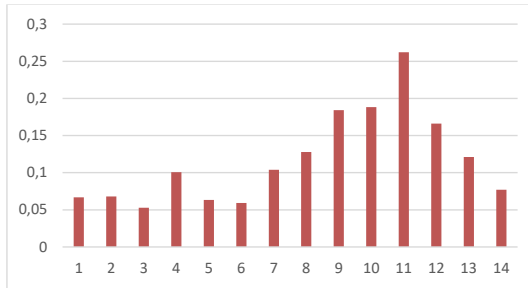


Рисунок 1.27 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при роботі електродвигуна у штатному режимі

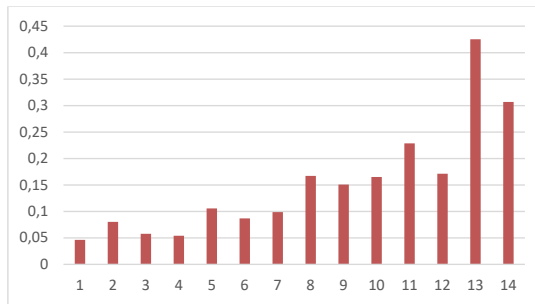


Рисунок 1.28 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при обриві фази А

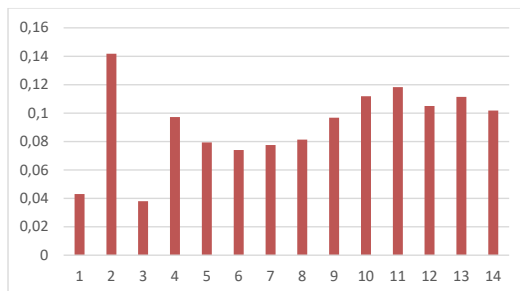


Рисунок 1.29 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при роботі електродвигуна у штатному режимі

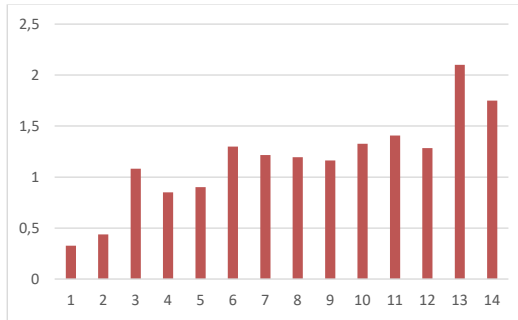


Рисунок 1.30 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібро сигналу по осі Y при обриві фази А

Також було виконано аналогічне перетворення отриманого вібро сигналу за допомогою вейвлета Добеши 4-го порядку. Результати розрахунку наведені на рис. 1.31 – рис. 1.34.

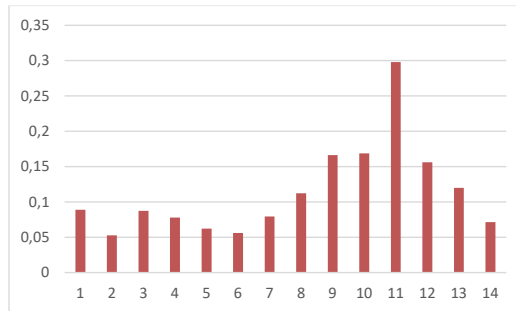


Рисунок 1.31 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібро сигналу по осі X при роботі електродвигуна у штатному режимі

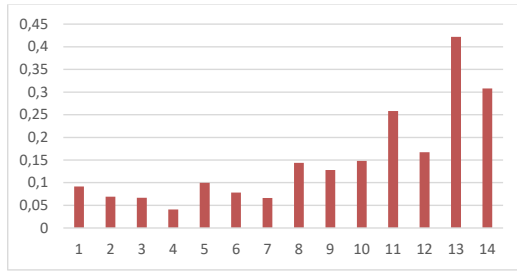


Рисунок 1.32 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при обриві хази А

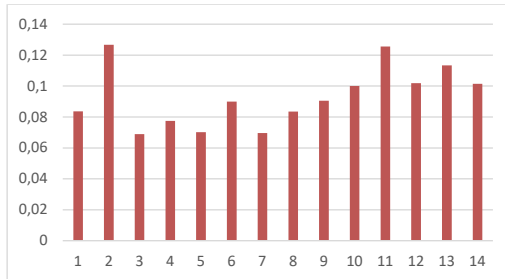


Рисунок 1.33 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при роботі електродвигуна у штатному режимі

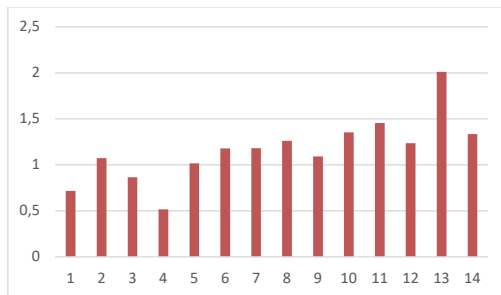


Рисунок 1.34 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при обриві фази А

Як впливає з аналізу залежностей, наведених на рис. 1.28 – рис. 1.34, найбільш інформативними для виявлення асиметрії живлення, як і очікувалося, є частотна смуга, що відповідає частоті напруги живлення електромережі 50 Гц (13 частотна смуга). Порівняння ж результатів, отриманих при розкладанні сигналу на основі вейвлету Хаара та вейвлету Добеши 4-го порядку показали, що обидва вейвлета характеризуються приблизно однаковою достатньо високою чутливістю до наявності досліджуваного дефекту. Тож, враховуючи той факт, що перетворення на основі материнської вейвлет-функції Хаара є математично більш простим (потребує меншої кількості математичних операцій) [23, 65], можна зробити висновок, що використання саме останнього є більш ефективним для виявлення наявності зазначеного дефекту.

1.2.2.4 Ознака наявності дефектів підшипників

Аналіз наведених у літературі описів вібро-акустичних сигналів, обумовлених пошкодженнями підшипників, показує, що зазначений дефект викликає доволі складний за формою вібраційний відгук, частота якого відповідає роторній частоті електричної машини [12]. Враховуючи періодичність вібро-акустичного сигналу, обумовленого наявністю зазначеного дефекту, варто очікувати періодичну зміну значень вейвлет коефіцієнтів у часовій області в межах смуг частот, що включають у себе роторну частоту та її гармонічні складові. При чому амплітуди таких періодичних змін будуть напряму пов'язані з ступенем розвитку дефекту. Тож, при виконанні нерівності (1.27) і у цьому випадку доцільним буде застосування інтегрального підходу до аналізу коефіцієнтів вейвлет перетворення. Проте, враховуючи більш складну форму вібраційного відгуку при наявності такого дефекту є очевидним доцільність застосування більш складних материнських вейвлет-функцій, ніж у випадках, описаних вище.

Враховуючи ту обставину, що при наявності зазначеного дефекту вібраційний відгук характеризуватиметься декількома піками [68, 69], є

очевидним, що для виявлення зазначеного дефекту доцільним буде застосування материнських вейвлет-функцій більш високих порядків. Це пояснюється тим, що при зростанні порядку материнської вейвлет-функції типово зростає число її осциляцій. Тож, для вейвлет-функції N -го порядку буде справедливим вираз [26, 27, 29-31]:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} t^k \psi(t) dt = 0, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1. \quad (1.31)$$

Оскільки розрахунок коефіцієнтів переважної більшості дискретних вейвлет-функцій є доволі трудомістким [22, 64, 29], а характер вібраційного відгуку при пошкодженнях підшипників характеризується доволі складною формою, яка однозначно не асоціюється з жодним із відомих вейвлетів, у якості безвих вейвлет функцій будемо послуговуватися вейвлетами Добеши різного порядку. Головною перевагою зазначеного сімейства вейвлет-функцій є можливість відносно простого аналітичного розрахунку їх коефіцієнтів для функції довільного порядку [70].

Оскільки вібросигнал, спричинений дефектом підшипника, носитеме періодичний характер [68, 69], то користуючись тими ж міркуваннями, що й при розробці високоінформативного критерію для визначення дебалансу ротора було сформульовано математичний числовий критерій оцінки впливу наявності дефектів підшипників на коефіцієнти вейвлет-перетворення частотних смуг, що включають у себе роторно частоту та її гармонічні складові:

$$k_n = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n d_i^2 \text{ при умові } t_{cn} \gg T_p. \quad (1.31)$$

З метою підтвердження неведених вище теоретичних міркувань було проведено експериментальне дослідження з використанням асинхронної електричної машини АИМ90La6У2.5, номінальною потужністю 0,75 кВт та синхронною швидкістю обертання 1000 об/хв (16,67 Гц) при її експлуатації в режимі холостого ходу. Дефект підшипника було зімітовно шляхом застосування підшипників при відсутності масляної плівки. Ємнісний мікромеханічний акселерометр було закріплено на корпусі електричної машини

таким чином, щоб вимірювальні осі сенсора були строго перпендикулярними до осі ротора, вісь X – напрямлена строго вертикально, вісь Y – строго горизонтально. Частота дискретизації сигналу становила 232 Гц, довжина часової реалізації досліджуваного сигналу – 2^{14} значень.

При перетворенні отриманого сигналу віброприскорення за допомогою вейвлета Добеши 4-го порядку та подальшого розрахунку середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів для кожної із частотних смуг при роботі електричної машини у режимі холостого ходу та номінального навантаження було отримано наступні результати, наведені на рис. 1.35 – рис. 1.38.

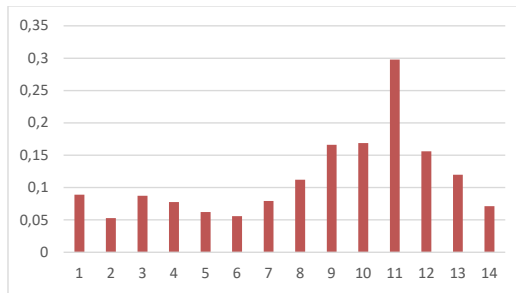


Рисунок 1.35 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при наявності мастила у підшипнику

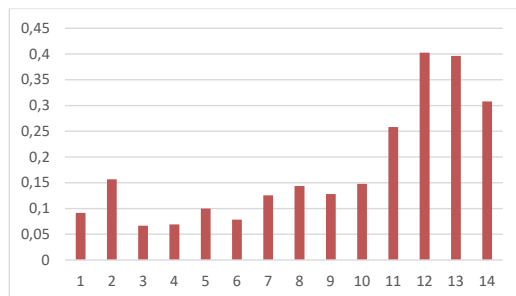


Рисунок 1.36 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при відсутності мастила в підшипнику

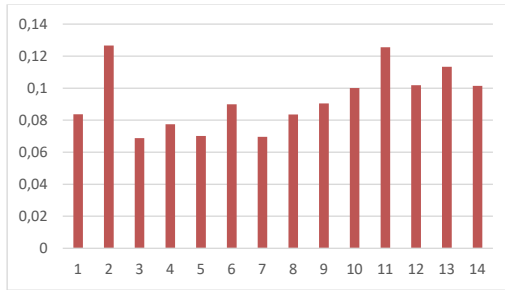


Рисунок 1.37 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при наявності мастила у підшипнику

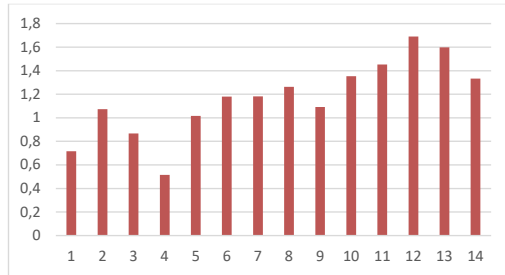


Рисунок 1.38 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 4-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при відсутності мастила в підшипнику

Аналогічне перетворення отриманого вібросигналу було виконано за допомогою вейвлета Добеши 6-го порядку. Результати розрахунку наведені на рис. 1.39 – рис. 1.42.

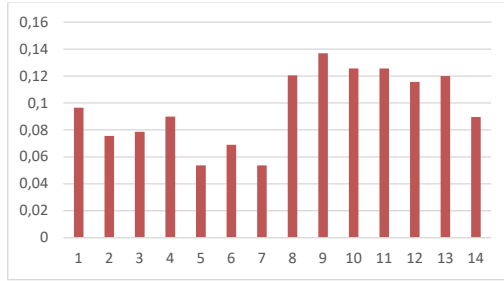


Рисунок 1.39 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при наявності мастила у підшипнику

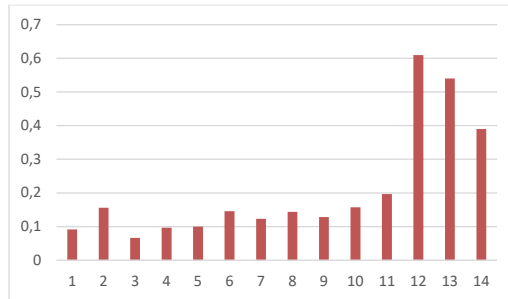


Рисунок 1.40 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при відсутності мастила в підшипнику

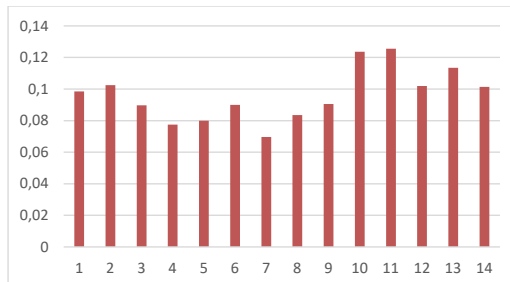


Рисунок 5.41 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при наявності мастила у підшипнику

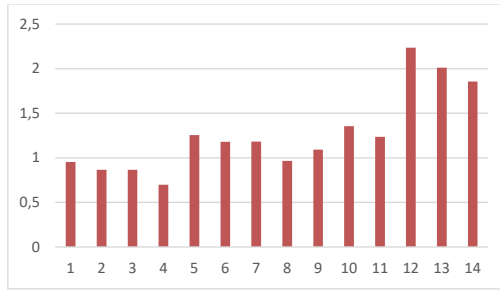


Рисунок 5.42 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 6-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при відсутності мастила в підшипнику

Також було здійснено перетворення отриманого вібросигналу за допомогою вейвлета Добеши 8-го порядку. Результати розрахунку наведені на рис. 1.43 – рис. 1.44.

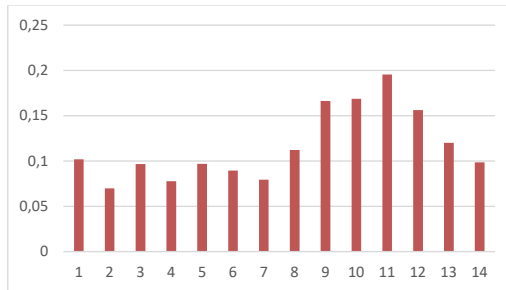


Рисунок 1.43 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 8-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при наявності мастила у підшипнику

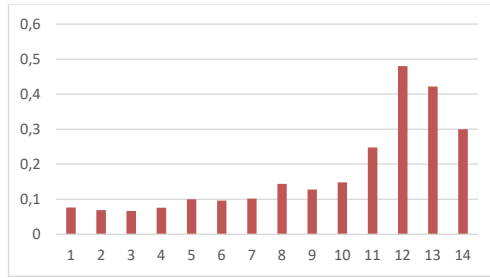


Рисунок 1.44 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 8-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при відсутності мастила в підшипнику

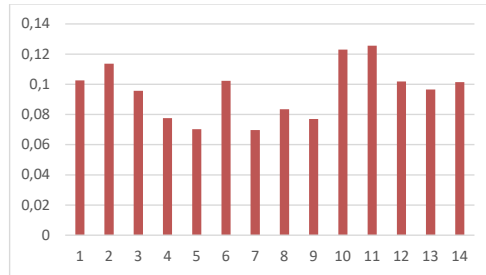


Рисунок 1.45 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 8-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при наявності мастила у підшипнику

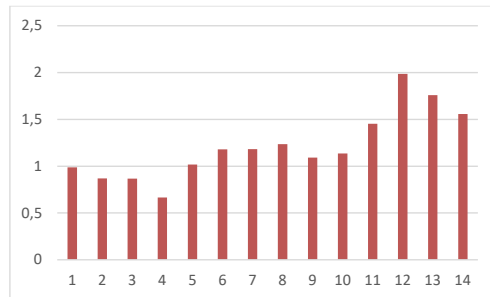


Рисунок 1.46 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Добеши 8-го порядку для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при відсутності мастила в підшипнику

Як випливає з аналізу залежностей, наведених на рис. 1.35 – рис. 1.46, найбільш інформативними для виявлення дефекту підшипників, як і очікувалося, є частотна смуга, що відповідає частоті обертання ротора приблизно 16,67 Гц (12 частотна смуга) та її друга (13 смуга частот) і третя (14 смуга частот) гармоніки. Порівняння ж результатів, отриманих при розкладанні сигналу на основі вейвлету Добеши 4-го, 6-го та 8-го порядку показали, що найбільшу чутливість запропонованого числового критерію оцінки впливу наявності дефектів підшипників було отримано при використанні материнського вейвлету 6-го порядку. Це підтверджує наведені вище теоретичні висновки про високу спорідненість вібро-акустичного відгуку зазначеного дефекту з вейвлет-функціями більш високих порядків за рахунок наявності у ньому значної кількості осциляцій.

Додатково для вібро-акустичного сигналу при наявності дефекту підшипників було виконано перетворення за допомогою вейвлету Хаара. Результати розрахунку наведені на рис. 1.47 та рис. 1.48.

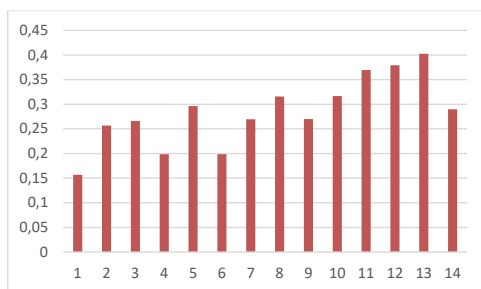


Рисунок 1.47 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі X при відсутності мастила в підшипнику

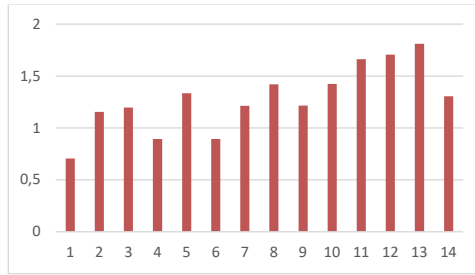


Рисунок 1.48 – Залежність середньоквадратичного вейвлет коефіцієнтів Хаара для кожної із частотних смуг вібросигналу по осі Y при відсутності мастила в підшипнику

Як видно з рис. 1.47 та рис. 1.48, при використанні зазначеної вейвлет-функції для розрахунку запропонованого числового критерію має місце зміщення максимального значення у 13 частотну смугу. В цілому, це підтверджує зроблене раніше припущення про низьку спорідненість вейвлету Хаара з вібро-акустичним сигналом, обумовленим наявністю дефекту підшипника.

РОЗДІЛ 2

**ВИДІЛЕННЯ ВИСОКОІНФОРМАТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ
ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН НА ОСНОВІ
АНАЛІЗУ ЇХ СТАТОРНОГО СТРУМУ**

Магнітне поле, що виникає у статорі ідеальної електричної машини змінного струму має повністю симетричну форму. Проте, при роботі реальної електричної машини неминуче відбувається формування збурень електромагнітного поля, обумовленого відхиленнями її конструктивних параметрів як за рахунок неточностей при виготовленні, так і за рахунок дефектного деградування конструктивних вузлів [71]. При цьому є очевидним, що наявні збурення, які призводять до деформації магнітного поля машини, неминуче проявлятимуться через зростання нелінійності опору статора та його асиметрії [72, 73]. У свою чергу це викликатиме зростання амплітуд як вищих гармонік у кожній з фаз окремо, так і амплітуди прямої та зворотної послідовності трифазної системи струму статора [74-76].

При цьому у більшості сучасних автоматичних систем керування асинхронними та синхронними приводами уже передбачені функції вимірювання струмів і напруг статорного кола електричної машини [77, 78]. У випадку ж відсутності такої вимірювальної системи її практична реалізація не передбачатиме необхідність втручання у конструкцію електричної машини [79]. Зазначені обставини, у випадку використання параметрів статорного струму у якості діагностичних ознак, дозволять у ряді випадків суттєво спростити конструктивне виконання системи діагностування та знизити капітальні витрати на її побудову, що автоматично підвищує перспективність такого методу діагностики [9]. Зокрема, один з можливих прикладів практичної реалізації вимірювальної системи струмів та напруг статорного кола наведено на рис. 2.1.

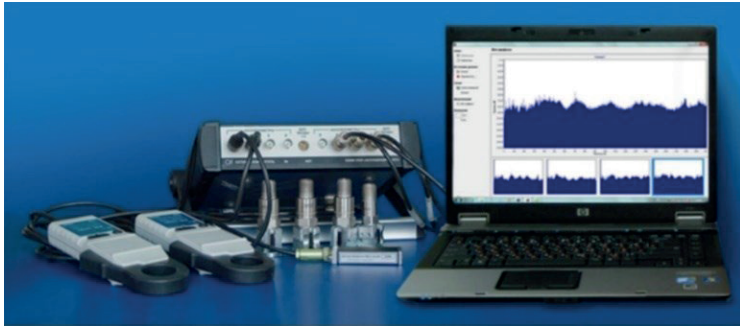


Рисунок 2.1 – Приклад реалізації вимірювальної системи струмів та напруг статорного кола електричної машини змінного струму

Проте, на даний час, широке використання такого підходу суттєво обмежується відсутністю високоточних математичних моделей, що описували б вплив відхилення технологічних параметрів електричної машини, у тому числі і обумовлених розвитком найбільш імовірних дефектів, на параметри трифазної системи статорного струму [80]. Тож, враховуючи сказане, можна констатувати актуальність подальших досліджень, спрямованих на розробку такого математичного апарату.

2.1 Розробка високоінформативних діагностичних ознак наявності найбільш поширених дефектів обертових електричних машин змінного струму

2.1.1 Ознака наявності механічних дефектів підшипників

Механічні дефекти підшипників призводять до спотворення статорного струму через нерівномірність навантаження та пульсації магнітного поля. У свою чергу виникнення пульсацій магнітного поля, зазвичай, пов'язані з динамічною зміною параметрів магнітного кола електричних машин змінного струму [74, 81].

Підшипники є критичними елементами опорної структури, які підтримують ротор і забезпечують його обертання. У мало- та середньопотужних асинхронних та синхронних двигунах зазвичай використовуються кулькові підшипники, що складаються з наступних компонентів (рис. 2.2): зовнішньої та внутрішньої обойми, тіл кочення і сепаратора. Один з ключових критеріїв оцінки стану підшипникового вузла - це радіальний зазор підшипника. Зношення тіл кочення і поверхонь кілець (обойм) призводить до збільшення радіального зазору і, у кінцевому результаті, до зміщення ротора та деформування повітряного зазору [82].

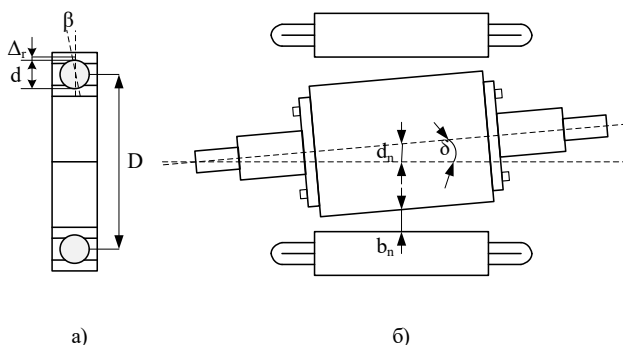


Рисунок 2.2 – Конструкція робота з нерівномірним повітряним зазором:

а) підшипник кочення; б) зміщення робота відносно осі статора.

Радіальним зазором Δ_r (рис. 2.2) у підшипнику є відстань, на яку зовнішня обойма підшипника зміщується у бік внутрішньої обойми. При цьому номінальний радіальний зазор є необхідним для запобігання небажаного натягу між обоймами та тілами кочення. Зростання величини радіального зазору підшипників свідчить про зношення бігових доріжок, як наслідок загального зносу підшипника, також на рис. 1 наведено: d – діаметр тіла кочення; β – контактний кут; D – діаметр ділильного кола; d_n – зміщення осі обертання ротора щодо осі статора; b_n – повітряний зазор. В процесі експлуатації будь-які дефекти,

що виникають всередині підшипника, призводять до певних радіальних рухів між статором і ротором.

Збурення, що виникають під час експлуатації електричної або механічної частини машини та пов'язаного з нею механізму, призводять до змін магнітного потоку в повітряному зазорі двигуна і впливають на споживаний струм. Використання перетворення Фур'є дозволяє перетворити сигнал, поданий у часовій області (осцилограма струму), у частотну область [83, 84].

Кожен ключовий елемент підшипника має свою унікальну частоту, на якій накопичується енергія від циклічних навантажень та періодичних ударів. Ці коливання частот підшипників можна визначити наступним чином [82, 85, 86]:

- частота перекошування тіл обертання по внутрішній обоймі:

$$f_i = \frac{n \cdot f_r}{2} \left(1 + \frac{d}{D} \cos(\beta) \right), \quad (2.1)$$

де n – кількість тіл кочення;

f_r – частота обертання електричної машини.

- частота перекошування тіл обертання по зовнішній обоймі:

$$f_o = \frac{n \cdot f_r}{2} \left(1 - \frac{d}{D} \cos(\beta) \right), \quad (2.2)$$

- частота обертання тіл кочення:

$$f_o = \frac{D \cdot f_r}{2d} \left(1 - \left(\frac{d}{D} \cos(\beta) \right)^2 \right). \quad (2.3)$$

Під час роботи машини лише кілька тіл кочення підшипника отримують безпосереднє статичне навантаження, тоді як решта тіл кочення прокошуються між обоймами. Навантаження по черзі досягають свого максимуму і мінімуму у верхніх і нижніх точках тіл кочення. Ці внутрішні коливання, спричинені дефектами підшипників машини, призводять до появи в спектрі струмів статора обертової електричної машини змінного струму визначених гармонічних складових, які можуть бути описані наступним співвідношенням [83, 87]:

$$f_{bng} = (f_r + k \cdot f_d), \quad (2.4)$$

де f_d – одна з характерних частот f_b, f_o, f_b відповідних коливань підшипників (2.1) - (2.3), Гц;

$k = \pm 1, 2, 3 \dots$ (цілі числа).

Зазвичай, на реальних об'єктах експлуатуються електричні машини з різною висотою осі обертання і різною потужністю, та, відповідно, використовують підшипники різних типорозмірів. Тому для застосування вищезазначених співвідношень (2.1) – (2.3) необхідно постійно перераховувати частоти підшипників з урахуванням конструктивних особливостей кожного типорозміру.

Важливо відзначити, що зношення підшипників призводить до виникнення ексцентриситету повітряного зазору в електричній машині. Це спричиняє появу додаткових магнітних полів у повітряному зазорі, які, в свою чергу, призводять до виникнення додаткових струмів в обмотках двигуна [83]. В таких обставинах важливо розглянути вплив ексцентриситету на режим роботи машини.

В трьохфазній обмотці статора магніто-рушійна сила (МРС) кожної окремої фази є сумою нерухомих у просторі та пульсуючих у часі гармонічних компонентів [74]:

$$F_\phi = \sum_{\nu=1,3,5\dots} F_{\phi\nu m} \sin(\omega) \cos(\gamma\alpha), \quad (2.5)$$

де ν – номер гармоніки;

ω – циклічна частота гармоніки;

$F_{\phi\nu m}$ – амплітуда намагнічуючої сили просторової гармоніки порядку відповідної фази:

$$F_{\phi\nu m} = 0,9 \frac{w K_{rot\nu}}{\gamma p} I_\phi, \quad (2.6)$$

де w – число витків у фазній обмотці;

$K_{rot\nu}$ – обмоточний коефіцієнт ν -ї гармоніки;

I_ϕ – струм фази.

Результуюча МРС машини для кожної гармонічної складової окремо є сумою відповідних гармонічних складових трьох фаз [88, 89]. В умовах

симетричності обмоток статора і ротора, а також постійного характеру навантаження в будь-який момент часу МРС, створені струмами третьої і частиною кратних їй гармонік «нульової послідовності» (3, 9, 15,...) у трьох фазових обмотках, зміщених одна відносно одної на кут 120° , співпадають за фазою, а їх сума є рівною нулю [74]. На відмінно від зазначених гармонік сума МРС всіх інших вищих гармонік не дорівнює нулю. Результируюча МРС таких гармонічних складових визначається виразом [90]:

$$F_y = F_{\phi_{\gamma m}} \sin(\omega t \pm \gamma \alpha). \quad (2.7)$$

У відповідності з (2.7) результируюча МРС характеризується нескінченною кількістю вищих гармонік ν , кожна з яких змінюється в просторі ($\sin(\gamma \alpha)$) та часі ($\sin(\omega t)$) за гармонічним законом. При цьому магнітні поля ротора, створені проміжними парними симетричними складовими МРС, не індукують ЕРС в обмотці статора [74].

Відповідно до методу питомої магнітної провідності повітряного зазору, магнітне поле в повітряному зазорі визначається виразом [74, 83]:

$$B_s(\varphi, t) = F(\varphi, t) \lambda_s(\varphi, t), \quad (2.8)$$

де $F(\varphi, t)$ – МРС у повітряному зазорі (загалом дорівнює сумі МРС обмотки статора та обмотки ротора);

φ – кутова координата з внутрішнього кола статора;

Y_b – питома магнітна провідність повітряного зазору з урахуванням зубчастості статора та ротора (при рівномірному повітряному зазорі) виражається співвідношенням [83]:

$$Y_b(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{\delta_0} \left(Y_0 + \sum_{k=1}^{\infty} Y_{zsk} \cos(kZ_s \varphi) + \sum_{k=1}^{\infty} Y_{zrk} \cos\left(kZ_s \left(\varphi - \frac{\omega t(1-s)}{p}\right)\right) + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} Y_{zsrk,n} \cos\left((kZ_r \pm nZ_s) \varphi - kZ_s \frac{\omega t(1-s)}{p}\right) \right), \quad (2.9)$$

де μ_0 – магнітна стала;

δ_0 – номінальний повітряний зазор між статором і ротором;

Y_0 – постійна складова провідності повітряного зазору;

Y_{zs}, Y_{zr} – відносні амплітуди k -х зубцевих гармонік провідності повітряного зазору статора і ротора;

Y_{zsr} – відносні амплітуди інтерференційних зубцевих гармонік провідності, обумовлених взаємним переміщенням пазів статора і ротора;

Z_s, Z_r – число пазів статора і ротора;

ω_1 – циклічна частота напруги живлення;

s – ковзання ротора.

Магнітна провідність повітряного зазору (2.9) містить основні елементи гармоніки порядку Z_s та Z_r , що відповідають пазам статора і ротора, а також гармоніки взаємного впливу порядку $Z_r \pm Z_s$.

За наявності ексцентриситету у повітряному зазорі додатково виникають гармоніки провідності, що визначаються розкладанням провідності нерівномірного зазору в ряд Фур'є [90]:

$$Y_{bc}(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{\delta_0} \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cos(k\varphi), \quad (2.10)$$

де Y_k – амплітуда k -ої гармоніки провідності повітряного зазору.

Вираз (2.10) є додатковим доданком у формулі (2.9), крім того, нерівномірний повітряний проміжок впливає також на величини амплітуди провідностей зубцевих гармонік $\lambda_{zs}, \lambda_{zr}$ та λ_{zsr} повітряного зазору.

Враховуючи сказане можна прийти до висновку, що виникаюча механічна несправність призводить до збільшення ряду просторових гармонік у зазорі машини. Найбільш вираженими коливальними силами є:

- зубцеві гармоніки ротора, обумовлені наявністю пазів сердечника ротора:

$$f_{зГР} = \frac{k \cdot Z_r}{p} f_r \pm \frac{f_r}{p}, \quad (2.11)$$

де Z_r – число пазів ротора (кількість стрижнів).

- зубцеві гармоніки статора, обумовлені наявністю пазів у сердечнику статора:

$$f_{зГС} = f_1 \left(\frac{k \cdot Z_s}{p} \pm 1 \right), \quad (2.12)$$

де $k = 1, 2, 3 \dots$ (цілі числа);

Z_s – число пазів статора;

p – число пар полюсів.

Зробивши припущення, що при зношуванні підшипників зубцева гармоніка ротора внаслідок ексцентриситету безпосередньо взаємодіє з змінами магнітної провідності в нерівномірному повітряному зазорі, шляхом логічних міркувань можна дійти висновку, що в процесі розвитку дефекту це призведе у першу чергу до суттєвого зростання саме її амплітуди. Тож, враховуючи сказане, можна констатувати, що зношення підшипників сприяє збільшенню ступеня ексцентриситету ротора, що у свою чергу призводить до періодичної зміни магнітної провідності повітряного зазору та зміни гармонійного складу магнітної індукції в ньому. На підставі сказаного можна припустити, що зношення підшипників сприяє виникненню додаткових струмів на частотах kf_r , $f_r k/p$ та $f_r(kZ_s/p \pm k/p)$.

Було проведено серію експериментальних досліджень з використанням АД при роботі з дефектними та бездефектними підшипниками кочення. При здійсненні експериментального дослідження було прийнято наступні параметри радіального зазору для підшипника 6205 [82]: номінальний - 0,003-0,018 мм, гранично допустимий - 0,08 мм.

Для виконання експериментального дослідження було розроблено лабораторно-дослідний стенд, зображений на рис. 2.3. Обробка результатів експериментальних досліджень виконувалася з використанням авторського спеціалізованого програмного забезпечення «Fourier converter» [91] та «Fourier differentiator» [92].

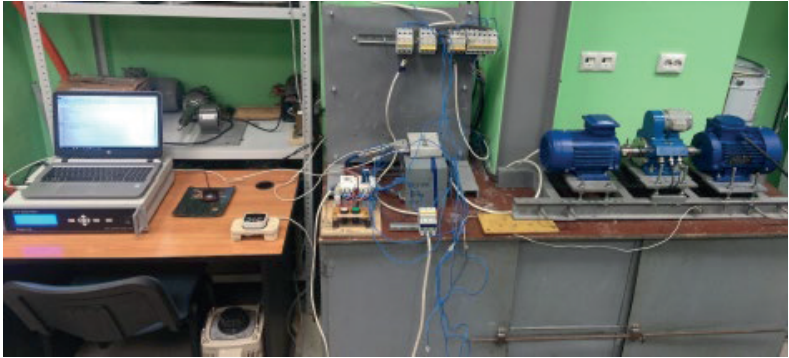


Рисунок 2.3 – Лабораторно-дослідний стенд для виконання експериментального дослідження

Випробування АД (АИР80А2) були проведені в два етапи:

- бездефектний підшипники (радіальний зазор 0,035 мм);
- дефектний підшипник (радіальний зазор 0,14 мм).

Під час експериментальних досліджень підшипники послідовно встановлювалися в передній частині двигуна, зі сторони приводу. Випробування проводилися при різних механічних навантаженнях, від режиму холостого ходу до номінального, який створюється за рахунок генератора постійного струму. Амплітудно-модульовані частоти були обрані таким чином, щоб відповідати значенням максимального спотворення при розвитку дефекту підшипникового вузла.

$$f_r k, \frac{f_r k}{p} i f_r \left(\frac{k Z_r \pm k}{p} \right), \quad (2.13)$$

де Z_r – кількість зубців ротора,
для АИР80А2 наведені в табл. 2.1.

Таблиця 2.1 – Амплітудно-модульовані частоти, що відповідають максимальному спотворенню при розвитку дефекту підшипникового вузла асинхронного двигуна АИР80А2

Потужність навантаження, кВт	Частота обертання ротора, Гц	Частоти амплітудно-модульованих коливань, Гц ($k = 1 \div 3, p = 1, Z_r = 16$)								
		kf_r та kf_r/p			$f_r(k Z_r/p + k/p)$			$f_r(k Z_r/p - k/p)$		
		$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$
0	49,83	49,83	99,66	149,49	847,11	1694,2	2541,3	747,45	1494,9	2242,4
0,5	49,11	49,11	99,22	147,33	834,87	1669,7	2504,6	736,65	1473,3	2209,9
1,0	48,25	48,25	96,5	144,75	820,25	1640,5	2460,7	723,75	1447,5	2171,3
1,5	47,5	47,5	95	142,2	807,5	1615	2422,5	712,5	1425	2137,5

Експериментальні амплітуди гармонічних складових, що відповідають частотам максимального спотворення при розвитку дефекту підшипникового вузла двигуна, отримані при дослідженні спектрального складу струму фази «А» статорного кола, наведено у табл. 2.2 – табл. 2.3.

Таблиця 2.2 – Результати експериментального дослідження при роботі з бездефектним підшипником

Потужність навантаження, кВт	Амплітуда статорного струму, А	Частоти амплітудно-модульованих коливань, Гц ($k = 1 \div 3, p = 1, Z_r = 16$)								
		kf_r та kf_r/p			$f_r(k Z_r/p + k/p)$			$f_r(k Z_r/p - k/p)$		
		$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$
0	0,18	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0	0,001	0,0	0,0
0,5	1,64	0,004	0,001	0,001	0,002	0,001	0,001	0,007	0,002	0,001
1,0	3,26	0,005	0,001	0,001	0,001	0,001	0,0001	0,007	0,002	0,001
1,5	4,89	0,004	0,001	0,001	0,002	0,001	0,0001	0,009	0,002	0,001

Таблиця 2.3 – Результати експериментального дослідження при роботі з дефектним підшипником

Потужність навантаження, кВт	Амплітуда статорного струму, А	Частоти амплітудно-модульованих коливань, Гц ($k = 1 \div 3, p = 1, Z_r = 16$)								
		kf_r та kf_r/p			$f_r(k Z_r/p + k/p)$			$f_r(k Z_r/p - k/p)$		
		$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$	$k=1$	$k=2$	$k=3$
0	0,21	0,005	0,001	0,0	0,001	0,0	0,0	0,004	0,001	0,0
0,5	1,67	0,019	0,007	0,001	0,004	0,001	0,001	0,023	0,004	0,001
1,0	3,29	0,021	0,007	0,002	0,005	0,002	0,001	0,027	0,006	0,001
1,5	4,93	0,02	0,006	0,002	0,004	0,001	0,001	0,025	0,005	0,001

Результати експериментальних досліджень, наведених у табл. 2.2 – табл. 2.3, у повній мірі підтверджують наведені вище теоретичні висновки, стосовно спотворення форми струму статора при наявності дефекту підшипникового вузла за рахунок зростання амплітуди частот, розрахованих у відповідності з (2.13).

2.1.2 Ознака наявності міжвиткового короткого замикання обмоток статора

В електричних машинах змінного струму електромагнітні сили, що діють на їх конструктивні елементи, мають частоту, у два рази більшу за частоту магнітного поля. Це зумовлено тим, що вони пропорційні модулю магнітного потоку [93]. Тобто:

$$f_{EM} = 2f_1, \quad (2.14)$$

де f_1 – частота мережі живлення.

При симетричній обмотці ротора електродинамічні сили не мають змінних компонентів і формують лише робочий момент. Якщо ж статорні струми є несиметричними, це призводить до виникнення пульсуючих складових електромагнітного моменту з подвійною частотою ковзання.

$$f_{2s} = f_1 \cdot 2s, \quad (2.15)$$

де s – ковзання АД, що може бути визначено, як:

$$s = \frac{f_1 - f_r}{f_1}, \quad (2.16)$$

де f_r – частота обертання ротора АД.

Механічні ж коливання в асинхронному двигуні, викликані електродинамічними силами, також матимуть частоту, що є удвічі більшою частоти мережі живлення. Таким чином сила електродинамічного впливу між кожною парою струмоведучих елементів також буде мати подвійну частоту відносно частоти мережі [93]:

$$f_{ED} = 2f_1, \quad (2.17)$$

У випадку ж несиметричного поля статора, коли магнітне поле має зворотну складову, виникає слабка змінна електродинамічна сила, а також момент сили з частотою:

$$f_{EM} = 2f_1, \quad (2.18)$$

У такому випадку, зазвичай, зростання амплітуди зворотної послідовності спостерігається або при несиметрії обмоток статора, або при несиметрії мережі живлення. У останньому випадку відповідні спотворення можуть бути також виявлені в системі трифазної напруги на клеммах досліджуваної машини [92].

Режим роботи електричної машини змінного струму з міжвитковим замиканням характеризується підвищенням нагріванням відповідної частини обмотки. При цьому розвиток дефекту є доволі інтенсивним [95, 96].

При роботі із симетричною обмоткою статора струми всіх фаз практично рівні між собою. Міжвиткове замикання в одній із фаз статора призводить до зменшення кількості витків в обмотці. При зниженні кількості витків обмотки відбувається збільшення відповідного фазового струму [97]. Несиметрія обмотки статора, призводить до зниження несинусоїдального розподілу МРС, і в результаті до появи вищих гармонічних магнітних полів, що обертаються з різними частотами. Через несиметрію обмоток фази будь-яка вища гармоніка МРС може мати пряму F_{vnp} і зворотну $F_{vзв}$ хвилі [98].

У роботах [99, 100] відзначається, що міжвиткові замикання в обмотці статора призводять до появи гармонічних компонентів, що визначаються співвідношення:

$$f_{st} = f_1 \left(\frac{n}{p} (1-s) \pm \nu \right), \quad (2.19)$$

де $n = 1, 2, 3$ – цілі числа;

s – ковзання;

$\nu = 6 \cdot \pm 1$ – вищі гармоніки МРС обмотки статора.

Вираз (2.19) є залежним від ковзання, тобто, у певних випадках, аналіз амплітуди гармонічних компонентів f_{st} у спектрі струму може бути неоднозначним.

Як правило, при зменшенні кількості витків у фазовій обмотці, струм зростає не тільки в пошкодженій фазі, але і в двох інших, так як зменшуються головна індуктивність і активний опір. У роботах [100, 101] відзначається, що при підвищенні струму в замкнутому контурі в пошкодженій фазі значно знижується третя гармонічна складова струму, а в непошкоджених фазах відбувається її збільшення. При виникненні міжвиткових замикань порушується МРС третьої гармоніки у фазних обмотках. У цих випадках МРС третіх гармонік у трьох фазах статора являє собою несиметричну систему, і їх сума не дорівнює нулю.

Результуюче магнітне поле несиметричної обмотки статора є некруговим і пульсує з частотою потоку. З ростом ступеня несиметричності обмотки статора збільшуються додаткові гармоніки МРС.

Ковзання для вищих гармонік може бути визначено наступним чином:

$$s_\nu = 1 - \nu \cdot (1 - s). \quad (2.20)$$

А магнітний потік ν -го порядку гармонік статора обертається з частотою:

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu}. \quad (2.21)$$

З сказаного випливає, що в симетричній трьохфазній обмотці статора виникають вищі гармоніки порядку $\nu = 6 \cdot \pm 1$. При несиметричній обмотці статора окрім непарних гармонік порядків, визначених $\nu = 6 \cdot \pm 1$, внаслідок несправності додатково виникають гармоніки МРС парних і дробових порядків.

Разом з цим, несиметрія обмотки статора не завжди призводить до збільшення амплітуди всіх непарних гармонік [100], що обумовлюється миттєвою зміною значення індуктивності від кожного положення ротора відносно статора. Враховуючи це для діагностики міжвиткових замикань пропонується у першу чергу опиратися на зміни амплітуди парних гармонік струму.

Варто також відзначити, що зростання амплітуд парних гармонік може бути обумовлено і іншими несправностями (ексцентриситет, обрив стержня ротора тощо). Проте, основним маркером несиметрії обмотки статора є основна гармоніка f_1 , і наступна модуляція парних гармонік на частотах $2f_1 \div 10f_1$.

Було проведено серію експериментальних досліджень з використанням АД при роботі з асиметричним статорним колом. При здійсненні експериментального дослідження було використано лабораторно-дослідний стенд, показаний на рис. 2.3. Дефект імітувався шляхом введення у статорне кола фази В та С додаткових резисторів, що створювали асиметрію струму статорного кола. Дослідження проводилися з використанням асинхронного двигуна АИР80А2. Результати експерименту наведені у табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Результати експериментального дослідження асинхронного двигуна АИР80А2 при роботі з асиметричним статорним струмом

Потужність навантаження, кВт	Значення додаткових опорів у фазах В та С, Ом	Амплітуда статорного струму, А	Амплітуди досліджуваних гармонік, Гц				
			$2f_1$	$4f_1$	$6f_1$	$8f_1$	$10f_1$
			100	200	400	800	1000
0	0	0,18	0	0	0	0	0
	0,2	0,23	0,04	0,02	0,01	0	0
	0,4	0,28	0,7	0,03	0,02	0,01	0
0,5	0	1,67	0	0	0	0	0
	0,2	1,78	0,07	0,03	0,02	0,01	0
	0,4	1,94	0,09	0,06	0,04	0,02	0,01
1,0	0	3,29	0	0	0	0	0
	0,2	3,45	0,08	0,05	0,03	0,02	0,01
	0,4	3,58	0,1	0,07	0,05	0,03	0,02

Результати експериментальних досліджень, наведених у табл. 2.4 у повній мірі підтверджують зроблені вище припущення про зростання амплітуди парних гармонік струму статора, як наслідок зростання ступеня несиметрії статорного струму трифазної електричної машини.

2.2 Розробка методики побудови та обґрунтування доцільності використання огинаючої діаграми статорних струмів при вирішенні задачі діагностування

При симетричній обмотці статора струми в обмотках мають форму, наближену до синусоїдальної, і, як наслідок, постійна складова є відсутньою. При несиметрії обмотки статора, викликаній різного роду дефектами, форма струмів в обмотках відхиляється від синусоїдальної [102].

Загальний вигляд огинаючої осцилограми струму на рис. 2.4 зображено суцільною лінією, а глибина модуляції m позначена штриховою лінією. Таким чином, у разі виникнення дефекту у машини споживаний струм додатково модулюється гармонійними складовими, що призводить до появи додаткових гармонік та субгармонік у частотному спектрі на різних частотах.

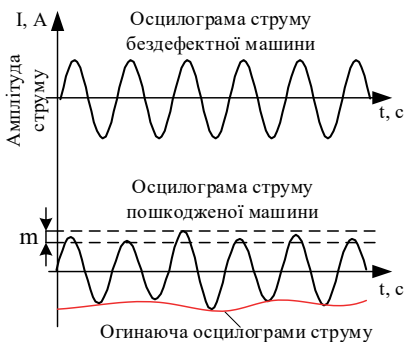


Рисунок 2.4 – Періодична амплітудна модуляція струму в часовій області

Як було показано раніше, коливання струму через знос підшипників та

міжвиткове коротке замикання статорної обмотки знаходяться в низькочастотній та середньочастотній областях спектра. Тож огинаючі низькочастотних і середньочастотних коливань доцільно отримувати шляхом застосування перетворення Гільберта [102, 103].

Перетворення Гільберта здійснює поворот початкових фаз всіх частотних складових сигналу на кут, рівний 90° (зсув на $\pi/2$), при цьому не змінюються амплітудні співвідношення у спектрі сигналу, а лише видаляється постійна складова [103, 104]. В спектрі струму на основі огинаючої осцилограми домінуюча гармоніка – частота $f_0 = 0$ Гц, що пов'язано з тим, що оператор Гільберта має функцію $h(t) = \frac{1}{\pi t}$. На рис. 2.5 зображено основний відрізок форми оператора Гільберта та вигляд перетворення сигналу [104, 105].

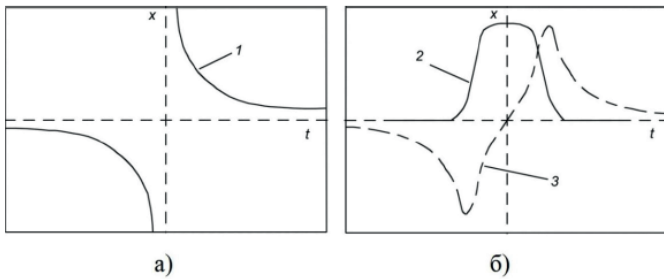


Рисунок 2.5 – Перетворення Гільберта: а) оператор Гільберта; б) вихідний та сполучений сигнали

На рис. 2.5 крива 1 – оператор Гільберта $h(t) = \frac{1}{\pi t}$, крива 2 – початковий сигнал $i(t)$, крива 3 – $h[i(t)]$ спряжений сигнал [104]. Отже, коли $i(t)$ (вихідний сигнал) проходить через максимум, $h[i(t)]$ (спряжений сигнал) сигнал проходить через нуль.

Несправність у роботі електричної машини призводить до періодичної амплітудної модуляції струму, у зв'язку з чим можна представити сигнал збурення-модуляції у вигляді тригонометричної функції косинуса. Тож опишемо амплітудно-модульовану осцилограму струму, при якому амплітуда модульована за

законом косинуса [102]:

$$i(t) = i_1 \cos(\omega_1 t) [1 + i_m \cos(\omega_m t)], \quad (2.22)$$

де i_1 – амплітуда основної гармоніки струму, А;

i_m – глибина модуляції, А;

ω_m – частота модуляції, с^{-1} .

Для виділення огинаючої осцилограми струму використаємо перетворення Гільберта:

$$\overline{i_{oc}}(t) = i(t) + jh[i(t)], \quad (2.23)$$

де $h[i(t)]$ – уявна компонента, яка є спряженою складовою до вихідного сигналу, яка визначається шляхом прямого перетворення Гільберта:

$$h[i(t)] = \frac{1}{\pi t} \cdot i(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{i(\tau)}{t - \tau} d\tau. \quad (2.24)$$

Вираз (5.55) показує, що перетворення Гільберта є результатом згортки сигналу $i(t)$ з функцією $h(t) = \frac{1}{\pi t}$. Використовуючи (2.23) для осцилограми струму $i(t)$ модуль та фаза його огинаючої обчислюватиметься за виразами:

$$A(t) = \sqrt{i^2(t) + h[i(t)]^2}, \quad (2.25)$$

$$\varphi(t) = \text{arctg} \left(\frac{h[i(t)]}{i(t)} \right). \quad (2.26)$$

Враховуючи (2.25) та (2.26), вираз (2.23) може бути записане наступним чином:

$$\overline{i_{oc}}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}. \quad (2.27)$$

Використовуючи (2.27), аналітичний сигнал огинаючої для осцилограми струму (2.22) запишемо як:

$$\overline{i_{oc}}(t) = i_1 [1 + i_m \cos(\omega_m t)] e^{j\varphi(t)}. \quad (2.28)$$

Відношення (2.28) показує, що аналітичний сигнал огинаючої містить періодичні коливання з глибиною модуляції i_m і частотою ω_m , які характеризують зміни в осцилограмі струму (2.22) внаслідок несправності двигуна.

Оскільки демодуляція за допомогою перетворення Гільберта дозволяє досліджувати спектр без основної складової струму на частоті f_l [104, 105], то з урахуванням попередніх положень [9, 86, 102] можна записати аналітичні рівняння, що характеризують зміни струмів внаслідок періодичної амплітудної модуляції.

Тоді для несправного асинхронного двигуна з зносом підшипників маємо:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_a(t) = \sum_{v=1}^{\infty} i_{mmf}^v \cos(\omega_1 t - \phi_1) \left[\begin{array}{l} 1 + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr}^v \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p}\right) t - \phi_{r\pm\lambda}\right) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p}\right) t - \phi_{r\pm Zr}\right) \end{array} \right], \\ i_b(t) = \sum_{v=1}^{\infty} i_{mmf}^v \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} - \phi_1\right) \left[\begin{array}{l} 1 + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr}^v \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p}\right) t - \phi_{r\pm\lambda}\right) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p}\right) t - \phi_{r\pm Zr}\right) \end{array} \right], \\ i_c(t) = \sum_{v=1}^{\infty} i_{mmf}^v \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} - \phi_1\right) \left[\begin{array}{l} 1 + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr}^v \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p}\right) t - \phi_{r\pm\lambda}\right) + \\ + \sum_{v=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^v \cos\left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p}\right) t - \phi_{r\pm Zr}\right) \end{array} \right], \end{array} \right. \quad (2.29)$$

де модульовані коливання складових струмів i_{fr}^v , $i_{fr\pm\lambda}^v$ та $i_{fr\pm Zr}^v$ в бездефектній електричній машині наближаються до нуля.

З урахуванням (2.28) перетворимо (2.29) для отримання аналітичних співвідношень огинаючих осцилограм струмів при зносі підшипників:

$$\begin{aligned}
\overline{i_{a.o\epsilon}}(t) &= \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{mmf}^{\nu} \cos \left[\begin{aligned} &1 + \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr}^{\nu} \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \right) t - \phi_{r\pm\lambda} \right) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right) t - \phi_{r\pm Zr} \right) \end{aligned} \right] \cdot e^{j(\omega_r t - \phi_1)}, \\
\overline{i_{b.o\epsilon}}(t) &= \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{mmf}^{\nu} \cos \left[\begin{aligned} &1 + \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr}^{\nu} \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \right) t - \phi_{r\pm\lambda} \right) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right) t - \phi_{r\pm Zr} \right) \end{aligned} \right] \cdot e^{j\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \phi_1\right)}, \\
\overline{i_{c.o\epsilon}}(t) &= \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{mmf}^{\nu} \cos \left[\begin{aligned} &1 + \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr}^{\nu} \cos(\omega_r t - \phi_r) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm\lambda}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \right) t - \phi_{r\pm\lambda} \right) + \\ &+ \sum_{\nu=1}^{\infty} i_{fr\pm Zr}^{\nu} \cos \left(\omega_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right) t - \phi_{r\pm Zr} \right) \end{aligned} \right] \cdot e^{j\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3} - \phi_1\right)}. \quad (2.30)
\end{aligned}$$

Отримані співвідношення (2.30) показують, що у огибаючих осцилограм струмів присутня постійна складова результуючих МРС обмотки статора та змінні складові амплітудно-модульованих гармонік через несправність двигуна.

При діагностиці роботи трифазних електричних машин з зносом підшипників можна виділити кілька характерних ознак:

- гармонічні складові $f_1 \pm \nu \cdot f_r$, обумовлені модуляцією струму і частотою обертання ротора;

- гармонічні складові $f_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \right)$, які обумовлені періодичними змінами

магнітної провідності повітряного зазору внаслідок ексцентриситету;

- гармонічні складові $f_r \left(1 \pm \frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right)$, пов'язані з періодичним взаємодією зубцевих гармонік ротора і змінами магнітної провідності повітряного зазору внаслідок ексцентриситету.

Зважаючи на це, видно, що в виразі $f_l \pm \nu f_r$ перша складова є основною гармонікою мережі живлення f_l , а другою складовою модулюються внаслідок несправності. Перетворення Гільберта дозволяє отримати огинаючі осцилограми струмів та їх спектри, що містять амплітудно-модульовані коливання без домінуючої складової f_l . При розгляді електричної машини з числом пар полюсів $2p = 2$, частота обертання ротора наближено дорівнює частоті живильної мережі $f_r \approx f_l$. Зважаючи на це, у спектрі огинаючих осцилограм струмів слід аналізувати наступні амплітудно-модульовані коливання складових струмів при роботі з зносом підшипників:

$$v \cdot f_r, \frac{v \cdot f_r}{p} \text{ і } f_r \left(\frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right).$$

Дослідження огинаючої осцилограми струму дозволяє аналізувати спектр, що містить амплітудно-модульовані коливання (низькочастотні коливання) за відсутності домінуючої складової на частоті живильної мережі f_l . Слід зазначити, що амплітудно-модульовані коливання, що характеризують знос підшипників, також містяться в класичному спектрі на основі початкової осцилограми струму, але їх порівняльний аналіз є ускладненим через домінуючу складову струму. Для електричної машини з справними підшипниками амплітудно-модульовані коливання на частотах $v \cdot f_r, \frac{v \cdot f_r}{p}$ і $f_r \left(\frac{k}{p} \pm \frac{kZ_r}{p} \right)$ знаходяться на рівні загального шуму серед спектрального складу.

Оскільки аналізуються лише амплітудно-модульовані коливання без основної складової струму, спектр огинаючої осцилограми струму слід виконувати в лінійній шкалі (А/Гц), що сприяє певному підвищенню очевидності при графічному аналізі на відмінно від логарифмічної шкали (дБ/Гц).

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА КОНЦЕПЦІЇ ПОБУДОВИ СИСТЕМИ ДІАГНОСТУВАННЯ ТА ЇЇ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ

3.1 Концепції побудови системи прийняття рішень про наявність дефекту

Однією з головних тенденцій розвитку сучасної науки є збільшення питомої ваги систем, що можуть бути віднесені до класу систем з виключною складністю [54, 106]. Головною особливістю систем цього класу є наявність великої кількості зв'язків та (або) факторів впливу, класичний математичний опис яких є неможливим або недоцільним внаслідок суттєвого зростання складності моделі, що робить її непридатною для практичного застосування [107].

Враховуючи масштаби суспільного запиту на наукові підходи, які можуть бути використані для розв'язання задач зазначеного класу, є цілком логічним активний розвиток методів, що виходять за межі класичного математичного моделювання. І хоча на сьогоднішній день зазначений клас задач усе ще традиційно вирішується з застосуванням методу експертного висновку [108], проте є очевидним, що сучасний рівень розвитку науки та техніки потребує інших, більш швидких, автоматизованих, а, отже, і менш трудомістких підходів, які можуть бути використані для побудови технічних систем оперативного реагування. До таких підходів можна віднести відносно нові напрямки машинного навчання та нейро-подібного моделювання [109, 110].

Виключна складність при формуванні вібро-акустичних параметрів обертової електричної машини пов'язана з динамічністю збурюючих впливів, обумовлених як змінним навантаженням, так і доволі складною конструкцією її механічної частини, що включає у себе значну кількість просторово розподілених елементів з пружними та в'язкими зв'язками [111, 112].

Оскільки побудова чіткої математичної моделі механічних зв'язків обертової електричної машини є практично не можливою, останню доцільно розглядати як «чорну скриньку». Тобто моделювати не її структуру, а зовнішнє функціонування [113]. Тому для вирішення поставленої задачі пропонується застосування штучної нейронної мережі (ШНМ), специфіка якої полягає у її здатності адаптуватися фактично до будь-якого об'єкта діагностування, враховуючи на етапі навчання усі його як конструктивні особливості, так і особливості умов його експлуатації. Ця здатність обумовлена налаштуваннями, вбудованими в структуру нейронної мережі. Таким чином, можна спостерігати її розвиток на всіх його етапах, здійснюючи на нього за потребою спрямований вплив [114]. А так як на сьогоднішній день експертні нейромережеві системи усе ще не достатньо інтегровані у системи технічного діагностування, то розробка підходів до їх імплементації для вирішення описаної науково-технічної задачі, вочевидь, матиме велике як наукове, так і прикладне значення.

Формулюємо основні вимоги до структури такої ШНМ [4]:

- Мережа має вміти компенсувати вплив режимів роботи (швидкість, струм, момент, напруга).
- Має бути здатною виявляти нелінійні залежності між параметрами.
- Має підтримувати мультитаск-архітектуру: класифікацію «норма/дефект» та класифікацію типів дефектів.

З урахуванням цього було запропоновано нейромережу, що складається з двох автономних частин. Перша частина представлена багатошаровою повнозв'язною модефікованою мережею Елмана, що може містити від 3 до 6 прихованих шарів нейронів та здійснює безпосереднє прийняття рішення про імовірність наявності одного з восьми найбільш імовірних дефектів трифазних електричних машин змінного струму.

Рекурентна мережа Елмана характеризується частковою рекурентністю у формі зворотного зв'язку між першим прихованим і вхідним шаром нейронів, що реалізується за допомогою одиничних елементів запізнення Z^{-1} [115, 116]. Така архітектура штучної нейронної мережі дозволяє здійснити пригнічення

випадкових викидів вхідного вектора ознак, чутливих до наявності найбільш імовірних дефектів, за рахунок врахування інерційності розвитку дефектів, а також опосередковано скорегувати виходи нейронів S-шару у відповідності з поточним режимом роботи електричної машини.

Нормування вхідного вектора ознак, чутливих до наявності найбільш імовірних дефектів, здійснюється у S-шарі багатшарової нейронної мережі за методом LayerNorm, що нормалізує входи в межах одного прикладу даних (по всіх ознаках). Зазначений метод забезпечує стабільніший градієнт, швидше навчання, кращу узагальнювальну здатність, не залежить від розміру батчу і є ключовим для Трансформерів та РНН.

Вихідний блок нейронної мережі являє собою вісім нейронів R-шару, вихідний сигнал кожного з яких є пропорційним імовірності наявності відповідного дефекту.

Друга, автономна частина нейронної мережі являє собою тришарову повнозв'язну структуру з одним вихідним нейроном, на виході якого формується сигнал, що характеризує поточний режим роботи електричної машини (його потенційний вплив на значення вхідного вектору першої частини нейронної мережі). На вхід цієї автономної частини ШНМ подається вектор параметрів, чутливих до режиму роботи електричної машини (кутова швидкість, кутове прискорення, діюче значення струму статора, момент навантаження тощо). Особливістю цієї автономної структури є можливість її незалежного навчання, в тому числі з використанням технології Transfer Learning, що дозволяє при передексплуатаційному налаштуванні системи діагностування застосувати «стандарти» для даного типу електричних машин вагові та порогові коефіцієнти зазначеної частини мережі, що істотно пришвидшує процес навчання ШНМ в цілому.

Структурна схема, що відображає архітектуру запропонованої нейронної мережі, призначеної для формування імовірнісного висновку про наявність дефектів трифазних обертових електричної машини, наведена на рис. 3.1.

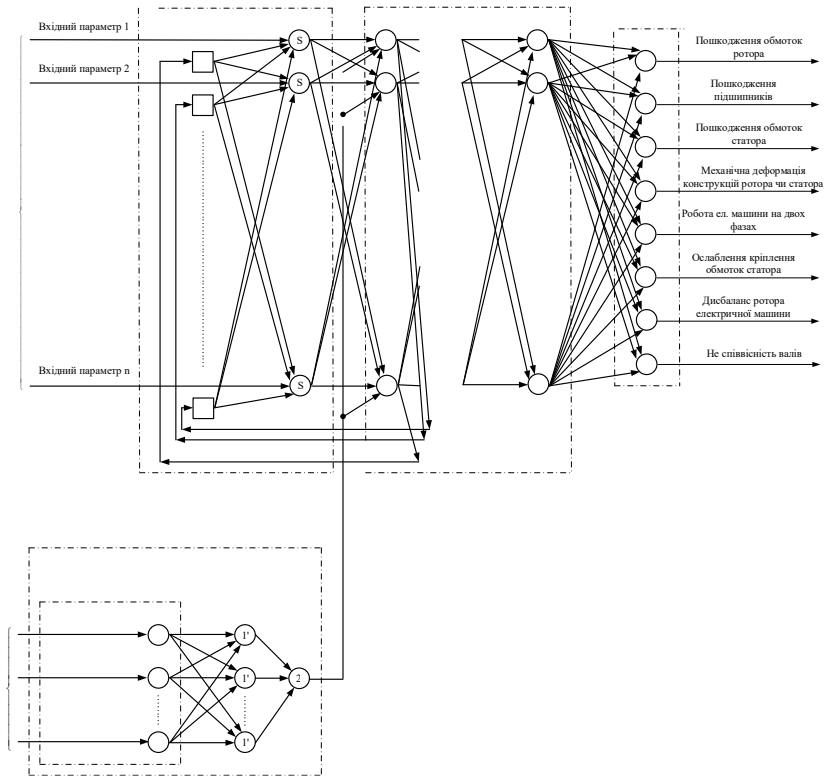


Рисунок 3.1 – Структура штучної нейронної мережі, призначеної для формування імовірнісного висновку про наявність дефектів трифазних обертових електричної машини

Активация кожного з нейронів ШНМ відбувається у випадку, коли сумарний зважений вхідний сигнал перевищує порогове значення відповідного нейрона. У якості активаційних функцій нейронів використані сигмоїди. В цьому випадку функція активації i -го нейрона матиме вигляд:

$$\phi(a_i) = \text{sign}\left(\sum_{j=1}^M w_{ij} x_{ij} - \Theta_i\right), \quad (3.1)$$

x_{ij} – поточне значення j -го входу, що поступає на i -ий нейрон;

w_{ij} – ваги j -го входу i -го нейрона;

Θ_i – порогове значення i -го нейрона.

Ваги та порогові значення нейронів запропонованої штучної ШНМ формуються у результаті передексплуатаційного навчання на основі статистичної інформації про особливості роботи електричних машин досліджуваного класу.

Слід відзначити, що логічний висновок такої системи, сформований нейронами R-шару, носитиме імовірнісний характер. А критерієм прийняття рішення про наявність відповідного дефекту виступатиме перевищення певного встановленого значення імовірності його наявності, сформованої нейронами відповідного шару.

3.2 Апаратна структура системи діагностування

Для вирішення задачі побудови апаратної структури багатфункціональної цифрової системи дьягностування було запропоновано структурну схему, що наведена на рис. 3.2.

Запропонована система призначена для неперервного слідкування за ключовими технологічними параметрами обертової електричної машини та дозволяє виявити моменти зародження дефектів на основі автоматизованого отримання вимірювальної інформації, її передачі, зберігання, обробки і представлення у вигляді, зручному для сприйняття оператором. Дана система являє собою комплекс апаратних та програмних засобів. До складу апаратних засобів входять такі основні блоки та вузли: вимірювальні канали, перетворювачі інтерфейсу RS 232 – RS 485, лінії зв'язку інтерфейсу RS 485, вимірювальні канали додаткових параметрів (у тому числі і штатні), сервер, блок живлення.

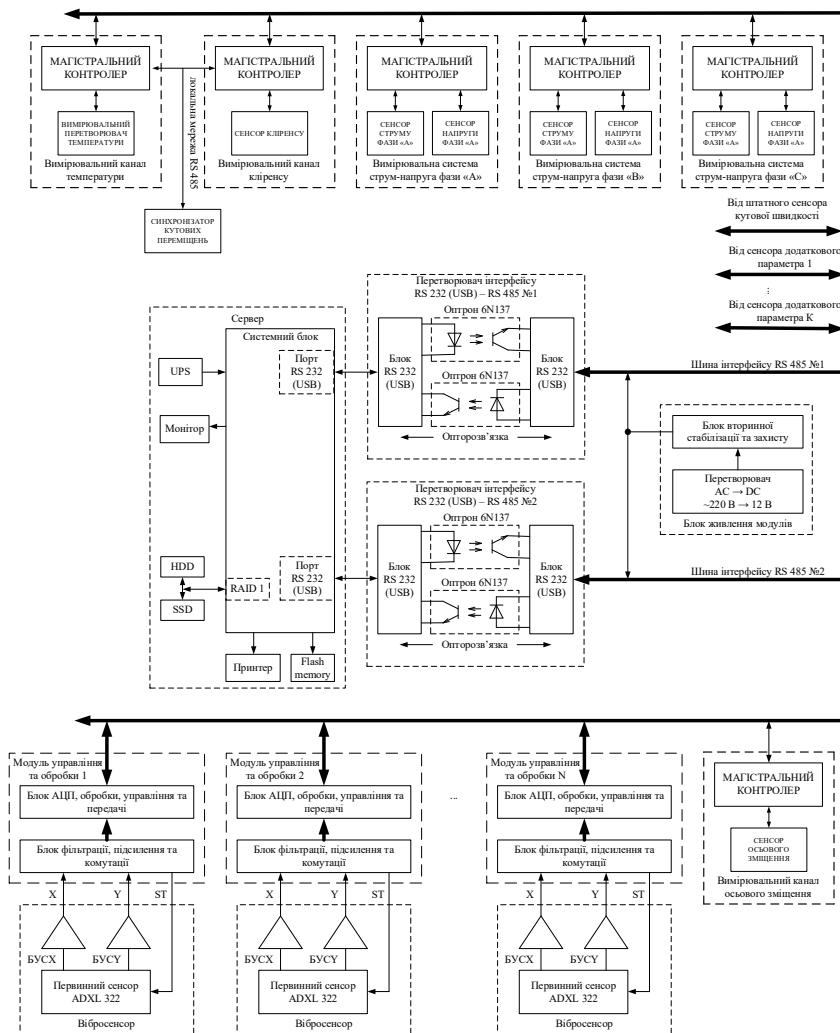


Рисунок 3.2 – Структурна схема системи діагностування

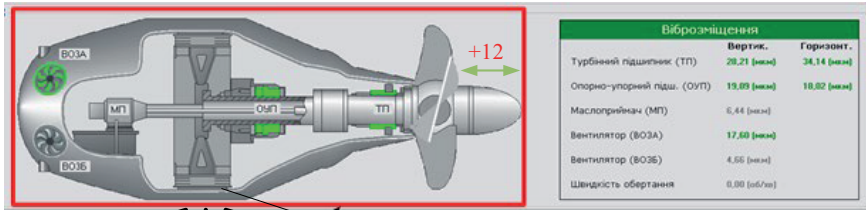
Вимірювальні канали температури, кліренсу, струмів та напруг на обмотках статора забезпечують отримання первинної вимірювальної інформації та її попередню обробку. Потім ця інформація через першу шини інтерфейсу RS-485

передається в перший перетворювач інтерфейсу RS-485 в RS-232 (USB) та поступає в сервер.

Вимірювальні канали вібрації за допомогою вібросенсорів, які закріплені на вибраних вузлах електричної машини, та модулів управління та обробки (УО) забезпечують отримання первинної вимірювальної інформації про вібро-акустичний стан машини та його попередню обробку [117, 118]. Управління УО здійснюється з використанням спеціалізованого програмного забезпечення «Vibration measurement» [119]. Потім ця інформація через другу шину інтерфейсу RS-485 передається в другий перетворювач інтерфейсу RS-485 в RS-232 (USB) та поступає в сервер. Додатково через другу шину інтерфейсу RS-485 та другий перетворювач інтерфейсу у сервер подається інформація про рух ротора вздовж осі валу електричної машини, що формується вимірювальним каналом осевого зміщення ротора.

У сервері програмно реалізуються два автономних блоки: підсистеми поточного моніторингу та ШНМ. Обробка вимірювальної інформації, а також керування системою моніторингу здійснюється в сервері за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення [32, 92, 120].

Система забезпечує постійний контроль поточних параметрів машини і сигналізує про перевищення максимально допустимих значень (звукова та світлова сигналізація) та вказує на мнемосхемі оператору місце виникнення потенційного дефекту та імовірність його зародження. В процесі моніторингу на мнемосхемі електричної машини виводиться інформація про поточні значення технологічних параметрів в числовому вигляді з вузлів, на яких стаціонарно закріплені сенсори. Всі результати вимірювань зберігаються в архівах сервера, що дозволяє проглядати їх динаміку. Зовнішній вигляд одного з віком мнемосхеми спеціалізованого програмного забезпечення наведено на рис. 3.3.



$d_x = 114 \text{ мкм}$

	A	B	C
I, A	29,7	29,7	29,7
U, B	223	223	222

Спектральні складові струму та напруги

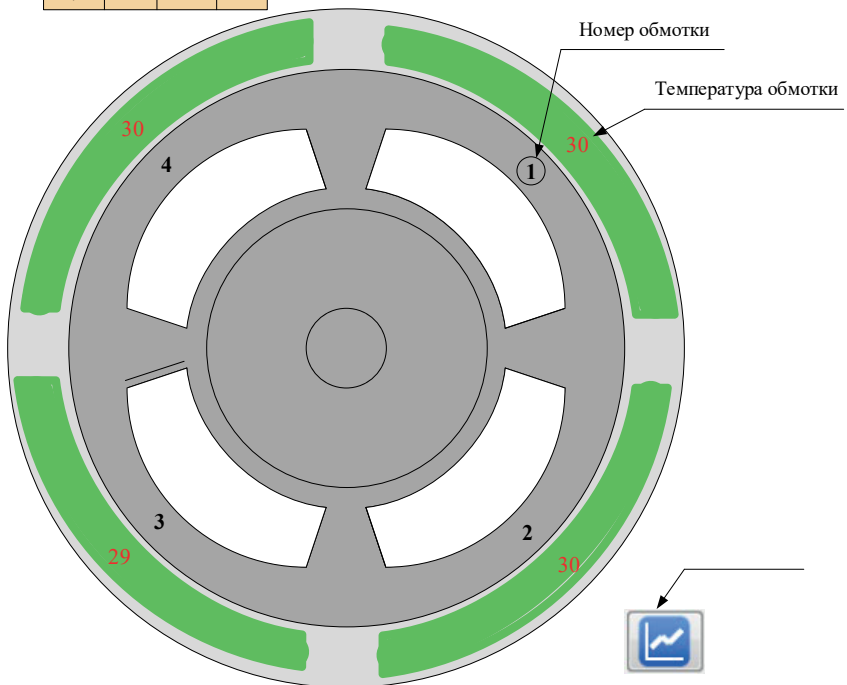


Рисунок 3.3 – Мнемосхеми спеціалізованого програмного забезпечення

Додатково у спеціалізованому програмному забезпеченні передбачене діалогове вікно, що при відсутності висновку про наявність дефекту може бути

викликане у ручному режимі, призначене для оперативного ознайомлення оператора з поточним технічним станом машини шляхом візуалізації поточної ймовірності розвитку основних видів дефектів. Зовнішній вигляд зазначеного діалогового вікна наведений на рис. 3.4 [121].

ПРОГНОЗОВАНА ймовірність розвитку дефектів	
Вид дефекту	Ймовірність розвитку
Пошкодження обмоток ротора	1 %
Пошкодження підшипників	2 %
Пошкодження обмоток статора	3 %
Механічна деформація конструкцій ротора чи статора	17 %
Робота електродвигуна на двох фазах	2 %
Обрив чи ослаблення кріплення стержня в білячій клітці	1 %
Дисбаланс ротора електродвигуна	3 %
Не співвісність валів	0 %

Рисунок 3.4 – Діалогове вікно, призначене для оперативного ознайомлення оператора з поточним технічним станом електричної машини

При прийнятті системою рішення про наявність дефекту (досягнення ймовірністю його розвитку деякого порогового значення) з сервера передається команда на аварійну зупинку електричної машини та здійснюється інформування про це оператора шляхом аварійної сигналізації.

Сигнал на попередження відображається на мнемосхемі та у діалоговому вікні для оперативного ознайомлення оператора з поточним технічним станом електричної машини при наблизненні імовірності розвитку дефекту до встановленого порогового значення (рис. 3.4, дефект «Механічна деформація конструкції ротора чи статора»).

Система діагностування починає свою роботу з автоматичного самотестування. Після успішного проходження тесту на екрані монітору з'явиться надпис «Система в нормі».

В процесі роботи система періодично здійснює автоматичне самотестування, оновлюючи його результати описаним вище способом на екрані монітора. Передбачається також і можливість здійснення дострокового ручного запуску самотестування за командою оператора.

Для забезпечення роботи вимірювального каналу в складі системи діагностування обертових електричних машин використано перетворювач інтерфейсу мережі RS-485 в інтерфейс користувача RS-232, що є стандартним пристроєм для переважної більшості цифрових вимірювальних каналів.

ВИСНОВКИ

В роботі, на основі виконаних досліджень, було розроблено високоінформативні критерії наявності соновних дефектів обертових електричних машин змінного струму та експериментально доведено їх ефективність. Запропоновано принцип реалізації та архітектуру універсальної багатофункціональної цифрової системи діагностування, а також розроблено її стандартизований інтерфейс користувача.

Основні наукові та прикладні результати роботи такі:

1. Теоретично та експериментально доведено наявність сильних кореляційних зв'язків між часовими реалізаціями віброприскорення у просторово рознесених точках та різних координатних осях електричної машини в усталеному режимі роботи. Вперше запропоновано нові високоінформативні ознаки наявності збуджуючих чинників вібро-акустичного сигналу, що містять у собі інформацію про амплітуди та просторові локалізації некомпенсованих збуджуючих сил, безпосередньо пов'язаних з причинами їх виникнення, вплив яких викликає появу вібрацій під час роботи обертових електричних машин. Теоретично та експериментально доведено та обґрунтовано справедливість їх функціонального зв'язку та доцільність використання. Визначено та теоретично обґрунтовано тривалість часових реалізацій вимірювальної величини, що доцільно використовувати при отриманні коефіцієнтів взаємкореляції вібросигналів у досліджуваних вузлах. Встановлено, що тривалість таких реалізацій повинна бути кратною періоду обертання ротора електричної машини. Адаптовано математичну модель розрахунку коефіцієнтів взаємкореляції з урахуванням особливостей виникнення та фізичної природи вібросигналу, що дозволило значно спростити аналітичні розрахунки, необхідні для отримання взаємкореляційних коефіцієнтів.

2. Вперше запропоновано інтегральні високоінформативні числові критерій оцінки впливу неврівноваженості ротора, зростання навантаження, асиметрії струмів у статорному колі та дефектів підшипників на коефіцієнти

вейвлет-перетворення у вигляді середньоквадратичного значення вейвлет коефіцієнтів інформативних смуг частот при дослідженні часового інтервалу, що значно перевищує період обертання ротора електричної машини. Показано, що зазначені критерії мають понижено чутливість до впливу неінформативних одиничних збурень, які можуть виникати в процесі роботи електричної машини.

3. Теоретично встановлено та експериментально підтверджено особливості впливу дефектів підшипників та дефектів ізоляції статорних обмоток трифазних електричних машин змінного струму на гармонічний склад їх статорного струму та доведено перспективність використання амплітуд його визначених спектральних складових у якості діагностичних ознак наявності відповідних дефектів. Теоретично доведено та експериментально підтверджено, що зношення підшипників сприяє зростанню амплітуди струму на частотах kf , $f_r k/p$ та $f_r(kZ_r/p \pm k/p)$, тоді як наявність дефектів ізоляції обмоток статора призводить до зростання амплітуд парних гармонік на частотах $2f_1 \div 10f_1$. Теоретично обґрунтовано доцільність застосування перетворення Гільберта при здійсненні струмової діагностики трифазних електричних машин. Запропоновано методику виконання такого перетворення. Показано, що застосування запропонованого підходу дозволяє вилучити з графіка зміни струму основну складову, що відповідає частоті мережі живлення, залишаючи у результуючій огинаючій лише низькочастотні гармонічні складові, які можуть використовуватися у якості діагностичних ознак дефектів зазначених типів.

4. Запропоновано використання нестандартної штучної нейроподібної мережі, як ключового елемента формування логічного висновку про розвиток дефекту. Розроблено та обґрунтовано архітектуру ШНМ на основі модифікованої архітектури Елмана. Запропоновано методику навчання нейронної мережі, що забезпечує пришвидшену збіжність та високу узагальнюючу здатність. Виходом такої системи є імовірнісна характеристика наявності найбільш імовірних дефектів обертових електричних машин. Реалізована у відповідності з запропонованою структурою ШНМ дозволить ефективно вирішувати задачу експертної оцінки технічного стану електричної

машини при умові оперативного надходження на її входи векторів вхідних параметрів, чутливих до наявності дефектів та режиму роботи електричної машини.

5. Запропоновано принцип реалізації та архітектуру універсальної багатофункціональної цифрової системи діагностування обертових електричних машин змінного струму. Дана система являє собою комплекс апаратних та програмних засобів, що включає у себе вимірювальні канали, два перетворювачі інтерфейсу RS 232 – RS 485, магістральні лінії зв'язку RS 485, сервер, у межах якого реалізуються підсистеми поточного моніторингу і штучна нейронна мережа та блок живлення. Програмними алгоритмами роботи системи передбачено аналітичний розрахунок високоінформативних критеріїв, що характеризуються підвищеною чутливістю та вираженістю до найбільш імовірних дефектів обертових електричних машин.

6. Розроблено стандартизований інтерфейс користувача системи діагностування та її програмно-алгоритмічне забезпечення. Показано, що архітектура та алгоритм функціонування системи діагностування передбачає можливість апаратного нарощування кількості вимірювальних каналів та гнучкого програмного переналаштування системи залежно від особливостей об'єкта діагностування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Bhanu P. R. R. The Role of Feature Engineering in Machine Learning: Techniques, Challenges, and Automation with Data Engineering. *Iconic research and engineering journals*. 2025. Volume 8, Issue 10. P. 805–823.
2. Noura H. N., Allal Z., Salman O., Chahine K. Feature engineering for fault detection and diagnosis in Power Transmission Lines using a tree-based approach. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*. 2025. Volume 12. 22 p. DOI: 10.1016/j.prime.2025.100991
3. Kukshev V. I. Classification of Artificial Intelligence Systems. *Economic Strategies*. 2020. Volume 144. P. 58–67. DOI: 10.33917/es-6.172.2020.58-67
4. Граняк В. Ф. Концепції вибору діагностичних ознак інтелектуальної систем діагностування обертових електричних машин. *Розвиток наукової думки постіндустріального суспільства: сучасний дискурс - 2022*. Збірник праць II Міжнародної наукової конференції (Львів, 18 листопада). Вінниця: «Європейська наукова платформа», 2022. С. 216–218.
5. Граняк В. Ф. Методи та засоби вимірювання вхідних параметрів систем діагностування обертових електричних машин змінного струму: монографія. Вінниця: ТОВ ТВОРИ, 2024. 195 с.
6. Лавренова Д. Л., Хлистов В. М. Основи метрології та електричних вимірювань: навчальний посібник. Київ: НТУУ «КПІ», 2016. 123 с.
7. Guannan L., Yunpeng H., Jiangyan L., Xi F. et al. Review on Fault Detection and Diagnosis Feature Engineering in Building Heating, Ventilation, Air Conditioning and Refrigeration Systems. *IEEE Access*. 2020. 99 p. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3040980.
8. Bienefeld Ch., Becker-Dombrowsky F. M., Shatri E., Kirchner E. Investigation of Feature Engineering Methods for Domain-Knowledge-Assisted Bearing Fault Diagnosis. *Entropy (Basel)*. 2023. Volume 25 (9). 15 p. DOI: 10.3390/e25091278
9. Hraniak V., Kupchuk I., Zlotnitskyi V., Saftyuk Y. Features of the influence of the technical parameters of asynchronous motor on the formation of it's three-phase

- stator current system. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2024. №2 (125). С.125-130. DOI: 10.37128/2520-6168-2024-2-14
10. Hraniak V., Saftyuk Y. Features of the influence of a short circuit of the stator winding of an induction motor on the spectral composition of its stator current. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2024. №3 (126). С.75–79. DOI: 10.37128/2520-6168-2024-3-8
 11. Харченко В. О. Основи машинного навчання: навчальний посібник. Суми: Сумський державний університет, 2023. 264 с.
 12. Кухарчук В. В., Кацев С. Ш., Граняк В. Ф., Биковський С. О. Дискретні вейвлет-перетворення в діагностуванні гідроагрегатів: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2019. 118 с.
 13. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Kucheruk V. Y., Khassenov A. Using instantaneous cross-correlation coefficients of vibration signals for technical condition monitoring in rotating electric power machines. *Bulletin of the Karaganda University. «Physics» series*. 2018. Issue 1. P. 72–80.
 14. Граняк В. Ф. Використання дискретного вейвлет аналізу вібро-акустичного сигналу для виявлення дебалансу ротора обертових електричних машин. *Прикладні науково-технічні дослідження - 2021*. Збірник праць V Міжнародної науково-практичної конференції (Івано-Франківськ, 5-7 квітня). Івано-Франківськ, 2021. С. 184–187.
 15. Граняк В. Ф., Гайдамак О. Л. Використання дискретного вейвлет-аналізу вібро-акустичного сигналу для виявлення асиметрії живлення обертових електричних машин змінного струму. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2021. №2 (101). С. 62–70. DOI: 10.37128/2306-8744-2021-2-7
 16. Граняк В. Ф. Використання дискретного вейвлет-аналізу вібросигналу для виявлення дефектів обертових електричних машин. *Оптимальне керування електроустановками - 2021*. Збірник праць V Міжнародної науково-технічної конференції (Вінниця, 19-21 жовтня). Вінниця: ВНТУ, 2021. С. 8–11.
 17. Граняк В. Ф., Червінський Л. С. Використання дискретного вейвлет-аналізу вібро-акустичного сигналу для виявлення дефектів підшипників обертових

- електричних машин. *Енергетика і автоматика*. 2022. № 2. С. 64–78. DOI: 10.31548/energiya2022.02.064
18. Fleet P. J. V. *Discrete Wavelet Transformations: An Elementary Approach with Applications*. John Wiley & Sons, 2019. 587 p. DOI: 10.1002/9781119555414
19. Sondararajan D. *Discrete wavelet transform. A signal processing approach*. Chennai: John Wiley & Sons. 319 p.
20. Rowe A., Abbott P. Ch. Daubechies wavelets and Mathematica. *Computers in Physics*. 1995. Volume 9 (6). P. 635–648. DOI: 10.1063/1.168556
21. Arfaoui S., Mabrouk A. B., Carlo Cattani C. *Wavelet Analysis. Basic Concepts and Applications*. CRC Press, 254 p.
22. Broughton S. A., Bryan K. *Discrete Fourier analysis and wavelets: applications to signal and image processing*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2008. 355 p.
23. Polikar R. *The Wavelet tutorial*. Roma: Rowan University, College of Engineering Web Servers, 2001. 79 p.
24. Граняк В. Ф. Перспективи обробки сигналів за допомогою вейвлет перетворень. *Інформаційні технології і автоматизація - 2025*. Збірник праць XVII Міжнародної науково-практичної конференції (Одеса, 30-31 жовтня). Одеса: ОНТУ, 2025. С. 263–265.
25. Граняк В. Ф. Виявлення дефектів обертових електричних машин на основі дискретного вейвлет-аналізу їх вібросигналу. *Електромеханічні та енергетичні системи, методи моделювання та оптимізації - 2024*. Збірник праць XXI Міжнародної науково-технічної конференції (Кременчук, 16 - 17 травня). Кременчук: КрНТУ, 2024. С. 85–86.
26. Hamid E., Kawasaki Z. I. Wavelet-based data compression of power system disturbances using the minimum description length criterion. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2002. № 2. P. 460–466. DOI: 10.1109/61.997918
27. Reichel J., Menegaz G., Nadenau M. J., Kunt M. Integer wavelet transform for embedded lossy to lossless image compression. *IEEE transactions on image processing: a publication of the IEEE Signal Processing Society*. 2001, №. 3. P. 383–392. DOI: 10.1109/83.908504

28. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Особливості побудови системи діагностування гідроагрегатів на основі використання нових високоінформативних ознак їх технічного стану. *Приладобудування: стан і перспективи - 2019*. Збірник праць XVIII Міжнародна науково-технічна конференція (Київ, 15–16 травня). Київ, 2019. С. 163–164.
29. Gomes J., Velho L. From Fourier analysis to wavelets: monograph New York: Springer, 2015. 210 p.
30. Patrick J., Fleet V. Discrete Wavelet Transformations: An Elementary Approach with Applications, 2nd Edition. New York: Wiley, 2019. 624 p.
31. Weeks M., Bayoumi M. Discrete wavelet transform: architectures, design and performance issues. *Journal of VLSI signal processing systems for signal, image and video technology*. 2003, №. 35. P. 155–178. DOI:10.1023/A:1023648531542
32. Граняк В. Ф. Комп'ютерна програма «Wavelet converter»: авторське свідоцтво. № 104705; заявл. 28.04.2021; опубл. 20.05.2021. 2 с.
33. Kalinov A. P., Zagirnyak M. V., Romashykhina Zh. I. The Diagnostics of Induction Motor Broken Rotor Bars on the Basis of the Electromotive Force Analysis. NOVA, 2018. 203 p.
34. Граняк В. Ф. Система автоматизованого діагностування і прогнозування розвитку дефектів гідроагрегатів. *Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах – 2019*. Збірник праць VI Міжнародної конференції (Вінниця, 29-31 жовтня). Вінниця, 2017. С. 92–93.
35. Bilos J., Bilosova A. Vibration diagnostic. Ostrava: Technical University of Ostrava, 2012. 114 p.
36. Kutalek D., Hammer M. Vibration diagnostics of rolling bearings using the time series analysis. *MM Science Journal*. 2015, № 12. P. 717–721. DOI: 10.17973/MMSJ.2015_12_201548
37. Chong H., Su W., Xi K. T. Vibration signal analysis for electrical fault detection of induction machine using neural networks. *Information Technology Convergence, 2007*. International Symposium on ISITC, 2007. P. 188–192. DOI: 10.1109/ISITC.2007.54

38. Mechefske W. Li. C. K. Detection of induction motor faults: a comparison of stator current, vibration and acoustic methods. *Journaln of Vibration and Control*. 2004, №. 2. P. 165–188. DOI: 10.1177/1077546306062097
39. Повідайло В. О. Вібраційні процеси та обладнання: навчальний посібник. Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2004. 248 с.
40. Ronney P. D. Basics of mechanical engineering. California: Department of Aerospace and Mechanical Engineering University of Southern California, 2005. 128 p.
41. Honcharuk I., Hraniak V., Tokarchuk O., Tokarchuk D. Devising an automated method for experimental measurement of the rotor inertia moment in low-power asynchronous generators of renewable energy sources. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies: Applied physics*. 2025. Volume 3, No. 5 (135). P. 49–58. DOI: 10.15587/1729-4061.2025.331740
42. Мокін Б. І., Мокін О. Б. Оптимізація електроприводів: навчальний посібник. Вінниця: УНІВЕРСУМ–Вінниця, 2004. 250 с.
43. Граняк В. Ф., Кожушко О. В. Експрес метод визначення моментних характеристик асинхронних електродвигунів. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2023. №3 (122). С.124–130. DOI: 10.37128/2520-6168-2023-3-14
44. Broersen P. M. T. Automatic autocorrelation and spectral analysis. London: Springer-Verlag London Limited, 2006. 298 p.
45. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Квасніков В. П. Нові високоінформативні ознаки при діагностуванні технічного стану гідроагрегатів. *Інтегровані інтелектуальні робототехнічні системи і комплекси - 2018*. Збірник праць XI Міжнародної конференції (Київ, 22 – 23 травня). Київ, 2018. С. 108–110.
46. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V. New information coefficients of vibration signals for technical condition monitoring in rotating electric power machines. *Авіація у XXI столітті*. Збірник праць Міжнародного конгресу (Київ, 10-12 жовтня). Київ, 2018. 5 с. URL: <http://conference.nau.edu.ua/index.php/Congress/Congress2018/paper/viewFile/5087/4029> (дата звернення: 26.11.2025)

47. Кухарчук В. В., Мадьяров В. Г., Ніколаєв В. Я., Граняк В. Ф. Система для вимірювання і контролю параметрів вібрації електричних машин: патент 102223 Україна: МПК G01N 7/00, 7/02. № u201503021, заявл. 01.04.2015; опубл. 26.10.2015, Бюл. №20. 5 с.
48. Кухарчук В. В., Мадьяров В. Г., Ніколаєв В. Я., Граняк В. Ф. Система для вимірювання і контролю параметрів вібрації електричних машин: патент 102700 Україна: МПК G01N 7/00, 7/02. № u201505420, заявл. 02.06.2015; опубл. 10.11.2015, Бюл. №21. 5 с.
49. Hraniak V. F. Method of weight coefficients calculation of artificial neural-like network in diagnostic systems of hydraulic units. *Modern information technologies and their implementation in the processes of social and technical project management - 2020*. Proceedings of the IV International scientific and practical conference (Boston, 17-18 February). Boston, USA, 2020. P. 33–38.
50. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Bilichenko V. V., Bogachuk V. V. et al. Correlation method for calculation of weight coefficients of artificial neural-like networking hydraulic units' diagnostic systems. *Proceeding SPIE. Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry and High-Energy Physics Experiments*. 2019, Volume 11176. 7 p. DOI: 10.1117/12.2537215
51. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Система контролю технічних параметрів обертових електричних машин на основі використання коефіцієнтів взаємкореляції вібросигналів. *Вимірювання, контроль та діагностика в технічних системах – 2017*. Збірник праць IV Міжнародної конференції (Вінниця, 31 жовтня–2 листопада). Вінниця, 2017. С. 91–92.
52. Hraniak V. F. New highly informative indicators of the determination of the technical state in diagnostic systems of hydro units. *Прикладні науково-технічні дослідження - 2019*. Збірник праць III Міжнародної науково-практичної конференції (Івано-Франківськ, 3 – 5 квітня). Івано-Франківськ, 2019. С. 70.
53. Граняк В. Ф. Застосування миттєвих коефіцієнтів взаємкореляції вібросигналу для формування числових критеріїв наявності дефектів обертових електричних машин. *Авіація, промисловість, суспільство - 2021*.

- Збірник праць II Міжнародної конференції. Частина 1. (Кременчук, 12 травня). Кременчук, 2021. С. 81–84.
54. Граняк В. Ф., Каців С. Ш., Кухарчук В. В. Теоретико-експериментальний метод розрахунку вагових коефіцієнтів штучної нейроподібної мережі в системах діагностування гідроагрегатів. *Вимірювальна техніка та метрологія*. 2019, №1. С. 5–10.
55. Граняк В. Ф., Сақун Н. С. Комп'ютерна програма «Numerical processing»: авторське свідоцтво. № 140590; заявл. 10.09.2025; опубл. 06.11.2025. 12 с.
56. Guo B., Xu B., Chen D., Ye W. et al. Vibration Characteristics of a Hydroelectric Generating System During the Load Rejection Process. *Journal of Computational Nonlinear Dynamics*. 2019. Volume 14 (7). 12 p. DOI: 10.1115/1.4043361
57. Mottershead G., Bomben S., Kerszenbaum I., Klempner G. Handbook of Large Hydro Generators: Operation and Maintenance, First Edition. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2021. 672 p.
58. Граняк В. Ф., Каців С. Ш., Кухарчук В. В. Результати аналізу залежності коефіцієнтів взаємкореляції вібраційних процесів гідроагрегату від його навантаження. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2018, №4. С. 7–14.
59. Граняк В. Ф., Каців С. Ш., Кухарчук В. В. Кореляційний підхід до визначення вагових коефіцієнтів штучної нейроподібної мережі для вібродіагностування гідроагрегатів. *Вісник Інженерної академії України*. 2017. № 4, С. 100–105.
60. Граняк В. Ф., Мазур В. А., Матвійчук В. А. Застосування штучної нейроподібної мережі, як ключового елементу формування логічного висновку в системах виключної складності. *Нейро-нечіткі технології моделювання в економіці*. 2020. № 19. С. 65–94. DOI: 10.33111/nfmte.2020.065
61. Загородній В. В. Загальна фізика. Механіка: підручник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 364 с.
62. Гераскін О. А. Надійність електричних машин. Вібрації та шуми електричних машин. Комп'ютерний практикум: навчальний посібник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 125 с.

63. Кухарчук В. В., Каців С. Ш., Граняк В. Ф., Биковський С. О. Дискретні вейвлет-перетворення в діагностуванні гідроагрегатів: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2019. 118 с.
64. Addison P. S. The illustrated wavelet transform handbook. Introductory theory and applications in science, engineering, medicine and finance. Edinburgh: Napier University, 2002. 359 p.
65. Hraniak V. F. Using discrete wavelet analysis of vibration signal for detection of electrical machines' defects. *Revue Roumaine des Sciences Techniques-Série Électrotechnique et Énergétique*. 2023. Volume 68, Issue 4. P. 357–362. DOI: 10.59277/RRST-EE.2023.4.6
66. Kukharchuk V. V., Hraniak V. F., Katsyv S. Sh., Holodyuk V. S. Torque measuring channels: dynamic and static metrological characteristics. *Informatyka, automatyka, pomiary w gospodarce i ochronie srodowiska*. 2020. №3. P. 82–85. DOI: 10.35784/iapgos.2080
67. Kukharchuk V. V., Katsyv S. Sh., Hraniak V. F., Madyarov V. G. et al. Analysis of dependency between current harmonics coefficient and load, as well as filter parameters for asymmetrical network modes. *Przegląd elektrotechniczny*. 2020. №9. P. 103–107. DOI:10.15199/48.2020.09.22
68. Liu J., Shi Z., Shao Y. Vibration characteristics of a ball bearing considering point lubrication and nonuniform surface waviness. *International Journal of Acoustics and Vibration*. 2018, №. 3. P. 355–361. DOI: 10.20855/ijav.2018 .23.31249
69. Tandon N., Choudhury A. A theoretical model to predict the vibration response of rolling bearings in a rotor bearings system to distributed defects. *Journal of Tribology*. 2000, № 122 (3). P. 609–615. DOI: 10.1115/1.555409
70. Walnut D. F., Walnut D. F., Daubechies I. *Fundamental Papers in Wavelet Theory*. Princeton, New Jersey: Princeton University Press, 2009. 912 p.
71. Beaty H. W., Kirtley J. L. *Electric Motor Handbook*. 1st Edition. New York: McGraw Hill, 1998. 400 p.
72. Граняк В. Ф., Рогач В. П. Концепція реалізації прецизійної мікропроцесорної системи керування колекторним двигуном верстату ЧПК. *Техніка*,

- енергетика, транспорт АПК*. 2024. №1 (124). С. 122–128. DOI: 10.37128/2520-6168-2024-1-14
73. Граняк В. Ф. Залежність пускового моменту асинхронного двигуна від початкового положення його ротора. *Авіація, промисловість, суспільство – 2023*. Збірник праць IV Міжнародної конференції. (Кременчук, 12 травня). Харків: ХНУВС, 2023. С. 121–123.
74. Allythi F. *Three Phase Asynchronous Motors*. London: Noor Publishing, 2020. 200 р.
75. Граняк В. Ф. Особливості впливу технічних параметрів асинхронного двигуна на формування трифазної системи струму статора. *Інформаційні технології і автоматизація - 2024*. Збірник праць XVII Міжнародної науково-практичної конференції (Одеса, 31 жовтня - 1 листопада). Одеса: ОНТУ, 2024. С. 106–109.
76. Граняк В. Ф. Особливості виявлення аномалій технічних параметрів асинхронного двигуна на основі аналізу його статорних струмів. *Електронні інформаційні ресурси: створення, використання, доступ та управління*. Збірник праць Міжнародної науково-практичної інтернет конференції (Суми/Вінниця, 20 - 21 листопада). Суми/Вінниця: НІКО / КЗВО «Вінницька академія безперервної освіти», 2024. С. 36–40.
77. Єремєєв І. С., Кисельов В. Б. Автоматизовані системи управління технологічними процесами; навчальний посібник. Запоріжжя: Видавничий дім «Гельветика», 2022. 324 с.
78. Паянок О. А., Бабій С. М., Проценко Д. П., Граняк В. Ф. Вдосконалення оптимального керування розподілом та використанням енергії електричних гальмувань міського електричного транспорту. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: «Технічні науки»*. 2023. №2 (319). С.240–246. DOI: 10.31891/2307-5732-2023-319-1
79. Гончарук І. В., Граняк В. Ф., Токарчук О. А., Токарчук Д. М. Спектро-аналітична система діагностування технічного стану асинхронних електродвигунів: патент 155337 Україна: МПК G01M 7/00 № u202304328, заявл. 13.09.2023; опубл. 15.02.2024, Бюл. №7. 4 с.

80. Граняк В. Ф. Вплив конструктивних особливостей асинхронного двигуна на формування вищих гармонік струму статора. *Авіація, промисловість, суспільство – 2022*. Збірник праць III Міжнародної конференції. Частина 1. (Кременчук, 12 травня). Харків: ХНУВС, 2022. С. 109–111.
81. Граняк В. Ф. Математична модель впливу технологічних параметрів асинхронного двигуна на формування вищих гармонік струму статора. *Проблеми вищої математичної освіти: виклики сучасності*. Збірник праць Міжнародної науково-методична інтернет конференція, (Вінниця, 11 - 12 жовтня). Вінниця, 2022. 3 р. URL: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/pmovc/pmovc22/schedConf/presentations> (дата звернення: 09.12.2025)
82. Brindlein J., Eschmann P., Hasbargen L., Weigand K. *Ball and Roller Bearings: Theory, Design and Application*, 3rd Edition. Wiley, 1999. 644 p.
83. Купін А. І., Кузнецов Д. І. Інформаційна технологія для групової діагностики асинхронних електродвигунів на основі спектральних характеристик та інтелектуальної класифікації. Кривий Ріг: Видавець ФОП Чернявський Д. О., 2016. 200 с.
84. Граняк В. Ф. Особливості діагностування дефектів підшипників тягових електричних машин. *Автомобільний транспорт в аграрному секторі: проектування, дизайн та технологічна експлуатація - 2021*. Збірник праць Міжнародної науково-практичної конференції (Харків, 10 грудня). Харків: ДБТУ, 2021. С. 177–180.
85. Hraniak V. F., Rohach V. P. Application of enveloped diagrams of stator currents in the problems of diagnosing bearings of induction motors. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2025. №1 (128). С. 116–121. DOI: 10.37128/2520-6168-2025-1-13
86. Граняк В. Ф. Спектрально-струмова діагностика підшипників асинхронних двигунів. *Підвищення рівня ефективності енергоспоживання в електротехнічних пристроях і системах – 2024*. Збірник праць X Міжнародної науково-технічної інтернет конференції (Луцьк, 19-21 вересня). Луцьк: ЛНТУ, 2024. С. 270–273.

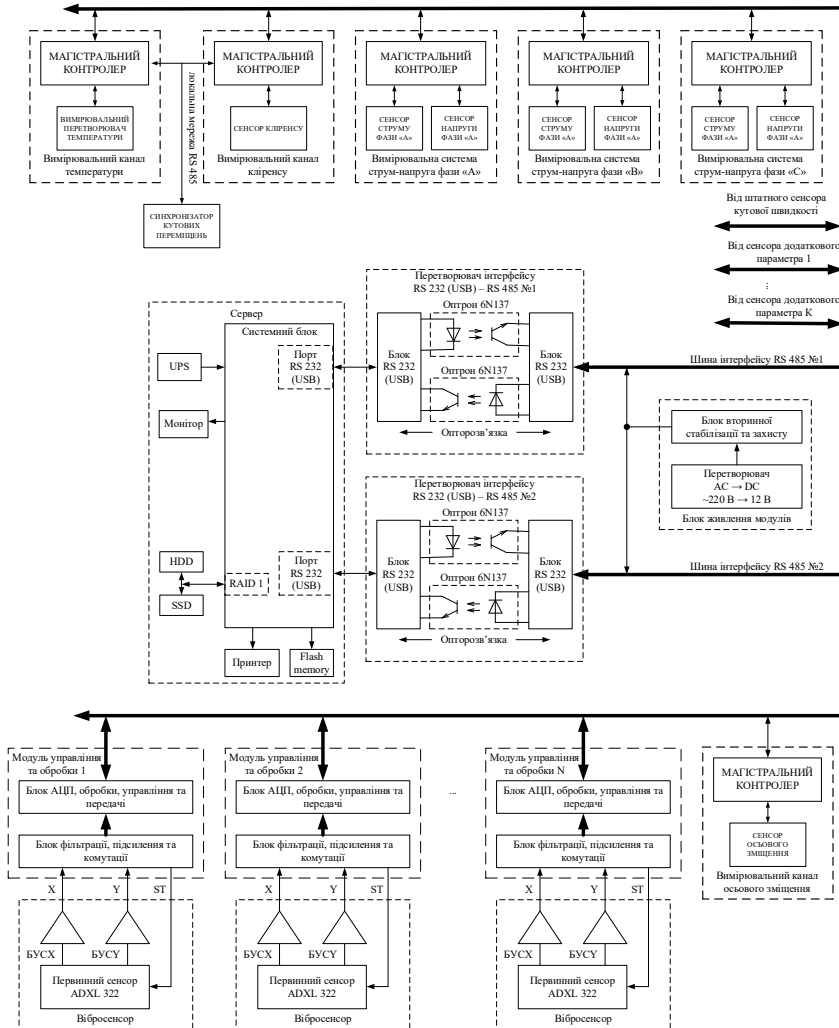
87. Sziki G. A., Szanto A., Kiss J., Juhasz G. et al. Measurement System for the Experimental Study and Testing of Electric Motors at the Faculty of Engineering, University of Debrecen. *Applied Sciences*. 2022. Volume 12 (19). P. 1–18. DOI: 10.3390/app121910095
88. Гончарук І. В., Граняк В. Ф., Токарчук О. А., Токарчук Д. М. Енергоефективний стенд для визначення пускових моментних характеристик трифазних електричних машин: патент 160329 Україна: МПК G01R 31/34, G01M 15/02, H02K 51/00 № u202500929, заявл. 04.03.2025; опубл. 28.08.2025, Бюл. №35. 6 с.
89. Граняк В. Ф. Автоматизований метод визначення моментних характеристик асинхронних електродвигунів. *Інформаційні технології і автоматизація - 2023*. Збірник праць XVI Всеукраїнська науково-практичної конференція (Одеса, 19-20 жовтня). Одеса: ОНТУ, 2023. С. 42–45.
90. El-Hawary M. E. Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications. Second Edition. Newark: John Wiley & Sons, 2002. 862 p.
91. Граняк В. Ф., Руткевич В. С., Шаповалюк С. О. Комп'ютерна програма «Fourier converter»: авторське свідоцтво. № 124016; заявл. 21.02.2024; опубл. 29.03.2024. 2 с.
92. Луц П. М., Граняк В. Ф. Комп'ютерна програма «Fourier differentiator»: авторське свідоцтво. № 123681; заявл. 12.02.2024; опубл. 29.03.2024. 2 с.
93. Осташевський М. О., Юр'єва Ю. О. Електричні машини і трансформатори: навчальний посібник. / За загальною редакцією д.т.н., професора В. І. Мілих. Київ: Каравела, 2018. 452 с.
94. Граняк В. Ф. Прискорений експериментальний метод встановлення функціональної залежності між пусковим моментом асинхронного двигуна та напругою статорного кола. *Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Електротехніка і енергетика*. 2024. №2 (31). С. 25–32. DOI: 10.31474/2074-2630-2024-2-25-32
95. Hraniak V. F., Matviychuk V. A., Kupchuk I. M. Mathematical model and practical implementation of transformer oil humidity sensor. *Electronics*. 2022. Volume 26, Issue 1. P. 3–8. DOI: 10.53314/ELS2226003H

96. Граняк В. Ф., Ємчик В. В., Кожушко О. В. Математична модель первинного вимірювального перетворювача вологості трансформаторного масла. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2022. №3 (118). С.122–133. DOI: 10.37128/2520-6168-2022-3-11
97. Яцун М. А. Експлуатація та діагностування електричних машин і апаратів. Львів: Львівська політехніка, 2010. 228 с.
98. Bliss L. D. Theoretical and Practical Electrical Engineering. Legare Street Press, 2023. 784 p.
99. Bahram A. Induction Motors. Analysis and Torque Control. Berlin: Springer, 2001. 262 p.
100. Boldea I. Induction Machines Handbook. Steady State Modeling and Performance. Third Edition. New York: CRC Press, 2023. 425 p.
101. Chan T. F., Shi K. Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives. Wiley-IEEE Press, 2011. 432 p.
102. Граняк В. Ф. Діагностування підшипникових вузлів асинхронного двигуна за допомогою огинаючих діаграм статорних струмів. *Авіація, промисловість, суспільство - 2025*. Збірник праць V Міжнародної конференції (Кременчук, 15 травня). Кременчук, 2025. С. 240–245.
103. Сумик М. М., Пруднус І. Н., Сумик Р. М. Теорія сигналів: підручник. Львів: Бескид Біт, 2008. 232 с.
104. Klingspor M. Hilbert transform: Mathematical theory and applications to signal processing. Linköping University, 2015. 76 p.
105. Singh A. Survey Paper on Hilbert Transform With its Applications in Signal Processing. *International Journal of Computer Science and Information Technologies*. 2014. Volume 5 (3), P. 3880–3882.
106. Варенко В. М., Братусь І. В., Дорошенко В. С., Смольников Ю. Б. та ін. Системний аналіз інформаційних процесів. Київ: Університет «Україна», 2013. 203 с.
107. Прокопенко Т. О. Теорія систем і системний аналіз: навчальний посібник. Черкаси: ЧДТУ, 2019. 139 с.

108. Nersisyan A. A., Mishura L. G. *Study of the implementation of information technologies in investment activities. Scientific journal of NRU ITMO. Series Economics and Environmental Management.* 2019. Volume 2, P. 145–153. DOI: 10.17586/2310-1172-2019-12-2-145-153
109. Huang H., Huang Ch., Zhang Y.. *Neural Network Algorithms and Their Engineering Applications.* Elsevier, 2025. 242 p.
110. Hraniak V., Romanyuk O., Tishkov B., Rohach V. Intelligent system for diagnosing rotating electric machines. *CEUR Workshop Proceedings.* 2024. Volume 3842 P. 218–231.
111. Граняк В. Ф., Грищук О. А. Розробка концепції побудови систем діагностування обертових електричних машин в умовах обмеженої інформативності діагностуючих ознак. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: «Технічні науки».* 2022. №4. С.70–77. DOI: 10.31891/2307-5732-2022-311-4-70-77
112. Honcharuk I., Kupchuk I., Yaropud V., Kravets R. et al. Mathematical modeling and creation of algorithms for analyzing the ranges of the amplitude-frequency response of a vibrating rotary crusher in the software Mathcad. *Przeład Elektrotechniczny.* 2022. Volume 98 (9), P. 14–20. DOI: 10.15199/48.2022.09.03
113. Граняк В. Ф. Система автоматизованого контролю технічного стану та діагностування потужних обертових електричних машин. *Нові інформаційні технології, моделювання та автоматизація: монографія / За загальною редакцією С. В. Котлика.* Одеса: Екологія, 2022. С 358–384. DOI: 10.31274/isudp.2022.121
114. Kukharchuk V. V., Katsyv S. Sh., Hraniak V. F., Kucheruk V. Yu. et al. Vibro-forecasting of fault development in hydropower units. *Bulletin of the Karaganda University. «Physics series».* 2018. Volume 92, Issue 4. P. 67–76 DOI: 10.31489 /2018Phys4/67-76
115. Rios J. D., Alanis A. Y., Arana-Daniel N., Lopes-Franco C. *Neural Networks Modeling and Control: Applications for Unknown Nonlinear Delayed.* Elsevier Science & Technology, 2020. 141 p.

116. Rani R. H. J., Victoire T. A. A. A hybrid Elman recurrent neural network, group search optimization, and refined VMD-based framework for multi-step ahead electricity price forecasting. *Soft Computing*. 2019. Volume 23, Issue 18. P. 8413–8434. DOI: 10.1007/s00500-019-04161-6
117. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Каців С. Ш. Система діагностування технічного стану гідроагрегатів ГЕС та ГАЕС: патент на винахід 121701 Україна: МПК G01M 7/00. № а201807224, заявл. 26.06.2018; опубл. 10.07.2020, Бюл. №13. 8 с.
118. Граняк В. Ф. Система автоматизованого контролю технічного стану та діагностування потужних обертових електричних машин. *Інформаційні технології і автоматизація* – 2021. Збірник праць XIV Міжнародної науково-практичної конференції (Одеса, 21-22 жовтня). Одеса: ОНАХТ, 2021. С. 91–94.
119. Граняк В. Ф., Грицун А. В. Комп'ютерна програма «Vibration measurement»: авторське свідоцтво. № 124083; заявл. 23.02.2024; опубл. 29.03.2024. 10 с.
120. Граняк В. Ф., Гайдамак О. Л. Комп'ютерна програма «Matrix multiplication»: авторське свідоцтво. № 122914; заявл. 17.01.2024; опубл. 29.03.2024. 2 с.
121. Граняк В. Ф. Тестовий програмний інтерфейс системи автоматизованого контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин. *Актуальні питання науки, освіти та технологій*. Збірник праць Міжнародної науково-практичної конференції. Частина 2. (Біла церква, 26 листопада). Біла церква: «ЦФЕНД», 2022. С. 37–39.

ДОДАТКИ



Структурна схема системи діагностування

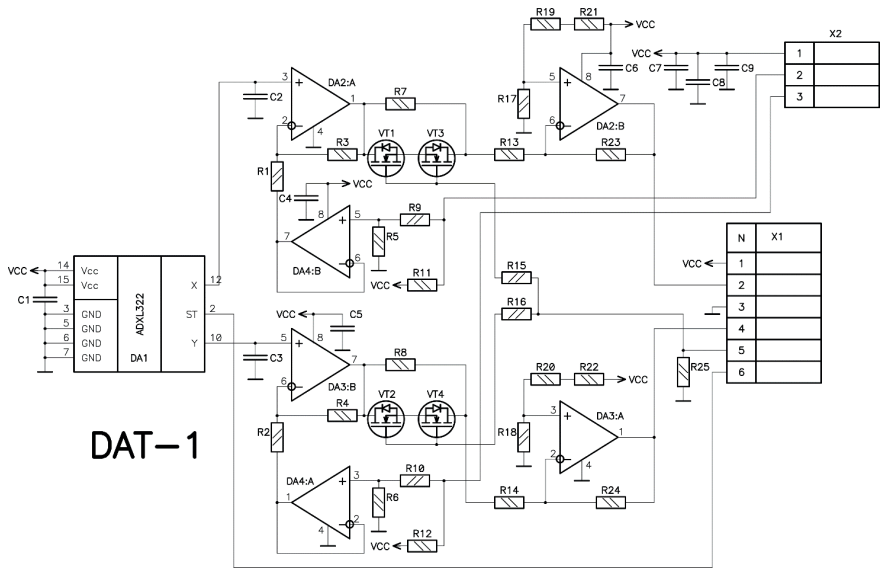


Схема електрична принципова плати вібратора

Mod-1

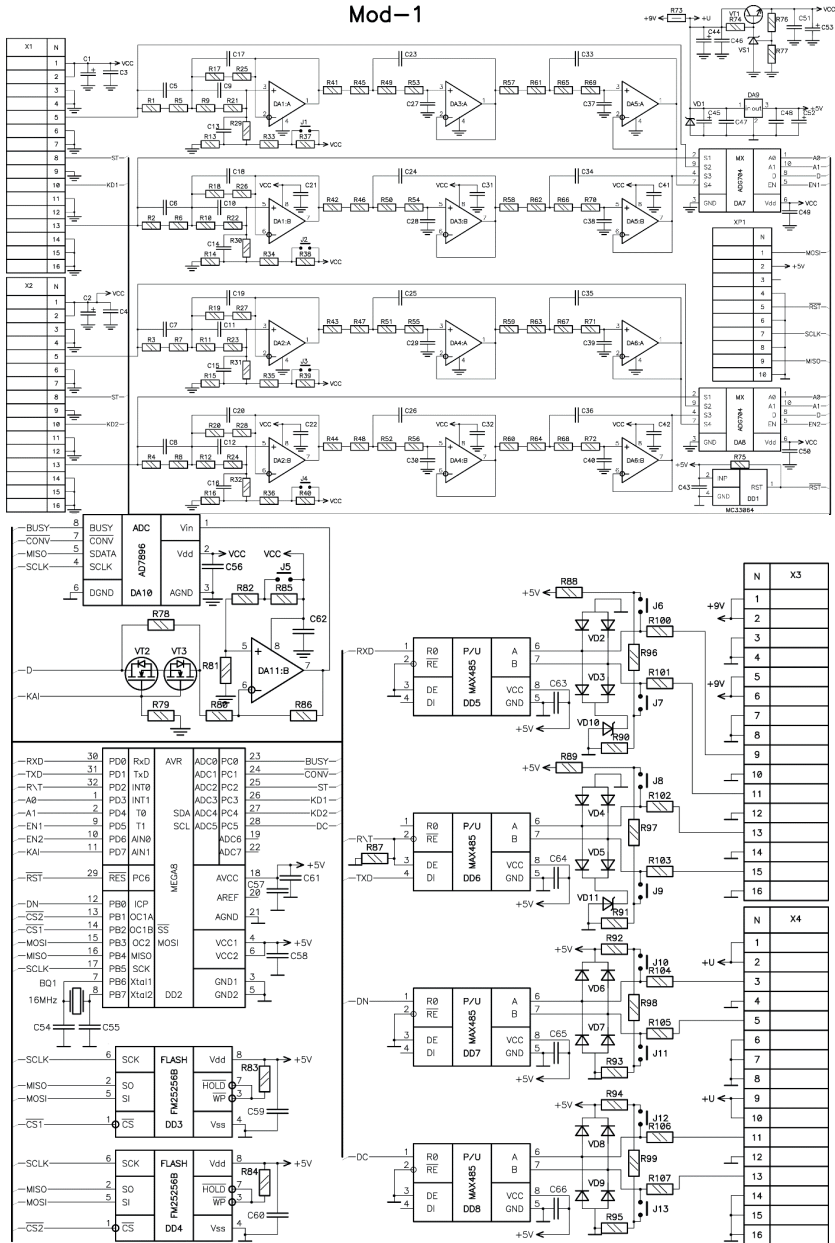


Схема електрична принципова мікропроцесорного блоку управління та обробки

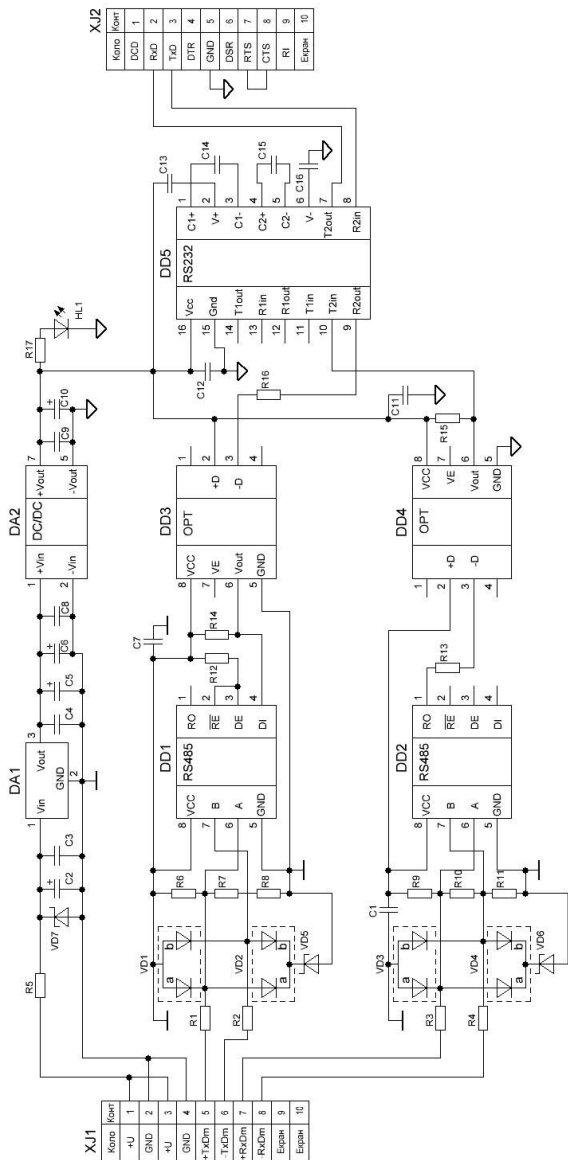


Схема електрична принципова перетворювача інтерфейсу RS-232 – RS-485

Підписано до друку 24.04.2026.
Формат 60x84/16. Папір офсетний.
Друк цифровий.

Друк. арк. 7,25. Умов. друк. арк. 6,74. Обл.-вид. арк. 7,24.
Наклад 100 прим. Зам. № 5676/1.

Віддруковано ФОП Корзун Д.Ю. з оригіналів замовника.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до
Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції серія ДК № 5254 від 05.12.2016 р.

Видавець ТОВ «ТВОРИ».
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи
до Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції серія ДК № 6188 від 18.05.2018 р.
21034, м. Вінниця, вул. Немирівське шосе, 62а.
Тел.: 0 (800) 33-00-90, (096) 97-30-934, (093) 89-13-852, (098) 46-98-043.
e-mail: info@tvoru.com.ua
<http://www.tvoru.com.ua>