

Граняк В. Ф.

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ
ВИМІРЮВАННЯ ВХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ
СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ
ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ**

Монографія

а-видавництво
ТВОРИ
оримо разом

ISBN 978-617-558-136-0



9 786175 581360

www.tvoru.com.ua



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ВІННИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ГРАНЬЯК ВАЛЕРІЙ ФЕДОРОВИЧ

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ
ВХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМ
ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ
ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ЗМІННОГО СТРУМУ**

Монографія

Вінниця 2024

УДК 621.313.3:006.91
Г 77

Рекомендовано до видання Вченою радою Вінницького національного аграрного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 4 від 22 жовтня 2024 року)

Рецензенти:

Кравчук В. І., доктор технічних наук, професор, академік НААНУ
Веселовська Н. Р., доктор технічних наук, професор
Рубаненко О. Є., кандидат технічних наук, професор

Граняк.В.Ф.

Г 77 Граняк В. Ф. Методи та засоби вимірювання вхідних параметрів систем діагностування обертових електричних машин змінного струму: монографія. Вінниця: ТОВ ТВОРИ, 2024. 195 с.

ISBN 978-617-558-136-0

Монографія містить елементи теорії вимірювання технологічних параметрів обертових електричних машин змінного струму. Пропонуються уточнені математичні моделі вимірювальних перетворювачів та методи підвищення точності вимірювання. Монографія розрахована на інженерів, аспірантів та студентів вищих навчальних закладів, що спеціалізуються в галузі експериментальної інформатики та електротехніки.

УДК 621.313.3:006.91

ISBN 978-617-558-136-0

© Граняк.В. Ф., 2024
© ТОВ «ТВОРИ», 2024

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ВІДОМИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ АВТОМАТИЗОВАНОГО КОНТРОЛЮ І ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН.....	7
1.1 Особливості контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин.....	8
1.2 Визначення характерних дефектів, що виникають в процесі експлуатації обертових електричних машин змінного струму	11
1.3 Встановлення особливостей впливу найбільш поширених дефектів обертових електричних машин та їх технічні параметри	16
1.4 Аналіз залежності технічних параметрів обертової електричної машини від типу наявного дефекту.....	19
1.4.1 Особливості прояву неврівноваженості ротора.....	19
1.4.2 Особливості прояву пошкодження підшипників.....	21
1.4.3 Особливості прояву дефектів, пов'язаних із зміною електромагнітного поля електричної машини	26
1.4.4 Особливості прояву порушення механічної жорсткості опорних конструкцій.....	28
1.5 Огляд сучасного стану розвитку систем автоматизованого контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин.....	31
1.6 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання первинних технічних параметрів обертових електричних машин	37
1.6.1 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання вібро-акустичного сигналу.....	37

1.6.2 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання температури обмоток обертових електричних машин.....	39
1.6.3 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання величини кліренсу обертових електричних машин.....	40
1.7 Постановка задач дослідження.....	41
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВІБРОМОНІТОРИНГУ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН.....	44
2.1 Методи та засоби вимірювання радіального віброзміщення вузлів електричної машини.....	44
2.1.1 Математична модель ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорення.....	44
2.1.2 Метод аналітичного розрахунку заступних параметрів віброшвидкості та віброзміщення вузлів електричної машини на основі часової реалізації їх віброприскорення.....	54
2.1.3 Акселерометро-аналітичний метод вимірювання радіального віброзміщення вузлів обертової електричної машини та цифрові засоби вимірювання, що його реалізують.....	66
2.2 Метод та засоби вимірювання осьового зміщення ротора обертової електричної машини.....	76
2.2.1 Розробка математичних моделей вихрострумів сенсорів осьових зміщень ротора.....	76
2.2.1.1 Математична модель накладного параметричного вихрострумів сенсора осьових зміщень ротора.....	77
2.2.1.2 Математична модель накладного трансформаторного вихрострумів сенсора осьових зміщень ротора.....	83
2.2.2 Розробка вихрострумів методу та засобу вимірювання осьового зміщення ротора обертових електричних машин.....	92

2.2.3 Фазовий безконтактний метод та засіб вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини.....	96
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА БЕЗКОНТАКТНИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ТЕМПЕРАТУРНОГО КОНТРОЛЮ ПОЛЮСНИХ ОБМОТОК ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН.....	
3.1 Метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин на основі аналізу їх теплового випромінювання	106
3.1.1 Розробка математичної моделі біспектрального інфрачервоного пірометра.....	107
3.1.2 Біспектральний метод та засіб вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин.....	110
3.2 Метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин, що ґрунтуються на основі ефекту теплового загасання люмінофора.....	115
3.2.1 Розробка математичної моделі люмінофорного сенсора температури ..	117
3.2.2 Люмінофорний метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин.....	124
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ КЛІРЕНСУ ТА МЕХАНІЧНОЇ ЖОРСТКОСТІ КЛЮЧОВИХ КОНСТРУКТИВНИХ ВУЗЛІВ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН ...	
4.1 Удосконалені методи та засоби вимірювання кліренсу обертових електричних машин.....	128
4.1.1 Розробка уточненої математичної моделі вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність-напруга», адаптованого до роботи з ємнісним сенсором кліренсу.....	128
4.1.2 Удосконалення ємнісного методу та засіб вимірювання значення кліренсу обертових електричних машин	139

4.2 Магнітопружний метод та засіб вимірювання механічної напруженості у ключових конструктивних вузлах обертових електричних машин.....	142
4.2.1 Розробка математичної моделі магнітопружного трансформаторного сенсора механічної напруженості феромагнітних конструкцій.....	144
4.2.2 Магнітопружний метод та засіб вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій.....	150
РОЗДІЛ 5. ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ	156
5.1 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу віброприскорення	156
5.2 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу осьового зміщення ротора	160
5.3 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу температури	162
ВИСНОВКИ.....	165
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	171

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ЦВК	– цифровий вимірювальний канал
СЯЕМ	– синхронна явнополюсна електрична машина
СЕМ	– синхронна електрична машина
АД	– асинхронний двигун
АД з ФР	– асинхронний двигун з фазним ротором
АД з КР	– асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором
АЦП	– аналого-цифровий перетворювач
ОВ	– об'єкт вимірювання
ПВП	– первинний вимірювальний перетворювач
СВП	– сенсор віброприскорення
ВВП	– вихрострумний вимірювальний перетворювач
ЕРС	– електро-рушійна сила
ФМП	– феромагнітний перетворювач

ВСТУП

Швидкий розвиток систем контролю та діагностики силових електричних машин (в тому числі й машин змінного струму) спричинений зростанням як одиничної потужності останніх та обсягом встановленого устаткування, а також більш широкими можливостями діагностування з використанням новітніх засобів обчислювальної техніки. Враховуючи це, можна констатувати і зростання актуальності вдосконалення методів і засобів вимірювання технологічних параметрів обертових електричних машин, що можуть бути використаними в якості вхідних інформаційних потоків таких систем.

Актуальність розробки такого метрологічного обладнання посилюється і фактом постійного зростання кількості обертових електричних машин, номінальний термін експлуатації яких закінчився, проте їх поточний технічний стан та вартість повної заміни обумовлює продовження їх експлуатації. Зокрема, в більшості промислово розвинених країнах Європи та північної Америки частка такого обладнання серед потужних турбо- та гідрогенераторів на початок 21-го століття перевищила 50 %.

Тож, виходячи зі сказаного, можна констатувати постійне зростання актуальності та практичного значення подальшого розвитку метрологічного обладнання, придатного для сумісної роботи з системами контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин змінного струму.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ВІДОМИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ АВТОМАТИЗОВАНОГО КОНТРОЛЮ І ДІАГНОСТУВАННЯ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

На сьогоднішній день електрична енергія є основним типом енергії, що використовується у промисловому виробництві. При цьому перетворення електричної енергії у механічний рух технологічних машин та механізмів у домінуючій кількості випадків здійснюється з використанням обертових електричних машин різних типів [1]. Тож, враховуючи сказане, є очевидним, що забезпечення тривалої безвідмовної роботи сучасного виробничого обладнання не можливе без своєчасного виявлення дефектів обертових електричних машин на ранніх етапах їх розвитку.

Як показують результати аналізу літературних джерел [2-8], переважна більшість дефектів, що виникають в процесі експлуатації електричних машин, навіть на ранніх стадіях свого розвитку, призводять до суттєвого відхилення ряду технічних параметрів, які можуть бути виявлені безпосередньо в режимі реального часу експлуатації. Враховуючи це є очевидним, що застосування сучасних систем контролю технічного стану та діагностування на основі аналізу поточних значень технічних параметрів електричної машини дозволяє підвищити надійність та ефективність їх експлуатації за рахунок збільшення періоду між плановими технічними оглядами, а, в перспективі, і повного переходу до ремонтів за фактичним технічним станом. Такий підхід, окрім того, дозволяє збільшити гарантований експлуатаційний ресурс з одночасним забезпеченням безперебійної та надійної роботи обладнання, а, отже, призводить до суттєвого зростання продуктивності використання технологічного обладнання.

Передумовою для побудови систем контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин, які отримують вимірювальну інформацію від цифрових вимірювальних каналів (ЦВК) технологічних

параметрів машини, є інтенсивний розвиток та мініатюризація систем збору, попередньої обробки, передачі та зберігання первинної вимірювальної інформації [9, 10]. А також реалізація первинних вимірювальних перетворювачів (сенсорів), адаптованих до умов експлуатації та конструктивних особливостей роботи електричної машини [11]. Тому даний розділ присвячений аналізу методів та засобів автоматизованого контролю та діагностування обертових електричних машин, а також дослідженню сучасного стану розвитку та практичного застосування зазначеного обладнання, який дозволить визначити перспективні технологічні параметри, що можуть бути використані в якості вхідних величин систем діагностування.

1.1 Особливості контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин

Конструкція електричної машини в основному визначається її типом та параметрами технологічного обладнання, що обумовлює специфіку застосовуваної електричної машини [12]. На сьогоднішній день найбільш поширеним типом обертових електричних машин є електричні машини змінного струму, серед яких найбільшої популярності набули асинхронні електродвигуни (понад 85 % електродвигунів середньої та великої потужності) та синхронні генератори (понад 95 % генераторів середньої та великої потужності). А враховуючи існуючі тенденції розвитку сучасного автоматизованого електроприводу, є очевидним, що найближчими десятиліттями частка асинхронних електродвигунів у світі тільки зростатиме [13, 14].

Дослідження факторів, що мали місце у світовій практиці та спричинили аварії обертових електричних машин показують, що аварійний стан останніх виникає не миттєво, а має значну тривалість попереднього розвитку [6, 8, 15-18]. Зазначена обставина відкриває можливість виявлення дефекту на ранньому етапі його розвитку, що дозволить суттєво зменшити строки та вартість

ремонтних робіт, а також забезпечити обслуговуючий персонал від загроз, спричинених виникненням можливих аварійних ситуацій. Тож ключовим завданням, що має бути вирішеним у межах задачі побудови високоефективної системи технічного контролю та діагностування, є розвиток методів інтерпретації вимірювальної інформації та виділення достовірних і високочутливих діагностичних ознак, які дали б змогу оперативно виявляти найменші відхилення технічного стану діагностованого обладнання від норми та однозначно інтерпретувати причини такого відхилення. У випадку ж, якщо такими причинами є наявність саме дефекту обладнання, на систему технічного контролю та діагностування додатково покладатиметься задача здійснення його просторової локалізації.

Одним із способів виявлення та оцінки динаміки зміни діагностичних ознак може бути використання технічних оглядів та контрольних перевірок у відповідності з графіком планових зупинок агрегатів [12, 19], але у цьому разі час призначеного ресурсу залежить від прогнозованого часу експлуатації найбільш зносоустійких конструктивних елементів машини. Іще одним суттєвим недоліком планового технічного огляду та обслуговування є прискорена зношеність вузлів і внесення додаткових дефектів при демонтажі елементів агрегату (перекіс осей, зміна величини кліренсу, порушення симетрії тощо), а також відсутність інформації про характер зміни параметрів машини безпосередньо в процесі її експлуатації [20, 21]. Тож можна дійти висновку, що періодичне діагностування знижує імовірність аварії, але не гарантує виявлення дефектів, що з'явилися та розвинулися в міжремонтний період [22].

Враховуючи зазначене вище, а також сучасний світовий тренд в напрямку експлуатації технічного обладнання, що чітко проглядається у вітчизняних та міжнародних стандартах [23-26], можна констатувати поступовий перехід від планового обслуговування до обслуговування за фактичним технічним станом для усіх основних типів електротехнічного обладнання. У відповідності до [24-26] проведення контролю, моніторингу та діагностування обладнання на основі аналізу технічних параметрів, таких як вібро-акустичний сигнал, температура,

кліренс тощо, які можуть вимірюватися без демонтажу обладнання, є перспективним напрямком підвищення ефективності експлуатації машин і устаткування.

Основною перевагою діагностування за фактичним технічним станом є можливість збільшення ресурсу обладнання, зменшення часу й вартості обслуговування та ремонтів, зниження ризиків виникнення аварій і відмов [15, 27, 28]. У той же час, застосування методів діагностування за функціональним станом вимагає створення високоефективних діагностичних систем, що здійснювали б формування висновку про поточний технічний стан. У цьому разі виникає необхідність забезпечення збору первинної вимірювальної інформації з необхідними точністю та швидкістю, розробки математичних методів попереднього опрацювання даних, розробки спеціалізованих алгоритмів аналізу первинної інформації, у тому числі з застосування елементів штучного інтелекту. Використання спеціалізованих ЦВК в системах діагностування обертових електричних машин, у свою чергу, дозволить підвищити точність та швидкість збору первинної вимірювальної інформації, вільної від надлишкової складової похибки та, в подальшому, сприятиме переходу від планових ремонтів до ремонтів за фактичним технічним станом, що визначається безпосередньо в процесі експлуатації. Тому розробка теорії побудови систем автоматизованого контролю технічного стану та діагностування, побудованих на основі аналізу технічних параметрів безпосередньо у режимі роботи обладнання, а також розробка нових і розвиток існуючих методів та засобів вимірювання технічних параметрів електричних машин, є перспективною науково-прикладною задачею, вирішення якої дозволить суттєво скоротити час простою обладнання та максимально зменшити ризик виникнення аварій з тяжкими наслідками, підвищити економічну ефективність експлуатації технічного обладнання, а, також, забезпечити моніторинг в реальному часі із визначенням дійсного технічного стану електричної машини, як електро-механічної системи в цілому.

1.2 Визначення характерних дефектів, що виникають в процесі експлуатації обертових електричних машин змінного струму

При дослідженні надійності системи, зазвичай, доцільним є її попереднє розбиття на структурні складові з подальшим розрахунком надійності кожного із них. Такий підхід на другому етапі дозволяє здійснити визначення результуючої надійності, виходячи з попередньо встановленої надійності її структурних елементів [29, 30]. Однак, в типовій електромеханічній системі, якою являється електрична машина, імовірність виходу з ладу окремих елементів може відрізнятись настільки суттєво, що сумарна надійність агрегату, по суті, визначатиметься лише параметрами надійності «слабких ланок» [31, 32, 33]. Враховуючи відзначену особливість, не важко дійти висновку про доцільність врахування у межах вирішення задачі побудови засобів автоматизованого контролю та діагностування обертових електричних машин лише тих типів дефектів, імовірність появи яких є вищою деякого мінімального рівня.

У відповідності з результатами статистичного аналізу несправностей, що виникають при експлуатації асинхронних електродвигунів середньої потужності, проведеного на базі компанії «VENTUS.UA», можна виділити наступні найбільш поширені їх види, що характерні для зазначеного типу електричних машин [34], (табл. 1.1).

Таблиця 1.1 – Імовірність виникнення найбільш типових дефектів при експлуатації асинхронних електричних машин

Вид несправностей	Імовірність виникнення, %.
Перевантаження чи перегрів статора електродвигуна	31
Міжжиткове коротке замикання	15
Пошкодження підшипників	12

Продовження таблиці 1.1

Вид несправностей	Імовірність виникнення, %.
Механічне пошкодження обмоток статора чи їх ізоляції	11
Нерівномірний повітряний зазор між статором і ротором	8
Ротота електродвигуна на двух фазах	8
Обрив чи ослаблення кріплення стержнів в білячій клітці	5
Ослаблення кріплення обмоток статора	4
Дисбаланс ротора електродвигуна	3
Неспіввісність валів	2
Інші	1

Дещо інший характер типових несправностей, у відповідності з статистичним дослідженням, наведеним у роботі [16], має місце при експлуатації синхронних явнополюсних електричних машин (СЯЕМ) малої та середньої потужності при їх роботі у генераторному режимі. Результати зазначеного статистичного дослідження наведено у табл. 1.2

Таблиця 1.2 – Імовірність виникнення найбільш типових дефектів при експлуатації синхронних явнополюсних електричних генераторів

Вид дефекту	Імовірність виникнення, %.
Механічне пошкодження ізоляції полюсних обмоток ротора	35
Електричний пробій міжвиткової ізоляції статора чи ротора	13
Пошкодження підшипників	12
Механічне пошкодження ізоляції обмоток статора	10
Механічна деформація конструкцій ротора чи статора	8

Продовження таблиці 1.2

Вид дефекту	Імовірність виникнення, %.
Обрив чи ослаблення кріплення обмотки ротора	6
Дисбаланс ротора електродвигуна	6
Робота генератора на двох фазах	4
Ослаблення кріплення обмоток статора	3
Не співвісність валів	2
Інші дефекти	1

Аналіз даних, наведених у табл. 1.1 та табл. 1.2 демонструє, що найбільш слабкою ланкою обертових електричних машин змінного струму, у випадку її наявності, є ротор із розміщеними на ньому роторною обмоткою та елементами її кріплення. Також варто відзначити, що для синхронних електричних машин (СЕМ), як очевидно і для асинхронних двигунів з фазним ротором (АД з ФР) більш характерним є розвиток дисбалансу рухомої частини, збільшення імовірності появи якого є логічним наслідком ускладнення конструкції ротора. Зазначений дефект може виникати як за рахунок механічної деформації конструктивних елементів ротора, так і за рахунок порушення цілості бандажів його обмотки. Варто відзначити і те, що описані пошкодження будуть проявлятися не лише у вигляді збільшення ексцентриситету ротора, а й, зазвичай, передбачатимуть зменшення величини повітряного зазору між ротором та статором електричної машини [35].

Вагомий відсоток від загальної кількості дефектів, що призводять до виходу з ладу обертових електричних машин змінного струму, також становлять дефекти, пов'язані з пошкодженням обмоток, кріплень чи механічною деформацією статора. Зазначена група дефектів для асинхронних двигунів, як видно з табл. 1.1, становить до 15 % від загальної кількості.

Ще одним високо імовірним дефектом обертових електричних машин, що проявляється незалежно від їх типу та потребує врахування в процесі здійснення контролю технічного стану та діагностування, є пошкодження підшипників. Імовірність розвитку цього дефекту, як можна побачити з табл. 1.1 та табл. 1.2, фактично не залежить від типу електричної машини та являється причиною понад 10 % випадків виходу останніх з ладу. Тож, враховуючи природи зазначеного дефекту, можна зробити висновок про необхідність врахування можливості його розвитку в процесі експлуатації.

Стосовно ж асиметрії силової електричної мережі у колі статора та її крайнього випадку – обриву однієї з фаз, варто відзначити, що її ймовірність для обертових електричних машин як у двигунному, так і генераторному режимах роботи, залишається достатньо високою. А так як здійснення оперативного (диспетчерського) контролю за режимом роботи електричних машин великої потужності неминуче передбачає наявність сенсорів струму у фазах статора, то є цілком очевидною доцільність використання при здійсненні контролю технічного стану та діагностуванні первинної вимірювальної інформації про струм навантаження, яка може бути отримана без необхідності використання додаткових засобів вимірювання та слугуватиме джерелом вхідної інформації про електромагнітні процеси, що відбуваються у досліджуваній електричній машині.

Дослідження особливостей розвитку дефекту неспіввісності валів показує, що доволі висока ймовірність його формування, в основному, пов'язана з недоліками виконання робіт на етапі монтування обладнання. Тоді як ймовірність спонтанної появи зазначеного дефекту в процесі експлуатації обертових електричних машин є настільки низькою, що нею можна знехтувати [6]. Тож, враховуючи обов'язковість проведення пуско-налагоджувальних випробувань [36, 37], під час яких можлива неспіввісність валів неодмінно має бути виявленою та виправленою, при експлуатації обертових електричних машин можливістю появи зазначеного дефекту знехтуємо.

Підтвердженням зроблених вище висновків можуть слугувати статистичні висновки про найбільш поширені дефекти електричних машин великої потужності, що наводяться і у роботі [38]. Зокрема, у ній представлено наступний перелік найбільш імовірних дефектів, характерних для електричних машин змінного струму великої потужності:

- дефекти статора: порушення кріплень стержнів в пази, пошкодження ізоляції обмоток статора та деформація статора;
- дефекти ротора: порушення цілості бандажів обмотки ротора, пошкодження ізоляції полюсних обмоток ротора та деформація конструктивних елементів ротора;
- підшипники та підп'ятники: знос робочих поверхонь та перекоси.

Як можна побачити, результати статистичного дослідження причин виходу з ладу електричних машин змінного струму, показують подібний перелік найбільш імовірних дефектів такого обладнання.

Ще одним дефектом, що має широке поширення під час експлуатації електричних машин, є порушення механічної жорсткості кріплень [8, 39]. Зазначений дефект не ввійшов до наведених вище переліків, оскільки не являється дефектом безпосередньо самої електричної машини. Про те, як свідчить, зокрема, досвід Саяно-Шушенської ГЕС [40, 41], його розвиток може призвести до значних масштабів руйнувань та становити серйозну загрозу для життя та здоров'я обслуговуючого персоналу.

З урахуванням сказаного, можна виділити наступні види дефектів, що характерні для обертових електричних машин змінного струму та наявність яких доцільно контролювати в процесі їх експлуатації:

- незбалансованість ротора;
- пошкодження підшипників;
- пошкодження ізоляції (пробій) обмоток ротора (за наявності);
- пошкодження ізоляції (пробій) обмоток статора;
- пошкодження кріплень стержнів чи деформація статора;
- порушення механічної жорсткості кріплень.

1.3 Встановлення особливостей впливу найбільш поширених дефектів обертових електричних машин та їх технічні параметри

Протягом усього часу експлуатації в елементах конструкції обертових електричних машин протікають процеси взаємодії між окремими частинами та конструктивними вузлами, що обумовлені силами різної природи. Основними з них є: електромагнітна взаємодія, теплопередача, термомеханічні деформування та, власне, механічна взаємодія [7, 42]. Кожна з зазначених взаємодій характеризується інтенсивністю перебігу, просторовою локалізацією, а, також, ступенем впливу на різні технічні параметри машини, значна частина яких може бути виміряною безпосередньо в режимі реального часу. При чому, характер зазначених взаємодій повною мірою визначається режимом роботи агрегату та його технічним станом [43, 44], що дає змогу зафіксувати наявність істотних пошкоджень обладнання шляхом вимірювання та інтерпретування значень відповідних технічних параметрів.

Користуючись загальноприйнятими підходами під дефектом у відповідності до [45] розуміється «кожна окрема невідповідність продукції встановленим вимогам». Джерелами інформації про дефекти є інформативні ознаки, які виявляють за допомогою спостережень, випробувань і оглядів. В такому випадку діагностичною ознакою, відповідно до [23], називається «ознака (параметр) об'єкта діагностування, що використовується у встановленому порядку для визначення технічного стану об'єкта». Такою ознакою, зазвичай, є відхилення одного або декількох технічних параметрів від усталеної норми. Про те варто відзначити, що ідентичне відхилення певного технічного параметру може бути спричинене як наявністю різних видів дефектів, так і штатною зміною режиму роботи обладнання [46]. Тож, для правильної ідентифікації діагностичних ознак необхідно враховувати умови режиму роботи машини, можливість впливу неідентифікованих збурюючих факторів, та умови її експлуатації, накопичувати та аналізувати великий обсяг діагностичної інформації, уточнювати та коректувати встановлені при

проектуванні значення параметрів, які характеризують граничні стани, і здійснювати поточний контроль. Для вирішення поставленого завдання, окрім алгоритмів розпізнавання дефектів і несправностей вузлів і деталей обертової електричної машини, обов'язковою частиною будь-якої системи контролю технічного стану та діагностування повинні бути також вимірювальні перетворювачі відповідних фізичних величин (технічних параметрів), що використовуються у якості вхідних параметрів зазначеної системи. При цьому важливу інформацію нестиме як значення кожного окремого технічного параметру, так і динаміка зміни кожного з них та їх взаємне співвідношення [47, 48].

Фізичні взаємодії, що протікають у обертової електричній машині, викликають деформації та вібрації, значення яких повною мірою відображають поточні фізичні процеси у електричній машині. Так, наприклад: електромагнітна взаємодія, що обумовлена магнітною взаємодією між ротором та статором, та механічна пружна деформація конструктивних елементів приводить до появи магнітних вібрацій, які в свою чергу викликають зміну в механічних характеристиках елементів статора (порушення пружної підвіски статора, зміна властивостей лакового покриття сегментів активного заліза статора, тощо). Термомеханічні процеси електричних машин призводять до деформацій (зміна пружного стиснення активного заліза статора, деформація обмотки статора, стяжних призм, корпусу, тощо) та низькочастотних вібрацій. Фізичні процеси в роторі головним чином характеризуються вібраціями, що обумовлені магнітною взаємодією і обертаючим моментом, механічними та термомеханічними деформаціями [49, 50]. Зазначені фізичні процеси електричних машин характеризується вібраціями та деформаціями конструктивних елементів машини.

Як показано вище, вібро-акустичний сигнал має високу інформативність та характеризується високою чутливістю до зміни процесів взаємодії. Тож, на сьогоднішній день, використання вібраційних методів контролю та діагностування є одним з найбільш перспективних підходів до визначення

поточного технічного стуну електричних машин [8, 51]. Проте, використання лише вібро-акустичного сигналу, зазвичай, є недостатнім для забезпечення високої ефективності роботи системи технічного контролю та діагностування. У першу чергу це пояснюється перекриванням спектральних характеристик вібросигналу, обумовленого різними збуджуючими діями, між собою, а також недостатнім розвитком методів проміжної обробки вібро-акустичних сигналів, що не дозволяє здійснювати однозначні висновки про природу їх виникнення. А, отже, не дозволяє і однозначно ідентифікувати наявність того чи іншого дефекту обладнання. У табл. 1.3 наведена оцінка ефективності вимірювання параметрів вібрації для виявлення попередньо визначених як найбільш імовірних дефектів обортових електричних машин, їх локалізації та прогнозування розвитку в часі [17, 52, 53].

Таблиця 1.3 – Оцінка ефективності вимірювання параметрів вібрації для

Назва дефекту	Імовірність виявлення дефекту, %	Імовірність визначення місця дефекту, %	Імовірність прогнозування часу розвитку дефекту, %
Незбалансованість ротора	100	75	75
Пошкодження підшипника	70	60	40
Пошкодження ізоляції (пробій) обмоток ротора	65	40	40
Пошкодження ізоляції (пробій) обмоток статора	70	60	40
Пошкодження кріплень стержнів чи деформація статора	80	80	50
Порушення цілості бандажів обмотки чи деформація ротора	80	80	50
Порушення механічної жорсткості кріплень	70	60	30

Варто відзначити, що числові параметри, наведені у табл. 1.3 визначені шляхом експертних висновків та є узалальненими, без врахування стадії розвитку дефекту. Тож, логічно очікувати, що на ранніх стадіях формування дефекти, наведені у табл. 1.3, можуть бути суттєво завищеними.

Крім цього варто відзначити, що причинами зростання амплітуди вібро-акустичного сигналу можуть бути і штатні ситуації, такі як, наприклад, змінне навантаження, збільшення несинусоїдальності струму навантаження тощо [54, 55].

Тож, враховуючи сказане, можна зробити висновок про доцільність, але недостатність використання технічних параметрів вібро-акустичного сигналу для здійснення контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин. А, отже, для реалізації високоефективної автоматизованої системи контролю технічного стану та діагностування буде доцільним використання вібро-акустичного сигналу у поєднанні з прогресивними методами його попередньої обробки та застосування у якості вхідних параметрів вимірювальної інформації додаткових фізичних величин, що дозволить підвищити імовірність виявлення дефектів різної природи на ранніх стадіях їх розвитку.

1.4 Аналіз залежності технічних параметрів обертової електричної машини від типу наявного дефекту

1.4.1 Особливості прояву нерівноваженості ротора

Нерівноваженістю ротора називають такий стан ротора, при якому під час обертання виникають відцентрові сили і моменти, що викликають змінні навантаження на опори ротора і його вигин [8, 51, 56].

Вплив відцентрових сил або дисбалансу на опори великою мірою визначається динамічними властивостями ротора, тобто його спроможністю до зміни форми при обертанні. Більшість великих агрегатів мають ротори зі

змінюваною при обертанні формою осі, тобто так звані гнучкі ротори, проте, основна частина агрегатів середньої та малої потужності мають практично недеформовані при обертанні жорсткі ротори [57]. Тож умовно види дисбалансу можна розділити на дві категорії: механічний або «жорсткий» дисбаланс і дисбаланс, пов'язаний із прогином ротора.

Механічний або «жорсткий», дисбаланс – один з основних джерел підвищеної вібрації устаткування. Причини його виникнення поділяються на дві групи. Перша з них – це дефекти, пов'язані з порушенням технології виготовлення, складання і балансування ротора після складання, із заміною або перестановкою деталей у процесі монтажу, що характеризуються підвищеною вібрацією безпосередньо по завершенні ремонту або монтажу устаткування. Зазначені дефекти активно проявлятимуться в умовах передпускових випробувань, та скоріше за все, будуть усунені іще до введення машини в експлуатацію. Інша група – дефекти експлуатації, такі як руйнація і «виліт» частин ротора (наприклад, частин робочого диска, лопатей тощо) у процесі роботи, що характеризуються раптовими однократними стрибкоподібними змінами амплітуди і (або) фази вібрації, і різноманітні види зносу поверхонь ротора [57].

Дисбаланс, пов'язаний із прогином (у багатьох випадках залишковим) вала, також може викликатися дефектами виготовлення (залишкові деформації, неоднорідність паковки вала, теплова нестабільність в електричних машинах тощо), дефектами монтажу і дефектами експлуатації [57].

Криві (форми сигналу) віброзміщення і віброшвидкості при неврівноваженості ротора та відсутності інших розвинутих дефектів агрегату в багатьох випадках періодичні або майже періодичні, із частотою, що відповідає частоті обертання ротора, і мають форму, близьку до синусоїдальної. Амплітуда і фаза вібрації на частоті обертання ротора практично стабільні в часі. Форма сигналу віброприскорення часто має більш «складний» («випадковий») характер [58].

На рис. 1.1 наведені форми сигналу віброшвидкості (нижній графік) і віброприскорення (верхній графік), що були обміряні з інтервалом у декілька секунд в одній і тій же точці підшипникового щита електродвигуна, який мав неврівноваженість ротора [58]. На рисунку вертикальними пунктирними лініями позначений тимчасовий інтервал, що відповідає одному обороту ротора. При цьому форма сигналу віброприскорення є доволі складною за рахунок достатньо інтенсивної середньо- і високочастотної випадкової вібрації.

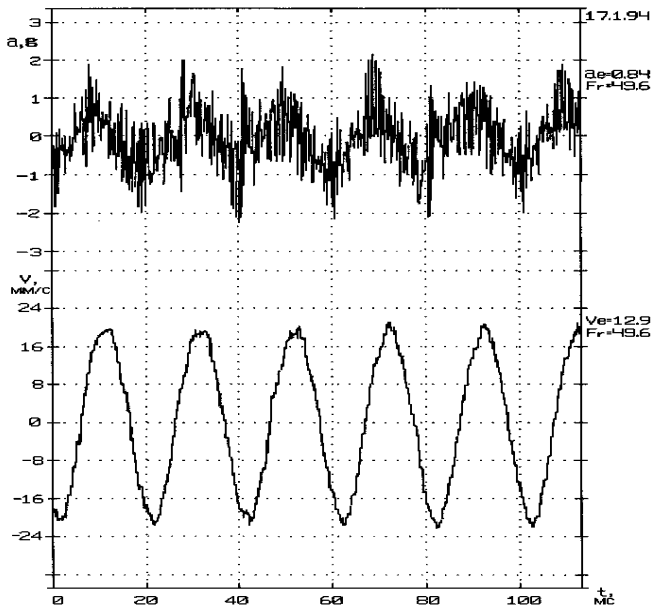


Рисунок 1.1 – Форми сигналів віброприскорення і віброшвидкості електродвигуна, що має неврівноваженість ротора

1.4.2 Особливості прояву пошкодження підшипників

Дефекти підшипників ковзання, які типово застосовують у потужних електричних машинах [59], і причини їх виходу з ладу можна умовно розділити на дві групи [58]:

- низькочастотна вібрація підшипників, що виникає внаслідок втрати динамічної усталеності обертання ротора і порушення умов мастила;

- вібрація, пов'язана з дефектами виготовлення, складання й експлуатації підшипників ковзання, що включають різноманітні дефекти складання і підгонки підшипників та відхилення їхніх геометричних розмірів від номінальних, експлуатаційний знос підшипників, дефекти стану шийок тощо.

Різнноманітні дефекти підшипників ковзання часто бувають взаємопов'язані між собою. Наприклад, підвищена вібрація і знос підшипника можуть призводити до втрати динамічної усталеності [60].

Характерні риси вібрації при зародженні і розвитку дефектів підшипників ковзання можуть бути дуже різними і залежать від багатьох чинників. Основні з них: розмір і місце прикладення сил, перерозподіл реакцій, навантаженість опор, якість та умови роботи мастильного прошарку в підшипниках, частота обертання ротора, ступінь розвитку дефектів підшипників тощо. У вібраційному сигналі можуть бути присутні коливання з частотою обертання ротора, її першою та другою гармоніками, першою та другою субгармоніками, а також вібрації на некратній частоті обертання ротора, низькочастотна і середньочастотна вібрація, випадкова вібрація [51, 60].

Низькочастотна вібрація підшипників

Низькочастотна вібрація підшипників у більшості випадків пов'язана з втратою динамічної усталеності обертання ротора. Втрата динамічної усталеності обертання ротора виникає, коли циркуляційні сили масляної плівки і (або) аеродинамічні циркуляційні сили перевершують сили демпфування. Це явище характерно для підшипників, що мають циліндричну або еліптичну росточку вкладиша, машин із великою площею опорної частини підшипника. Втраті динамічної усталеності сприяє зниження навантаження підшипника, підвищення в'язкості мастила, зростання зазорів у підшипнику, перекоси осі вкладиша стосовно осі обертання ротора тощо [51, 61].

Дефекти опорних підшипників

Опорні підшипники сприймають радіальні зусилля на ротор і фіксують його радіальне положення щодо корпусу. Основні причини виходу з ладу опорних підшипників такі: підвищений тиск у радіальному напрямку внаслідок порушень технологічних або розрахункових режимів; порушення подачі мастила і його якості; дефекти складання і підгонки; експлуатаційний знос і забруднення підшипників [51].

Підвищений тиск і порушення подачі та якості мастила в багатьох випадках мало впливають на характер вібрації агрегатів, але в більшості випадків призводять до підвищення температури і (або) тиску в клині. Це явище звичайно супроводжується прискореним зносом та пошкодженням бабітового прошарку вкладиша підшипника, нагортанням матеріалу підшипника на шийку вала, і може призводити до раптового швидкоплинного виходу підшипника з ладу.

Підгонка підшипника звичайно супроводжується підвищеною віброактивністю в області середніх і високих частот.

Найбільш надійними діагностичними ознаками порушень підгонки є достатньо характерні зміни форми кривої сигналу віброзміщення.

На рис. 1.2 наведено форму сигналу віброзміщення підшипникової опори електродвигуна, отриманого за допомогою сенсора абсолютної вібрації [58].

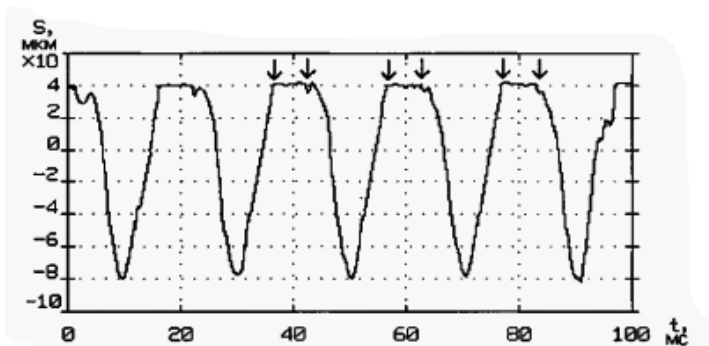


Рисунок 1.2 – Форма сигналу віброзміщення електродвигуна, при порушеннях підгонки

Порушення підгонки можуть призводити до наслідків, що роблять неможливою подальшу експлуатацію устаткування, наприклад, таких, як вигин і деформація (можливо залишкова) вала [62, 63].

Підвищений радіальний зазор і (або) його нерівномірність у підшипнику внаслідок дефектів виготовлення або експлуатації призводять до складної залежності жорсткості мастильного прошарку від кута повороту, що практично завжди викликає збільшення вібрації на частоті обертання ротора й особливо її вищих гармоніках. Проте, визначена нерівномірність зазору може підвищити усталеність обертання ротора в підшипнику [8, 58].

Порушення верхнього і бічних зазорів у підшипнику може також призводити до розірвання масляного клина, що супроводжується підвищенням температури підшипника.

На рис. 1.3 показана форма сигналу віброшвидкості підшипникової опори насосного агрегату, що спостерігалася в процесі підгонки при зниженому (щодо номінального розміру) зазорі підшипника. Діагностичні ознаки в цьому випадку практично збігаються з діагностичними ознаками порушень жорсткості і підгонки підшипника [58].

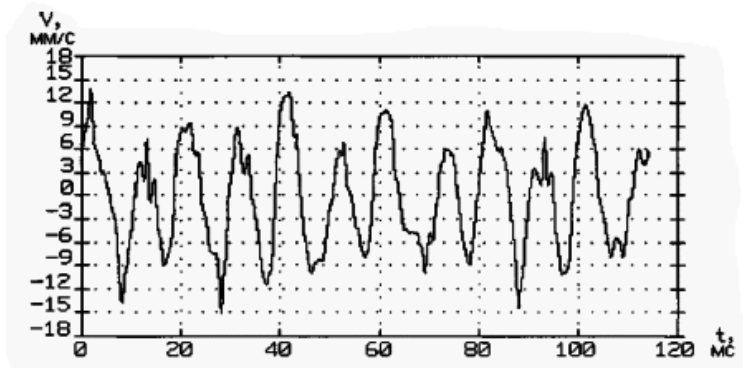


Рисунок 1.3 – Форма сигналу віброшвидкості електродвигуна, при зниженому зазорі

Порушення жорсткості кріплення підшипників пов'язані з порушенням щільності прилягання вкладишів до постелі; порушенням щільності прилягання вкладишів один до одного; порушенням натягу між кришкою підшипника та верхнього вкладиша, і всі ці дефекти мають діагностичні ознаки порушень жорсткості [64].

Дефекти упорних підшипників

Упорні підшипники сприймають осьове зусилля на ротор і фіксують осьове положення ротора щодо нерухомої проточної частини корпусу і лабіринтових ущільнень компресорів насосів, турбін і вентиляторів тощо [3, 65].

Основні причини виходу з ладу упорних підшипників (як і опорних) такі: підвищений тиск в осьовому напрямку внаслідок порушень технологічних або розрахункових режимів; порушення подачі та якості мастила; забруднення підшипників; дефекти складання й підгонки; експлуатаційний знос; миттєвий вихід із ладу при попаданні в компресор навіть невеличкої кількості рідини [58, 66].

Дефекти складання і підгонки підшипників містять у собі [58]:

- перекіс по вертикалі або горизонталі поверхні вкладиша опорного підшипника щодо упорного диску, перекіс вкладиша при кріпленні кришки підшипника;
- кутовий зсув упорного диска, корпусу упорного підшипника, що викликає вібрацію в осьовому напрямку;
- порушення розміру номінального осьового зазору в підшипнику (як правило в межах 0,25...0,35 мм), що також викликає вібрацію в осьовому напрямку;
- незадовільна площа контакту (прилягання не менше 70 %), що викликає вібрацію в осьовому напрямку і ріст температури в підшипнику.

У більшості випадків дефекти упорних підшипників викликають збільшення вібрації в осьовому напрямку, при цьому нерідко спостерігається ріст температури.

1.4.3 Особливості прояву дефектів, пов'язаних зі зміною електромагнітного поля електричної машини

Хоча природа вібрації електромагнітного походження є загальною для машин усіх типів, особливості процесів взаємного перетворення електричної й механічної енергії та індивідуальні конструктивні особливості як типу, так і кожної конкретної машини, можуть робити істотний вплив на характер її вібрації. Внаслідок цього діагностичні ознаки дефектів кіл у різноманітних типах машин можуть істотно різнитися.

У електричних машинах присутні два основних види сил збудження вібрацій електромагнітного походження [8, 67, 68]:

- радіальні сили, що виникають при тимчасових і просторових змінах магнітного поля в повітряному зазорі між ротором і статором;
- тангенціальні сили, що виникають при взаємодії магнітного поля з лінійним струмовим навантаженням машини.

Характер цих сил визначається зміною магнітно-динамічних сил обмоток і магнітної провідності повітряного зазору машин, тобто індукцією магнітного поля і лінійним струмовим навантаженням в обмотках машини. При цьому електромагнітні сили можуть викликати значні деформації магнітного осердя, збуджуючи просторові коливання статора і вигин ротора. Джерела електромагнітних сил розподілені в просторі й не мають конкретної точки прикладання [68].

При проектуванні електричних машин розподіл електричних і магнітних сил і потоків по колах намагаються зробити просторово симетричним. Їх внесок у загальну вібрацію машин у справному стані в більшості випадків невеликий.

Основний вплив на характер вібрації здійснюють технології виготовлення електричної машини, складання (ремонт) і особливості експлуатації. Низька якість перших двох чинників може призвести до асиметрії електричних і магнітних кіл, із переходом на нелінійні ділянки кривої намагнічування в різних режимах роботи машини, а також проявом нелінійності опору магнітних

кіл. Наприклад, відхилення форми статора і ротора, перекося підшипників (опор) та інші дефекти виготовлення і складання, що викликають статичний і динамічний ексцентриситет (тобто нерівномірність повітряного зазору), можуть призводити до появи значної магнітної асиметрії і зміни характеру вібрації. З іншого боку, параметри вібрації машини можуть істотно залежати від умов експлуатації (наприклад, кількості пусків електродвигуна) і якості напруги мережі [69, 70].

При діагностиці дефектів, що супроводжуються підвищеною вібрацією електричних машин, у першу чергу необхідно встановити, має її причина електромагнітне чи механічне походження. Між останніми не завжди можна провести чітку грань. Наприклад, тріщина в стрижні ротора асинхронного електродвигуна може призвести до його місцевого нагрівання і, як наслідок, теплового дисбалансу, що є характерним і для електромагнітної асиметрії [8, 58, 69].

В електромеханічних системах, особливо при наявності електромагнітних і механічних дефектів, одночасне існування і взаємодія різних сил, що викликають вібрацію, може призводити до виникнення складних сигналів вібрації: модуляції і биття [51, 58].

Процеси модуляції коливань і биття в електричних машинах (у тому числі якщо вони викликані електромагнітними дефектами) несуть великий обсяг інформації про її технічний стан. Наявність цих процесів, що певним чином змінюють форму сигналу вібрації, призводить до виникнення характерних ознак, у багатьох випадках легко ідентифікованих візуально [58].

За формою кривої сигналу вібрації, особливо полігармонічної, дуже складно відрізнити биття від модуляції, тобто класифікувати електромагнітні дефекти машини. Проте в переважній більшості випадків це і не потрібно. Уточнення виду несправності можна провести з застосуванням інших технічних параметрів електричної машини [51, 58].

Вібрація електромагнітного походження має загальну властивість: її рівень стрибкоподібно падає при відключенні машини від мережі в момент

початку зупинки, особливо зупинки під навантаженням. Розмір стрибка вібрації стосовно її вихідної амплітуди говорить про «внесок» механічної і електромагнітної складової у загальну амплітуду вібросигналу.

При виникненні дефектів електромагнітного походження, у відсутності інших дефектів машини, рівень випадкової вібрації (шумовий компонент) практично не змінюється, а високочастотні гармонічні складові, як правило, мають порівняно невеликі значення [8].

Основними причинами, що викликають вібрацію електромагнітного походження, пов'язану з ротором і статором машини, є [51, 58]:

- несиметрія електричних кіл ротора і (або) статора машини;
- несиметрія і нелінійність магнітних кіл ротора і (або) статора машини;
- низька якість електроенергії.

1.4.4 Особливості прояву порушення механічної жорсткості опорних конструкцій

Як відомо, у стійкому режимі обертання коливання ідеально зрівноваженого ротора відсутні, проте на реальний ротор впливають різноманітні невідновжені сили, збуджуючи вібрацію. Оскільки самі по собі порушення жорсткості є не джерелами виникнення вібрації, а лише нелінійним відгуком системи (агрегату) на вплив невідновжених сил, що викликають вібрацію, то в цьому класі дефектів можна об'єднати ті з них, що призводять до нерозрахованої зміни жорсткості опорної системи (у тому числі. зменшенню загальних розрахункових мас, що коливаються разом із джерелами порушення) і підвищенню вібрації устаткування. З появою дефектів цієї групи вібрація може багатократно перевищувати допустимі значення [71].

Вплив жорсткості опорної системи на вібрацію очевидний. Амплітуда вібрації зворотно пропорційна динамічній жорсткості [51, 72]

$$A = P_0 C_d^{-1} \quad (1.1)$$

де A – амплітуда вібрації; C_d – динамічна жорсткість; P_0 – амплітуда сили.

Істотно знижується динамічна жорсткість в області резонансу. При резонансі навіть невеличкі за амплітудою сили призводять до надмірної вібрації опор. Для усунення цієї проблеми необхідне налагодження опорної системи від резонансу зміною її жорсткості, звичайно убiк збільшення, або корегуванням маси встановленого агрегату [73].

Реальні опори у вертикальному і горизонтально поперечному напрямках мають різну жорсткість. Ця властивість опор називається анізотропністю. При анізотропності частотні характеристики для вертикального і горизонтально-поперечного напрямків будуть суттєво відрізнятися [64, 74].

Нелінійна жорсткість опор характеризується порушенням пропорційності між силою і деформаціями. Внаслідок нелінійності при впливі гармонічної збуджуючої сили (що викликається, наприклад, неврiвноваженiстю ротора) і гармонічних переміщеннях вала опорна реакція може мати складний спектр, що містить різні гармоніки роторної частоти [51].

Анізотропність і нелінійність у загальному випадку не пов'язані з якимись дефектами, проте їхній вплив на характер вібрації досить значний. На нелінійних опорах можуть спостерігатися субгармонічні коливання, або субгармонічний резонанс. Субгармонічні коливання мають частоту, у ціле число разів меншу частоти обертання, при цьому переважають коливання з половинною частотою [51, 58].

Розмір і характер вібрації при ослабленнях жорсткості залежить від ступеня розвитку дефекту (зміни жорсткості системи), величини неврiвноважених впливiв (які залежать або не залежать від технологічних параметрів) і властивостей конкретного агрегату – анізотропності і нелінійності опорної системи. Вібраційний сигнал зазвичай має складний характер, у ньому присутні коливання в широкому діапазоні частот [58].

Промислові агрегати мають велику кількість з'єднань, ослаблення жорсткості яких може призвести до ушкодження або аварії. Ослаблення жорсткості можна умовно розділити на два класи [73, 75]:

- ослаблення жорсткості структурних елементів (опорної системи): фундаменту (тріщини на фундаменті, контакт столу фундаменту і перекриття, осадка фундаменту, відрив фундаментної плити від фундаменту тощо), рами, корпусних елементів (корпусні тріщини), підшипникових опор, нерухомих деталей підшипників;

- ослаблення жорсткості обертових елементів: деталей, що кріпляться на роторі, підшипників ротора, у зубчастих муфтах, у редукторах.

При ослабленнях жорсткості (і відсутності інших дефектів) для форми сигналу віброприскорення, у низці випадків, властиві такі особливості [58, 73, 75]:

- неперіодичний, хаотичний характер кривої вібрації: немає повторюваної «картинки» кривої вібрації від обороту до обороту ротора;

- нерегулярні інтервали між домінуючими піками, кількість і розмір яких (протягом часового інтервалу, що відповідає кільком оборотам ротора) можуть значно змінюватися; при цьому пікове значення може досягати 6g і більше у випадку розвинутих дефектів.

Проте цього може не спостерігатися (особливо при сильному розвитку деяких видів порушень жорсткості) при достатній віддаленості площини ослаблення жорсткості від ротора.

Форма сигналу віброшвидкості може мати більш «упорядкований» характер (у порівнянні із сигналом віброприскорення), проте амплітуда сигналу зазвичай буває нестабільна від обороту до обороту (або у продовж декількох оборотів) і може змінюватися іноді навіть у декілька разів [58].

Прикладом цьому служать дві форми сигналу вібрації, наведені на рис. 1.4, обміряні з інтервалом у декілька секунд на підшипнику електродвигуна насосного агрегату у вертикальному напрямку над прокладкою віброізолятора, що мала дефект. Вертикальними стрілками позначені деякі

нерегулярні піки сигналу віброприскорення, кількість і амплітуда яких від обороту до обороту значно змінюється. Форма сигналу віброшвидкості менш (у порівнянні із сигналом віброприскорення) «хаотична». Флуктуації значень промаркованих максимумів достатньо великі [58].

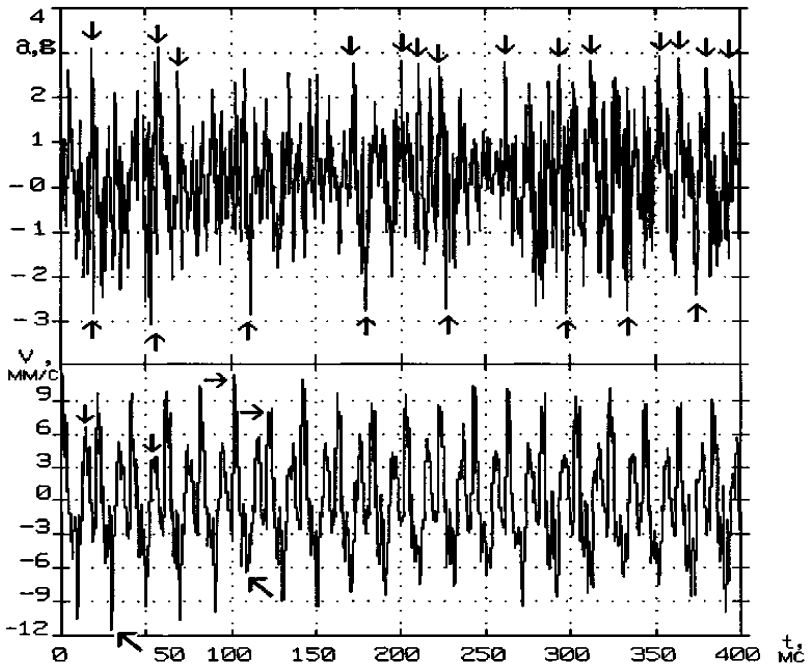


Рисунок 1.4 – Форми сигналів віброприскорення і віброшвидкості електродвигуна, що має дефект прокладки віброізолятора

1.5 Огляд сучасного стану розвитку систем автоматизованого контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин

Системи безперервного контролю технічного стану та діагностування призначені для збільшення терміну роботи електричних машин шляхом постійного моніторингу наявності дефектів. У свою чергу своєчасне їх

виявлення на ранніх стадіях розвитку забезпечує можливість вжити адекватних заходів для мінімізації збитків шляхом уникнення аварійного руйнування обладнання та забезпечення безпечних умов праці обслуговуючого персоналу.

Сучасними системами контролю технічного стану та діагностики в якості первинної вимірювальної інформації широко застосовуються: вібро-акустичний сигнал, форма та амплітуда електричного струму, теплового стану машини та допоміжного обладнання, кліренс тощо [76, 77].

Зародження експертних контрольно-діагностичних систем починалося з появи обмежених систем контролю стану потужних електричних машин, таких як [78, 79]:

1. Універсальна система вібраційного стану гідроагрегату VIMOS – Шведське відділення компанії АВВ. Система побудована на основі аналізу віброакустичного сигналу (віброшвидкості) переміщення напрямних підшипників по осях X і Y, переміщення під'ятників, а також значення кліренсу турбіни;

2. Універсальна вібродіагностична система MCM (Machine Condition Monitoring)– Німецьке представництво Brüel&Kjær Vibro. Система побудована на основі аналізу первинної вимірювальної інформації віброшвидкості, переміщення валу, переміщення корпусу статора, переміщення підшипників, кліренсу турбіни.

3. АЛМАЗ-710-ГЕС (Стационарна система віброконтролю, моніторингу і діагностики віброагрегатів)– ООО ДИМАХЕР, м. Москва, Росія. Система побудована на основі аналізу первинної вимірювальної інформації віброшвидкості, кліренсу турбіни та осьового зміщення осердя статора.

4. ZOOM (Zero Outage On-line monitor)– VibroSystM Inc., Канада. Система побудована на основі аналізу первинної вимірювальної інформації віброшвидкості та кліренсу турбіни.

5. Система контролю часткових розрядів в обмотці статора PDM (Partial Discharge Monitor) – Американське відділення Dynamic ratings. Система

здійснює діагностування технічного стану агрегата на основі аналізу активності часткових розрядів в обмотці статора.

6. Системи контролю і діагностики параметрів турбо- і гідрогенераторів СТК-ЕР – «Ракурс», м. Санкт-Петербург, Росія. Система здійснює діагностування технічного стану агрегата на основі аналізу температури активних частин, підшипників, охолоджувальних середовищ, електричних величин та вологості повітря робочої зони.

Головними недоліками зазначених систем є використання неадаптивних алгоритмів та математичних моделей. Тоді як однією з ключових особливостей обертової електричної машини є наявність великої кількості зв'язків та впливних величин, що робить практично неможливим та недоцільним отримання її чіткої математичної моделі в наслідок суттєвого зростання складності останньої [8, 81].

Подальшим розвитком систем контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин стали експертні системи, що вперше з'явилися у США. Одна з перших діагностичних експертних систем GEMS була створена Інститутом електроенергетики США EPRI в 1980р. Надалі корпорація NYPA ініціює науково-дослідні роботи з метою створення експертної системи для гідрогенераторів. В цей час створюються експертна діагностична система ACMS (Advances Condition Monitoring System) і відповідне програмне забезпечення, яке працює під контролем операційної системи G2. Однак інтерфейс між частинами системи не був остаточно відпрацьований. Проте її основні елементи увійшли через кілька років в систему контролю й моніторингу System 1 [78, 82].

У наступні кілька років зусиллями New York Power Authority та Iris Power GE's Bently Network створюється потужна експертна діагностична система гідрогенераторів HydroX, що працює на базі керуючої комп'ютерної системи System 1. На рис. 1.5 приведена структурна схема даної системи, встановленої на гідрогенераторах корпорації Bentley Newada.

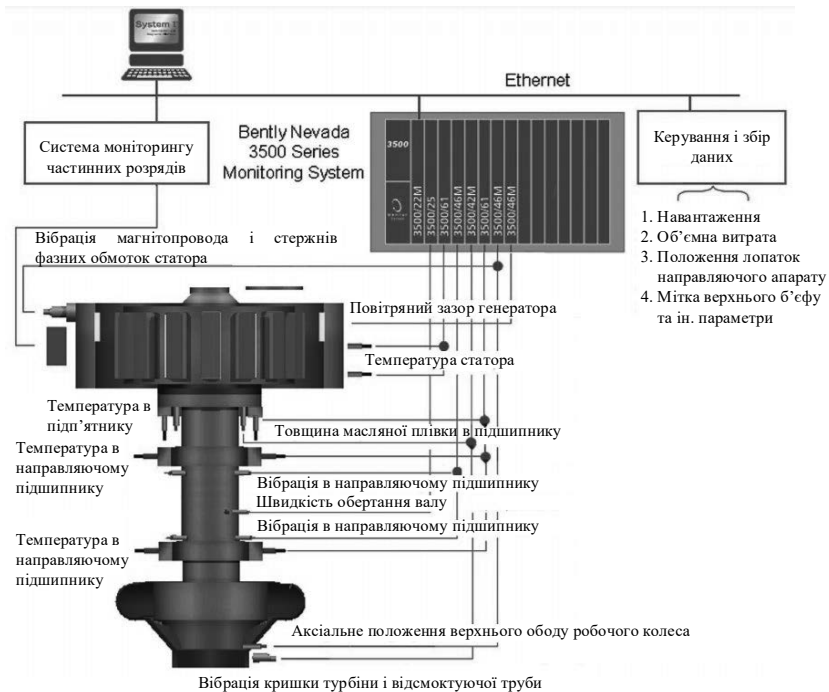


Рисунок 1.5 – Структурна схема елементів системи моніторингу HydroX

System 1 – дистрибутивний програмний продукт, заснований на технології SQL Server (SQL - структуровані запити даних). Система здійснює контроль технічного стану та діагностування гідроагрегата на основі аналізу первинної вимірювальної інформації вібрації, частотних розрядів в колі статора, температури нерухомих елементів гідроагрегата, аксіального зміщення ротора, навантаження, об'ємної витрати води, положення лопаток направляючого апарату, висоти верхнього б'єфу, товщини масляної плівки в підшипнику, кліренсу турбіни та швидкості обертання ротора. Складається з наступних основних блоків:

1. Система збору даних з локалізованих точок.
2. Система моніторингу.
3. Експертна база знань – «Hydro XRulepak».

4. Автоматизована система розвитку внутрішньосистемного тестування нових елементів, що надходять до бази знань (за допомогою вбудованої системи штучного інтелекту).

5. Система користувацького інтерфейсу для технічного персоналу.

При прийнятті рішення про поточний технічний стан гідроагрегату беруть участь всі відділи експертної бази знань. Процес розвитку системи проходить в двох напрямках. На верхньому, керуючому рівні та у самій базі знань, що полегшує встановлення конкретного «діагнозу» [83].

Суттєвим недоліком зазначеної системи є використання сенсорів віброшвидкості, що в умовах тихохідності гідроагрегата мають суттєву похибку вимірювання (до 50 %), відсутність попередньої обробки первинної вимірювальної інформації та використання малоінформативних параметрів технічного стану, що обумовлює необхідність збільшення кількості первинних вимірювальних параметрів, а, отже, і збільшення вартості системи. Також система характеризується відсутністю каналів вимірювання технічного стану ротора гідроагрегату, що суттєво обмежує ефективність запропонованої системи та використання вбудованої системи штучного інтелекту лише для тестування нових елементів, що надходять до бази знань. Тоді як процес прийняття рішення відбувається з використанням чітких алгоритмів на основі порівняльного аналізу поточних технічних параметрів з накопиченою базою знань.

До перспективних експертних діагностичних систем слід віднести й експертну систему контролю і діагностики HTGS – Hydro Turbine Generator Sets, використовувану на ГЕС Gezhouba Hydro Power Plant (КНР) [84]. Однією з відмінних рис даної системи є наявність спеціального програмного забезпечення, що моделює процеси, які протікають в гідрогенераторі та турбіні. Це дозволяє порівняти відповідні показники нормального режиму роботи обладнання та показники датчиків, що вказують на розвиток деякого дефекту [78, 85].

Всі можливі режими роботи гідрогенератора та турбіни (робочий, перехідний, неробочий) описуються набором структурних елементів із залученням мереж Петрі, що дозволяють з достатньою точністю ідентифікувати збої в роботі гідрогенератора при умові точності використовуваної моделі. Проте, як зазначалося вище, використання такого підходу неодмінно наштовхуватиметься на обмеження моделі гідроагрегата внаслідок його виключної складності [8, 81, 86]. Додатковими факторами, що обмежують ефективність застосування зазначеної системи також є використання сенсорів саме віброшвидкості, відсутність попередньої обробки первинної вимірювальної інформації та використання малоінформативних параметрів технічного стану, а також відсутністю вимірювальної інформації технічних параметрів ротора гідроагрегата.

Для підвищення наочності переваг та недоліків розглянутих систем контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин зведемо їх основні технічні параметри до таблиці 1.4

Таблиця 1.4 – Порівняльна характеристика технічних особливостей існуючих систем контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин змінного струму

Система контролю технічного стану та діагностування	VIMOS	MCM	710-ГЭС	АЛМАЗ-	ZOOM	PDM	СТК-ЕР	System 1	HTGS
Наявність підсистеми експертної оцінки	-	-	-	-	-	-	-	+	+
Застосування системи ШІ для нарощення внутрішньої бази даних	-	-	-	-	-	-	-	+	-
Наявність віртуальної зразкової моделі системи	-	-	-	-	-	-	-	-	+
Застосування системи ШІ для прийняття рішення про причини відхилення технічних параметрів від нормативних	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Враховуючи сказане, є очевидним, що на сьогоднішній момент автоматизовані системи контролю технічного стану та діагностування потребують подальшого розвитку та удосконалення.

1.6 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання первинних технічних параметрів обертових електричних машин

1.6.1 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання віброакустичного сигналу

Вібросенсори призначені для перетворення механічної вібрації в аналоговий електричний сигнал. Найбільше поширення на сьогоднішній день одержали три типи вібросенсорів: п'єзосенсори (п'єзоелектричні акселерометри), індукційні сенсори та вихрострумкові сенсори [8, 85, 86].

П'єзосенсори

Використовуються для вимірювання абсолютної вібрації. Принцип дії цих сенсорів заснований на п'єзоєфекті: генерації електричного сигналу, пропорційного прискоренню при стисканні або розтягу п'єзокристалу [87, 88].

Перевагами цих сенсорів є:

- широкий частотний діапазон роботи;
- тривкість конструкції;
- компактність.

Недоліки: можливе перевантаження підсилювача.

Індукційні сенсори

Використовуються для вимірювання абсолютної вібрації. Принцип дії індукційних сенсорів заснований на ефекті електричної індукції, тобто генерації електричного сигналу пропорційного швидкості у котушці, яка рухається відносно постійного магніту [87, 88].

Їх перевагами є:

- високий рівень вихідного сигналу, що дозволяє не застосовувати підсилювач;

- достатньо велике співвідношення сигнал/шум.

Недоліки:

- великі, у порівнянні з п'єзосенсорами, розміри і вага;

- обмежений частотний діапазон вимірювань і діапазон робочих температур;

- висока вартість.

Вихреструмові сенсори

Використовуються для вимірювання відносної вібрації [87, 88].

Переваги:

- можливість безпосереднього вимірювання коливань і положення ротора щодо підшипників;

- низький поріг чутливості: можливість вимірювати малі рівні коливань вала.

Недоліки:

- складність установки;

- складність налаштування.

Враховуючи сказане, є очевидним, що наведені типи сенсорів є обмежено придатними для вимірювання вібро-акустичних сигналів обертових електричних машин. Тож можна стверджувати, що вирішення задачі побудови високоефективної системи контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин змінного струму потребує розробки нових та удосконалення існуючих типів первинних вимірювальних перетворювачів вібро-акустичного сигналу.

1.6.2 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання температури обмоток обертових електричних машин

Вибір оптимального методу вимірювання температури визначається, у першу чергу, типом контактності, необхідним діапазоном вимірювання, допустимою точністю та швидкістю. Типовими підходами до автоматизованого вимірювання температури в середньому діапазоні значень, що відповідає типовим умовам експлуатації обмоток обертових електричних машин (від 40°C до 180°C) [89], є застосування контактних методів вимірювання, які передбачають використання у якості первинних вимірювальних перетворювачів термометра опору чи термопари.

Такі методи оптимально підходять для вимірювання температури обмоток статора, про те при вимірюванні температури полюсних обмоток ротора застосування контактних сенсорів має суттєві обмеження, пов'язані з необхідністю внесення додаткової маси до обертової частини електричної машини, що неминуче призводитиме до її дебалансування [90, 91]. Окрім цього, розміщення контактних сенсорів на обмотках ротора пов'язане з технічними труднощами налагодження зв'язку останніх, які знаходитимуться на рухомій частині електричної машини, з вимірювальною системою [92], що у поєднанні з наведеним вище обмеженням робить зазначені методи не достатньо ефективними для вимірювання температури полюсних обмоток ротора.

Класичний пірометричний метод вимірювання температури, заснований на аналізі інтенсивності власного теплового випромінювання об'єкта дослідження в основному адаптований для вимірювання високих температур (до 3000°C і вище) [93]. Обмеженість застосування цього методу в середньому діапазоні зміни температури обумовлена малими енергіями теплового випромінювання від об'єкта вимірювання, що призводить до появи суттєвої складової похибки за рахунок впливу зовнішніх неінформативних факторів та різних коефіцієнтів випромінювання матеріалів [94], наявність якої істотно погіршуватиме точність засобу вимірювання.

Тож, враховуючи сказане, є очевидним, що задача реалізації високоточного засобу вимірювання температури полюсних обмоток ротора обертової електричної машини потребуватиме розробки нового чи подальшого розвитку існуючого методу вимірювання, який би характеризувався безконтактністю та підвищеною точністю в зазначеному вище діапазоні.

1.6.3 Аналіз відомих методів та засобів вимірювання величини кліренсу обертових електричних машин

Типово величина кліренсу в обертових електричних машинах контролюється в статичному режимі під час монтажу [95], або на зупиненій машині під час проведення капітальних ремонтів [96]. У цьому разі методи та засоби вимірювання повітряного зазору, що застосовуються в електричних машинах, можна умовно розділити на дві групи:

- методи, що забезпечують вимірювання кліренсу в динамічному режимі (під час роботи, випробувань тощо);
- методи, що забезпечують вимірювання кліренсу в статичному режимі (під час планового обслуговування).

Практично всі методи вимірювання параметрів кліренсу, що використовуються на машині в процесі роботи, можуть застосовуватися для проведення випробувань та діагностики під час планового обслуговування. При цьому вибір методу для вимірювання повітряного зазору насамперед визначається конструкцією машини, її розмірами, умовами експлуатації, необхідною точністю, надійністю, вартістю тощо [97].

Аналітичний огляд існуючих систем діагностування [98-100] показав, що на даний час в системах діагностування використовуються два типи вимірювальних перетворювачів: оптичні та ємнісні. Перевагами оптичних перетворювачів є їх безконтактність та можливість функціонування за екстремальних магнітних полів. Такі системи є складнішими і дорожчими, однак мають вищу точність вимірювання, що надає можливість додатково

виявляти в електричних машинах дефекти, вплив яких на форму та величину зазору має другий порядок малості.

Системи із ємнісними вимірювачами мають меншу точність, але при цьому дуже чутливі і низькоінерційні, широко варіюються за формою, розміром і дизайном та мають суттєво меншу вартість. Окрім того, кожний із наведених вище типів первинних вимірювальних перетворювачів кліренсу призначений для використання лише на певних типах електричних машин і в системах технічної діагностики конкретного виробника.

Також на сьогодні залишається актуальною задача вимірювання кліренсу на працюючій машині [17]. Контроль цього параметру в динаміці дозволяє отримати достовірніші й повніші дані про відхилення величини повітряного зазору від номінального значення. У цьому разі додатково контролюється форма повітряного зазору, зміщення та биття окремих полюсів ротора, деформація ободу ротора, зміщення ободу ротора, годограф траєкторії руху центру ротора та інші механічні параметри лише за результатами вимірювання кліренсу [95].

1.7 Постановка задач дослідження

Аналіз літературних джерел показав, що на сьогоднішній день склалася стійка тенденція до розвитку систем автоматизованого контролю та діагностування обертових електричних машин змінного струму, що обумовлюється як збільшенням кількості відповідного обладнання, яке відпрацювало свій гарантійний термін, так і розвитком сучасної обчислювальної техніки та методів обробки вимірювальної інформації. Проте на даний час не існує узагальненої теорії побудови таких систем, що суттєво ускладнює їх практичну реалізацію.

В процесі аналізу імовірності появи дефектів при роботі обертових електричних машин змінного струму було показано, що для будь-якої електричної машини під час оцінювання надійності її роботи доцільним є

застосування методу слабких ланок, що дозволяє виокремити найбільш типові дефекти, які з достатньо високою імовірністю варто очікувати при експлуатації такого обладнання. Статистичний аналіз найбільш імовірних дефектів, що характерні для обертових електричних машин досліджуваного типу показав, що такими дефектами є: незбалансованість ротора, пошкодження підшипників, пошкодження ізоляції (пробій) обмоток ротора, пошкодження ізоляції (пробій) обмоток статора, пошкодження кріплень стержнів чи деформація статора та порушення механічної жорсткості кріплень.

Під час дослідження особливості прояву зазначених дефектів на технічні параметри обертових електричних машин, які можуть бути вимірними безпосередньо в режимі їх експлуатації, показано, що одним з найбільш інформативних технічних характеристик є вібро-акустичний сигнал. Про те, в наслідок перекриття реакцій вібро-акустичного сигналу на різного роду пошкодження та штатні зміни режиму роботи машини між собою використання лише зазначеного параметру є не достатнім для побудови ефективної системи автоматизованого контролю технічного стану та діагностування. Тож, для реалізації поставленої задачі доцільним є застосування додаткових технічних параметрів, таких як: навантаження статора, температура у визначених точках, значення кліренсу тощо.

В процесі огляду сучасного стану розвитку систем автоматизованого контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин було продемонстровано, що найбільш прогресивним напрямком їх розвитку є застосування технічних систем експертної оцінки. Проте, внаслідок зазначеної вище неможливості отримання чітких математичних моделей, які описували б поведінку досліджуваних технічних параметрів машин з достатньо високою точністю та характеризувалися б при цьому прийнятною складністю, а також обмеженою можливістю накопичення бази даних відмов для конкретного обладнання, є очевидним доцільність застосування елементів штучного інтелекту, як ключової ланки прийняття рішень.

Проаналізовано найбільш типові методи та засоби вимірювання вібраційних параметрів, температури та кліренсу. Показано, що більшість із них має суттєві обмеження, які ускладнюють їх застосування при побудові автоматизованої системи технічного контролю та діагностування обертових електричних машин. Тож є очевидним, що подальший розвиток теорії побудови таких систем та їх практична реалізація повинна включати у себе науково-прикладні задачі розробки нових та удосконалення існуючих методів та засобів вимірювання відповідних параметрів.

Тож, враховуючи сказане, можна сформулювати основні науково-прикладні задачі дослідження, що мають бути розв'язаними у межах розвитку теорії й практичної реалізації систем автоматизованого контролю та діагностування обертових електричних машин змінного струму:

- розвиток теорії моніторингу та діагностування технічного стану обертових електричних машин, що дав би змогу теоретично обґрунтувати необхідний і достатній обсяг первинної вимірювальної інформації про поточний стан об'єкта контролю, виділити нові, високоінформативні ознаки наявності дефектів певного виду та місця їх локалізації, а також забезпечити розробку та теоретичне обґрунтування концепції побудови нейронної мережі, як ключового елемента прийняття рішення;

- розробка нових методів та засобів вібромоніторингу обертових електричних машин, як у осьовому, так і у радіальному напрямках, придатних для експлуатації сумісно з системою автоматизованого контролю технічного стану та діагностування в режимі реального часу;

- розробка нових безконтактних методів та засобів вимірювання температури полюсних обмоток ротора, придатних для експлуатації сумісно з системою автоматизованого контролю технічного стану та діагностування в режимі реального часу;

- подальший розвиток існуючих безконтактних методів та засобів вимірювання кліренса електричних машин, придатних для експлуатації сумісно з системою автоматизованого контролю технічного стану та діагностування в режимі реального часу.

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВІБРОМОНІТОРИНГУ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

2.1 Метод та засоби вимірювання радіального віброзміщення вузлів електричної машини

2.1.1 Математична модель ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорення

Вагомою технічною проблемою, що виникає під час побудови систем контролю та діагностування електричних машин є обмеженість застосування найбільш поширених типів сенсорів віброшвидкості та віброзміщення у зв'язку з їх відносно вузьким частотним діапазоном (особливо в інфрачастотній області) та типово невисокою перевантажувальною здатністю. Це може призводити до виходу з ладу останніх при виконанні регламентних технічних робіт а також, можливо, і під час штатних перехідних режимів роботи машини, що характеризуються підвишеним, подекуди ударним, вібраційним навантаженням [101, 102]. Одним із шляхів вирішення цієї проблеми є використання акселерометрів, що зазвичай характеризуються більш високою перевантажувальною здатністю та суттєво ширшим частотним діапазоном [103, 104]. При чому, аналізуючи технічні характеристики відомих віброакселерометрів варто відзначити, що одним із найбільш перспективних для застосування у системах технічного контролю та діагностування електричних машин є ємнісний мікромеханічний акселерометр [105, 106]. Це пояснюється його малою інерційною масою (прядка 0,1 мкг), високою перевантажувальною здатністю (порядку 10000 g без виходу сенсора з ладу) та широким частотним діапазоном роботи (від статичного прискорення до одиниць кілогерц). Однак, як свідчить аналітичний огляд супровідної технічної документації та науково-технічної літератури [105, 107-109], існуючі математичні моделі, які описують цей різновид акселерометрів, є доволі

наближеними. Тож розробка математичної моделі даного первинного вимірювального перетворювача є актуальною науково-прикладною задачею, що має велике практичне значення.

Чутливий елемент мікромеханічного ємнісного акселерометра умовно подають у вигляді структурної схеми, наведеної на рис. 2.1. Він являє собою диференціальну конденсаторну структуру з повітряним діелектриком. Електроди конденсатора вирізані з плоского куска полі-кремнієвої плівки товщиною порядку 2 мкм. Нерухомими електродами цього конденсатора є прості консольні стержні, що розташовані на висоті порядку 1,3 мкм від поверхні кристала в повітрі на полікремнієвих стовпчиках-анкерах, що приварені до кристала на молекулярному рівні. У конструкцію сенсора входить більше 50-тих чутливих елементів (елементарних комірок). Інерційна маса під час прискореного руху сенсора зміщується відносно іншої частини кристала. Її пальцеподібні виступи утворюють рухомий електрод конденсатора. Обидві сторони цієї структури опираються на стовпчики-анкери. Розтяжки, що утримують інерційну масу, виконують роль механічної пружини постійної пружності, що обмежує переміщення маси й забезпечує її повернення у вихідне положення. Зміщення рухомої частини відносно нерухомої призводить до зміни ємності кожної з елементарних комірок ємнісного мікромеханічного акселерометра, що відповідає первинному вимірювальному перетворенню типу «прискорення в ємність» [108].

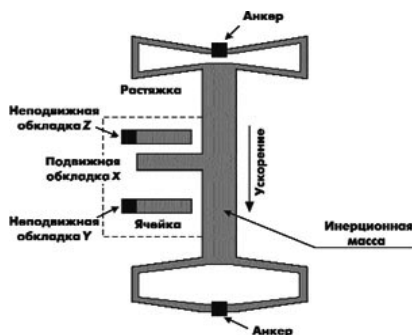


Рисунок 2.1 – Структурна схема чутливого елемента ємнісного мікромеханічного акселерометра

Наступним вимірювальним перетворенням, що реалізується при вимірюванні прискорення за допомогою ємнісного мікромеханічного акселерометра є перетворення типу «ємність в напругу», яке у сенсорах серії ADXLxxx від Analog Devices реалізується пристроями, що знаходяться безпосередньо у корпусі сенсора, та по суті, являються його складовою частиною [105, 110].

Під дією прискорення сила інерції може бути визначеною на основі другого закону Ньютона наступним чином [111]:

$$F_{ei} = m_e \cdot a, \quad (2.1)$$

де m_e – маса рухомої частини елементарної комірки; a – прискорення рухомої частини елементарної комірки

Сила інерції врівноважується силою протидії пружини

$$F_{np} = k \cdot X, \quad (2.2)$$

де X – зміщення маси відносно положення рівноваги; k – коефіцієнт пружності розтяжок елементарної комірки.

Прирівнявши силу інерції й силу протидії пружини, що має місце у статичному режимі роботи (вимірювання рівномірного прискорення), отримаємо

$$a = \frac{k}{m_e} X = S_e \cdot X, \quad (2.3)$$

де S_e – чутливість елементарної комірки ємнісного мікромеханічного акселерометра

Як впливає з (2.3) чутливість елементарної комірки ємнісного мікромеханічного акселерометра є постійною величиною, значення якої залежить від конструктивних параметрів (k і m_e) сенсора.

Оскільки переміщення інерційної маси відбувається в площині полікремнієвої півки, то вісь чутливості сенсора знаходиться в цій же площині, і відповідно вона є паралельною площині друкованої плати, на якій розміщено чутливий елемент [106].

В стані спокою (рух з постійною швидкістю) всі «пальці» рухомого електрода, завдяки дії розтяжки, знаходяться на однаковій відстані від пари «пальців» нерухомого електрода. При будь-якому прискоренні рухомі електроди наближаються до одного з наборів нерухомих електродів і віддаляються від інших. В результаті цього відносне переміщення стає неоднаковим, і ємність між рухомих електродом і кожним із рухомих електродів змінюється пропорційно віброприскоренню. Тобто:

$$\Delta C_e = \alpha \cdot X, \quad (2.4)$$

де ΔC_e – зміна ємності елементарної комірки сенсора.

Оскільки ємнісний мікромеханічний сенсор, містить у собі n елементарних комірок, що є ідентичними за своєю конструкцією та знаходяться в одній площині, а їх ємності з'єднані між собою паралельно, то можемо записати:

$$\varepsilon = a_1 = a_2 = \dots = a_n, \quad (2.5)$$

де ε – прискорення, що вимірюється сенсором (вхідна фізична величина).

$$\Delta C = \sum_{i=1}^n \Delta C_{ei}, \quad (2.6)$$

де ΔC – зміна ємності ємнісного мікромеханічного акселерометра.

$$m = \sum_{i=1}^n m_{ei}, \quad (2.7)$$

де m – маса рухомої частини ємнісного мікромеханічного акселерометра.

У цьому випадку, прийнявши у якості коефіцієнта пружності розтяжок ємнісного мікромеханічного акселерометра усереднене значення коефіцієнта пружності розтяжок його елементарних комірок, отримаємо:

$$\varepsilon = \frac{k}{m} X. \quad (2.9)$$

Враховуючи, що у відповідності з заявленими технічними характеристиками сенсорів серії ADXLxxx від Analog Devices, технічні параметри яких будуть використовуватися в подальшому, стала часу вимірювальних перетворювачів типу «ємність в напругу» є значно меншою за

сталу часу інерційної маси, а зміна значення вихідної напруги є пропорційною зміні ємності чутливого елемента [105, 110], отримаємо:

$$U = \beta \cdot \Delta C = \beta \cdot \gamma \cdot X = \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \varepsilon, \quad (2.10)$$

де β – коефіцієнт пропорційності перетворення ємності у приріст вихідної напруги сенсора; γ – коефіцієнт пропорційності перетворення зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої у приріст ємності.

У такому випадку чутливість сенсора може бути визначена наступним чином:

$$S = \frac{dU}{d\varepsilon} = \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k}. \quad (2.11)$$

Статична характеристика сенсора для чутливості 0,1 В·с²/м, що є типовою для сенсорів серії ADXL320 від Analog Devices [105] наведена на рис. 2.2

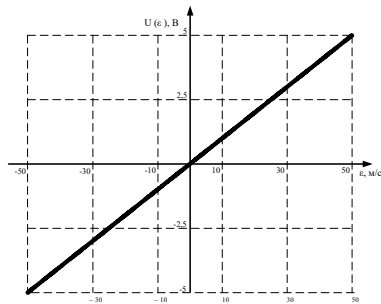


Рисунок 2.2 – Статична характеристика ємнісного мікромеханічного акселерометра ADXL320

Вираз (2.10) є математичною моделлю ємнісного мікромеханічного акселерометра у статичному режимі роботи. Про те, оскільки статичний режим роботи є радше винятковим, ніж штатним режимом у системах технічного контролю та діагностування обертових електричних машин, то для вирішення

поставленої задачі необхідно отримати математичну модель, яка враховувала б динамічні особливості роботи даного типу акселерометрів.

Як було показано вище, зміна ємності ємнісного мікромеханічного акселерометра лінійно пов'язана з зміщенням рухомої частини сенсора. Оскільки рухома частина сенсора пружно підвішена на розтяжках, то при її виході зі стану рівноваги виникатимуть власні затухаючі коливання, що накладатимуться на примусове зміщення точки рівноваги. Тобто [112, 113]:

$$X(t) = X_{\epsilon}(t) + X_{np}(t), \quad (2.12)$$

де $X(t)$ – залежність загального зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої; $X_{np}(t)$ – примусова складова загального зміщення рухомої частини сенсора, що обумовлюється зовнішнім впливом (присокрення сенсора); $X_{\epsilon}(t)$ – власне зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої, обумовлене власним інерційним рухом.

Так як примусова складова загального зміщення рухомої частини сенсора обумовлена виключно зовнішнім впливом, то при відсутності (зкомпенсованості) проекції гравітаційної складової на вимірювальну вісь, що вносить додаткову адитивну складову похибки у вихідний сигнал ємнісного мікромеханічного сенсора [114, 115], може бути визначена як:

$$X_{np}(t) = \frac{m}{k} \epsilon(t). \quad (2.13)$$

У свою чергу власна складова зміщення рухомої частини сенсора обумовлена наявністю механічної системи «пружний маятник». Тож при дії постійного i -го збурення вона може бути описана виразом [116, 117]:

$$\frac{d^2 X_{ei}(t)}{dt^2} + \frac{P}{m} \frac{dX_{ei}(t)}{dt} + \frac{k}{m} \cdot X_{ei}(t) = 0, \quad (2.14)$$

де P – коефіцієнт опору переміщення рухомої частини; $X_{ei}(t)$ – зміщення рухомої частини сенсора відносно положення рівноваги від i -го збурення.

Тоді загальне зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої при дії постійного i -го збурення описуватиметься наступним неоднорідним диференціальним рівнянням 2-го порядку:

$$\frac{d^2 X_i(t)}{dt^2} + \frac{P}{m} \frac{dX_i(t)}{dt} + \frac{k}{m} \cdot X_i(t) + \frac{m}{k} \varepsilon_i = 0. \quad (2.15)$$

Оскільки в реальному сенсорі коефіцієнт опору є доволі незначним, тоді як розтяжки мають доволі велику жорсткість [110], то виконується нерівність:

$$\left(\frac{P}{m}\right)^2 - \frac{4k}{m} < 0, \quad (2.16)$$

і розв'язок (2.15) відносно $X_i(t)$, матиме вигляд:

$$X_{gi}(t) = e^{-\xi\omega_0 t} (A_i \cos(\omega_0 t) + B_i \sin(\omega_0 t)) + X_{np}, \quad (2.17)$$

де A_i та B_i – сталі інтегрування, що визначаються початковими умовами; X_{np} – координата положення рівноваги при рівнодіючій системі сил; ω_0 – циклічна частота власних коливань рухомої частини сенсор; ξ – коефіцієнт пропорційності між циклічною частотою власних коливань та коефіцієнтом їх затухання. При чому:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad (2.18)$$

а,

$$\xi = \frac{P}{2\sqrt{k \cdot m}}, \quad (2.19)$$

Тоді загальне власне зміщення рухомої частини сенсора на основі його часової реалізації наближено може бути знайдене як:

$$X(t) = \sum_{i=1}^n X(t - i \cdot T_\delta), \quad (2.20)$$

де T_δ – крок дискретизації системи.

Вираз (2.20) дає змогу оцінити експериментальне значення миттєвого зміщення рухомої частини сенсора. Та застосування його інтерпретацій для теоретичного аналізу метрологічних характеристик ємнісного мікромеханічного сенсора є доволі складним. Тож для вирішення цієї задачі доцільно скористатися перехідною характеристикою власного зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої $h(t)$ від прискорення сенсора, що

може бути доволі легко розрахованою на основі його паспортних даних. В такому випадку загальне зміщення рухомої частини можна визначити:

$$X(t) = \varepsilon(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{d\varepsilon(\tau)}{d\tau} h(t - \tau) d\tau. \quad (2.21)$$

Отримаємо типову перехідну характеристику ємнісного мікромеханічного акселерометра для сенсора ADXL320 від Analog Devices. Як впливає з аналізу його паспортних даних, типова пропускна здатність такого типу акселерометра не перевищує 2,5 кГц [109, 118]. Тож час механічного перехідного процесу з урахуванням теореми Шинона-Котельникова може бути визначений:

$$t_{mn} = \frac{1}{2f_{max}} = \frac{1}{2 \cdot 2500} = 0,0002 \text{ (с)}, \quad (2.22)$$

де f_{max} – пропускна здатність сенсора.

Враховуючи, що фактична тривальсть механічного перехідного процесу пов'язана з його сталою часу наступним співвідношенням:

$$\tau = \frac{1}{5} t_{mn} = \frac{1}{5} \cdot 0,0002 = 40 \text{ (мкс)}, \quad (2.23)$$

отримаємо значення дійсної частини кореня характеристичного рівняння, що описує механічний перехідний процес рухомої частини акселерометра:

$$\xi\omega_0 = \frac{10^5}{4} = 25000 \text{ (с}^{-1}\text{)}. \quad (2.24)$$

Підставивши (2.18) та (2.19) у (2.24), та виконавши деякі математичні перетворення, отримаємо:

$$\frac{P}{2m} = 25000 \text{ (с}^{-1}\text{)}. \quad (2.25)$$

Враховуючи, що маса рухомої частини ємнісного мікромеханічного акселерометра становить порядку 1,3 мкг [108, 119], то коефіцієнт опору переміщенню рухомої частини буде мати значення порядку $65 \cdot 10^{-3}$ кг/с. При цьому, оскільки коефіцієнт пружності розтяжок елементарної комірки має значення, порядку 1300 Н/м [119], то

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1,3 \cdot 10^3}{1,3 \cdot 10^{-6}}} \approx 31,6 \cdot 10^2 \text{ (рад / с)}. \quad (2.26)$$

Для розрахунку (2.17) задамося незалежними початковими умовами та примусовими складовими, що відповідають вхідному сигналу, який змінюється за функцією Хевісайда. Тобто рух сенсора починається з нульової швидкості в нульовий момент часу з прискоренням 1 м/с^2 , має напрямок, що протилежний додатньому зміщенню рухомої частини сенсора та продовжується до повного закінчення механічного перехідного процесу (має нескінченну тривалість) не змінюючи напрямку руху. В такому випадку збурююча сила, що буде прикладена до рухомої частини сенсора, може бути визначеною у відповідності з (2.1):

$$F_{zp} = m \cdot a = 1,3 \cdot 10^{-6} \cdot 1 = 1,3 \cdot 10^{-6} \text{ (Н)}. \quad (2.27)$$

При цьому нове положення рівноваги рухомої частини можна розрахувати наступним чином:

$$X_{np} = \frac{F_{zp}}{k} = \frac{1,3 \cdot 10^{-6}}{1,3 \cdot 10^3} \approx 1 \text{ (нм)}. \quad (2.28)$$

Оскільки нульові початкові умови пов'язані з попереднім режимом роботи сенсора (його нульовими зміщення та швидкістю), то у відповідності з накладеними вище умовами маємо:

$$\begin{cases} X_{ei}(0) = 0, \\ v_{ei}(0) = 0. \end{cases} \quad (2.29)$$

В цьому випадку швидкість рухомої частини сенсора описуватиметься виразом:

$$\begin{aligned} v_{ei}(t) &= \frac{dX_{ei}(t)}{dt} = \\ &= \omega_0 e^{-\xi \omega_0 t} (B_i \cos(\omega_0 t) + A_i \sin(\omega_0 t)) - \xi \omega_0 e^{-\xi \omega_0 t} (A_i \cos(\omega_0 t) + B_i \sin(\omega_0 t)) \end{aligned} \quad (2.30)$$

Розв'язавши систему, що включає (2.17) та (2.30) з урахуванням початкових умов (2.29), відносно сталих інтегрування для моменту часу $t=0$, отримаємо:

$$\begin{cases} A \approx -10^{-9}, \\ B \approx -7,91 \cdot 10^{-10}. \end{cases} \quad (2.31)$$

Підставивши значення примусової складової зміщення рухомої частини сенсора (2.28) та сталі інтегрування (2.31) у (2.17) отримаємо перехідну характеристику ємнісного мікромеханічного сенсора ADXL320. Графічна інтерпретація цієї динамічної метрологічної характеристики наведена на рис. 2.3.

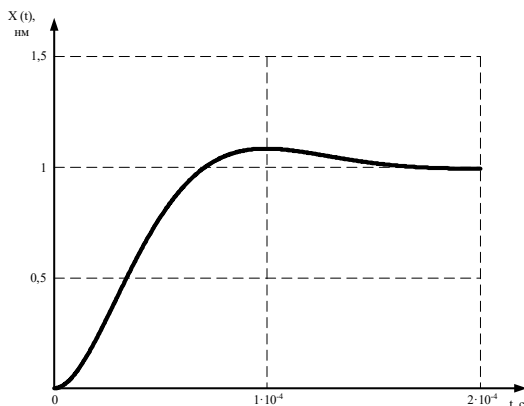


Рисунок 2.3 – Перехідна характеристика ємнісного мікромеханічного акселерометра ADXL320

З урахуванням (2.10) отримаємо функцію зміни напруги на виході сенсора:

$$U(t) = \beta \cdot \gamma \cdot X(t). \quad (2.32)$$

Або підставивши у (2.32) залежність (2.9), що зазвичай використовується при виведенні рівняння перетворення ємнісного мікромеханічного акселерометра:

$$U(t) = \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} (\varepsilon(t) + \Delta_0(t)) = \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \varepsilon(t) + \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \Delta_0(t), \quad (2.33)$$

де $\varepsilon(t)$ – вимірюване значення прискорення; $\Delta_o(t)$ – динамічна похибка, що виникає внаслідок власного зміщення рухомої частини сенсора відносно нерухомої, обумовлений її інерційністю.

Вираз (2.21) з урахуванням (2.9) для довільної зміни вимірювального прискорення в часі можна записати у наступному вигляді:

$$U(t) = \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \left(\varepsilon(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{d\varepsilon(t)}{dt} h(t - \tau) d\tau \right). \quad (2.34)$$

Залежність (2.34), по суті, і є математичною моделлю ємнісного мікромеханічного акселерометра, що описує динамічний режим його роботи.

Враховуючи (2.33) та (2.34) отримаємо вираз для оцінювання значення абсолютної динамічної похибки ємнісного мікромеханічного акселерометра:

$$\begin{aligned} \Delta_o &= \frac{\frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \left(\varepsilon(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{d\varepsilon(t)}{dt} h(t - \tau) d\tau \right) - \frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k} \varepsilon(t)}{\frac{\beta \cdot \gamma \cdot m}{k}} = \\ &= \varepsilon(0) \cdot h(t) + \int_0^t \frac{d\varepsilon(t)}{dt} h(t - \tau) d\tau - \varepsilon(t). \end{aligned} \quad (2.35)$$

2.1.2 Метод аналітичного розрахунку заступних параметрів віброшвидкості та віброзміщення вузлів електричної машини на основі часової реалізації їх віброприскорення

Відомо [8, 120, 121], що первинним з-поміж основних параметрів, які якісно та кількісно описують вібраційний стан системи, є віброзміщення, віброшвидкість та віброприскорення. Згідно з чинними стандартами [121], перший з названих параметрів визначається як вібраційна складова переміщення, а два інші – як її перша та друга похідні часу відповідно.

На сьогодні в теорії та практиці проведення віброконтролю електромеханічних систем сформувалася й допоки домінує парадигма, яка чітко визначає й регламентує порядок вимірювального перетворення

значених вібропараметрів. Якщо залишити поза увагою інші, математично пов'язані з ними фізичні величини (як механічного, так і немеханічного походження), цей порядок стисло може бути представлений спрощеною схемою [120, 122, 123]:

віброприскорення \rightarrow {віброшвидкість; віброзміщення}.

Водночас всебічний аналіз наведеної схеми дозволяє дійти висновку, що наразі існує можливість її модифікації. Це дозволить помітно зменшити обчислювальне навантаження на вимірювальний канал засобу віброконтролю й відтак гарантуватиме суттєве підвищення швидкодії, достатньої для динамічних вимірювань вібрації.

Для втілення зазначеного необхідно ввести ряд нових позасистемних фізичних величин, які за інформативною здатністю слугуватимуть еквівалентами віброшвидкості та віброзміщенню, але за загальним обсягом обчислювальних, часових та апаратних ресурсів, необхідних для визначення їх значень, будуть ефективною й прийнятною альтернативою. Така можливість наразі існує.

Нововведені фізичні величини назвемо інтегральними віброприскореннями n -го порядку, де $n = 0, 1, 2, \dots$, оскільки вони формуються на основі послідовності відлікових значень дискретизованого за часом віброприскорення. Істотно, що кількість математичних операцій, необхідних для визначення інтегрального віброприскорення n -го порядку на кожному відліку часу буде меншою, аніж це потрібно у разі проведення n кратного інтегрування віброприскорення. Водночас таке віброприскорення за виконання певних умов здатне перебувати у відношенні прямої пропорційності з інтегралом, внаслідок чого, природно, матиме ті ж інформативні властивості, що і сам інтеграл [123].

Із зазначеного ряду інтегральних віброприскорень важливими є віброприскорення 1-го та 2-го порядків, позаяк ці фізичні величини здатні замінити саме віброшвидкість та віброзміщення відповідно. Тому вищенаведена схема в новій редакції буде мати вигляд:

віброприскорення \rightarrow {інтегральні віброприскорення 1-го (віброшвидкість)
та 2-го (віброзміщення) порядків}.

Звичайно ж, доцільність та можливість введення в теорію контролю таких базисних об'єктів як інтегральні віброприскорення n -го порядку, їх властивості і переваги мають отримати належне математичне обґрунтування.

Інтегральні віброприскорення 1-го та 2-го порядків.

Вихідною умовою задачі є впорядкована числова послідовність $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ відлікових значень дискретного у часі сигналу $a_k = a(t_k)$, де $t_k = k \Delta t$, $k = 0, 1, 2, \dots$, отриманого на основі поточних значень віброприскорення $a(t)$ об'єкта контролю, починаючи з деякого початкового моменту часу t_0 , наприклад, $t_0 = 0$ (рис. 2.4). Змінна Δt – це крок дискретизації, значення якого надалі вважатимемо довільним, але постійним.

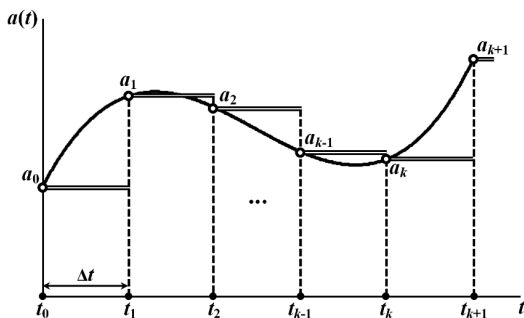


Рисунок 2.4 – Неперервний та дискретний сигнали віброприскорення $a(t)$

Фізичну величину $\xi^{(n)}$ називатимемо інтегральним віброприскоренням n -го порядку, де $n = 0, 1, 2, \dots$, якщо її відлікові значення визначатимуться за правилом

$$\xi_k^{(n)} = \sum_{i_1=0}^k \xi_{i_1}^{(n-1)} = \sum_{i_1=0}^k \sum_{i_2=0}^{i_1} \xi_{i_2}^{(n-2)} = \sum_{i_1=0}^k \sum_{i_2=0}^{i_1} \dots \sum_{i_{n-1}=0}^{i_{n-2}} a_{i_{n-1}}, \quad (2.36)$$

а впорядкована сукупність цих значень утворюватиме послідовність

$$\left\{ \xi_0^{(n)}, \xi_1^{(n)}, \dots, \xi_k^{(n)}, \xi_{k+1}^{(n)}, \dots \right\}.$$

Відтак рекурсивна формула (2.36) виявляє себе, як оператор бієктивного відображення послідовності $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ в послідовність $\{\xi_0^{(n)}, \xi_1^{(n)}, \dots, \xi_k^{(n)}, \xi_{k+1}^{(n)}, \dots\}$.

Формула (2.36) носить узагальнений характер і визначає ряд споріднених фізичних величин тієї ж розмірності, яку має й сама вихідна величина $a(t)$.

На підставі формули (2.36), внаслідок її узагальненості у дедуктивний спосіб, неважко отримати інтегральні віброприскорення за конкретних значень $n = 0, 1, 2, \dots$.

Відтак для інтегрального віброприскорення 1-го порядку $\xi^{(1)}$ правилом визначення k -го відлікового значення, відповідно до формули (2.36), є оператор

$$\xi_k^{(1)} = \sum_{i_1=0}^k a_{i_1} = a_0 + a_1 + \dots + a_k, \quad (2.37)$$

на основі якого і відбувається взаємно-однозначне відображення послідовності відлікових значень віброприскорення $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ в послідовність $\{\xi_0^{(1)}, \xi_1^{(1)}, \dots, \xi_k^{(1)}, \xi_{k+1}^{(1)}, \dots\}$.

Відлікові значення інтегрального віброприскорення 2-го порядку $\xi^{(2)}$, відповідно до (2.36), де $n = 2$, необхідно розраховувати за формулою

$$\begin{aligned} \xi_k^{(2)} &= \sum_{i_1=0}^k \sum_{i_2=0}^{i_1} a_{i_2} = a_0 + (a_0 + a_1) + \dots + (a_0 + \dots + a_k) = \\ &= \sum_{i_1=0}^k \xi_{i_1}^{(1)} = \xi_0^{(1)} + \xi_1^{(1)} + \dots + \xi_k^{(1)}, \end{aligned} \quad (2.38)$$

яка і слугує оператором відображення $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ в $\{\xi_0^{(2)}, \xi_1^{(2)}, \dots, \xi_k^{(2)}, \xi_{k+1}^{(2)}, \dots\}$.

Організація розрахунку відлікових значень інтегральних віброприскорень будь-якого порядку є нескладною. Це доводить рис. 2.5, де показано фрагмент алгоритму з додатково уведеним в тіло циклу рекурсивним оператором, за

допомогою якого здійснюється послідовне визначення інтегральних віброприскорень 1-го і 2-го порядків на кожному кроці часового відліку.

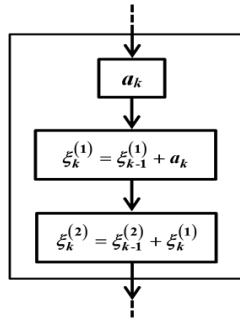


Рисунок 2.5 – Рекурсивний оператор розрахунку $\xi_k^{(1)}$ і $\xi_k^{(2)}$

Втім варто звернути увагу і на те, що за практичної реалізації зазначеного алгоритму для збереження даних вимагатиметься додатковий ресурс фізичної пам'яті засобу вимірювання, об'єм якої буде тільки зростати, якщо зменшуватиметься крок дискретизації Δt і збільшуватиметься час проведення контролю [124, 125]. Це питання може виявитися проблемним, що врешті потребуватиме свого вирішення, але в кожному конкретному випадку окремо.

Принагідно варто зауважити, що інтегральним віброприскоренням 0-го порядку $\xi^{(0)}$ є власне сама фізична величина віброприскорення ОК, оскільки її відлікові значення дорівнюють $\xi_k^{(0)} = a_k$, через що послідовність $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ відображається сама в себе без змін.

Заступні метрологічні еквіваленти.

Заступними метрологічними еквівалентами фізичної величини називатимемо всі інші фізичні величини, відлікові значення яких перебувають в лінійній залежності від відлікових значень оригінала. Тоді для останнього можна записати

$$Y_k = c_1 X_{k-s} + c_2, \tag{2.39}$$

де $k = 0, 1, 2, \dots$; c_1, c_2 – інваріанти до відлікових значень X , наприклад, постійні або залежні від часу явно величини, $s \leq k$ – константа; X – один із еквівалентів фізичної величини Y .

Під час проведення процедури контролю заступні метрологічні еквіваленти здатні замінювати оригінали на різних рівнях вторинних перетворень. За певних умов така заміна може виявитися доцільною.

Наприклад, нехай в наведеній формулі деяка фізична величина Y , себто оригінал, в послідовності вторинних перетворень є прикінцевою фізичною величиною, яка математично пов'язана з параметром P і за відліковими значеннями якої приймається рішення щодо відповідності останнього нормованому значенню. Тоді доцільність введення вищезазначеного поняття можна пояснити на підставі формули (2.39). Адже неважко помітити, що у разі наявності у прикінцевої фізичної величини заступного метрологічного еквівалента, останній може бути використаний, в свою чергу, як прикінцевий. Водночас, позитивний ефект від такої заміни з'явиться тоді, коли в послідовності вторинних перетворень зазначений еквівалент в явній формі або неявно передуватиме оригіналу, наразі – прикінцевій фізичній величині Y : $P \rightarrow \dots \rightarrow X \rightarrow Y$. Такий перехід за критерієм інформативності буде еквівалентним і, головне, він дозволить в наведеній послідовності скасувати як зайву останню операцію перетворення $X \rightarrow Y$, зменшивши таким чином їх загальну кількість. Тоді, відповідно до (2.39), на кожному часовому відліку має зменшитися і певна кількість математичних операцій, що необхідна для формування нової прикінцевої фізичної величини X . Звичайно ж, все це заощаджує часові, обчислювальні та апаратні ресурси засобу вимірювання, що у випадку їх нестачі завжди є надзвичайно важливою обставиною, доволі часто – критичною [123, 126].

Також потрібно пам'ятати, що інваріанти c_1 і c_2 теж потребують щонайменше одноразового розрахунку з використанням зазвичай кількох математичних операцій поміж величинами різної фізичної природи. Однак практика свідчить, що доволі часто у випадках, коли заступні метрологічні

еквіваленти не виражені явно, але в розрахунках під час знаходження прикінцевої фізичної величини Y присутні в неявній і, ймовірно, в нелокалізованій формі, визначення c_1 і c_2 повсякчас проводять повторно на кожному кроці дискретизації. Вочевидь, що чітка ідентифікація еквівалента X дозволяє виправити таку алгоритмічну помилку, а еквівалентне заміщення ним оригінала Y – унеможлиблює її взагалі.

До сказаного ще варто додати, що в формулі (2.39) стала s в загальному випадку набуває значень з множини невід’ємних цілих чисел $\{0, 1, 2, \dots\}$. В такому разі вона може бути і відмінною від нуля, що цілком допустимо. Це означає, що допоки оригінал Y набуде свого потенційно «небезпечного» відлікового значення на деякому k -му кроці дискретизації, його заступний еквівалент X здатен сповістити про цю «небезпеку» дещо раніше – на $(k - s)$ -му кроці. Відтак виникає додаткова умотивованість щодо еквівалентного заміщення оригінала, оскільки з’являється можливість заздалегідь визначати подію, а відтак і приймати рішення. Або в іншій інтерпретації – для прийняття рішення в цьому випадку з’являється додатковий часовий ресурс.

У випадку композиції лінійних функціональних залежностей поміж оригіналом та кількома заступними метрологічними еквівалентами, один з яких у відношенні до іншого також є оригіналом,

$$Z_k = c_3 Y_{k-s} + c_4 = c_3 (c_1 X_{k-s-m} + c_2) + c_4 = c_1 c_3 X_{k-s-m} + c_2 c_3 + c_4, \quad (2.40)$$

усі вищеописані переваги, як впливає з (2.40), розкривають себе більш явно, оскільки з’являється можливість скасувати не одну, а одразу декілька операцій вторинного перетворення. За більш глибокої композиції позитивний ефект може носити не тільки кількісний, але і якісний характер.

Ідентифікація інтегрального віброприскорення 1-го порядку як заступного метрологічного еквівалента віброшвидкості.

Для знаходження та ідентифікації можливих заступних метрологічних еквівалентів віброшвидкості і віброзміщення, побудуємо узагальнені рекурсивні оператори, які розкривають правила взаємно-однозначного

відображення послідовності відлікових значень дискретного у часі сигналу віброприскорення $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ у відлікові послідовності значень віброшвидкості $\{v_0, v_1, \dots, v_k, v_{k+1}, \dots\}$ та віброзміщення $\{s_0, s_1, \dots, s_k, s_{k+1}, \dots\}$, відповідно.

Відлікове значення v_k віброшвидкості v ОК на деякому $(k+1)$ -му кроці дискретизації набуває приросту $a_k \Delta t$, через що нове значення наведеного параметра в момент часу $t = t_{k+1}$ дорівнюватиме

$$v_{k+1} = v_k + \Delta v_{k+1} = v_k + a_k \Delta t \quad (2.41)$$

і далі не буде змінюватися протягом часу Δt . Варто зазначити, що в формулі (2.41) a_k – це відлікове значення віброприскорення, записане для моменту часу $t = t_k$ (рис. 2.4).

Оскільки k в зазначеній формулі не визначене і може набувати будь-яких значень з множини невід'ємних цілих чисел, співвідношення (2.41), врахувавши сталість Δt , можна переписати так:

$$v_{k+1} = v_0 + \Delta t \sum_{i=0}^k a_i \quad (2.42)$$

де $v_0 = v(t_0)$ – початкове значення віброшвидкості.

Відповідно до виразу (2.37), сума в формулі (2.42) є k -м відліковим значенням інтегрального віброприскорення 1-го порядку

$$\xi_k^{(1)} = \sum_{i=0}^k a_i = a_0 + a_1 + \dots + a_k. \quad (2.43)$$

Відтак з урахуванням (2.37) співвідношення (2.42) набуває вигляду (4.44)

$$v_{k+1} = \Delta t \xi_k^{(1)} + v_0, \quad (3.44)$$

що свідчить про лінійну залежність між відліковими значеннями віброшвидкості та інтегрального віброприскорення 1-го порядку і доводить еквівалентність останнього по відношенню до віброшвидкості. Такий статус дозволяє, про що зазначалося вище, у разі потреби скасувати операцію перетворення інтегрального віброприскорення 1-го порядку в віброшвидкість.

Тоді контрольованою фізичною величиною слугуватиме заступний метрологічний еквівалент $\xi^{(1)}$ з границями допускового інтервалу, що розраховуються на основі (2.44)

$$\xi_{\min}^{(1)} = \frac{v_{\min} - v_0}{\Delta t}; \quad \xi_{\max}^{(1)} = \frac{v_{\max} - v_0}{\Delta t}. \quad (2.45)$$

За нульової початкової умови $v_0 = 0$ поміж відліковими значеннями віброшвидкості та інтегрального віброприскорення 1-го порядку можна сформулювати пряму пропорційність

$$v_{k+1} = \Delta t \xi_k^{(1)}. \quad (2.46)$$

Тоді границями допускового інтервалу слугуватимуть $\xi_{\min}^{(1)} = \frac{v_{\min}}{\Delta t}$ та

$$\xi_{\max}^{(1)} = \frac{v_{\max}}{\Delta t}.$$

Ідентифікація інтегрального віброприскорення 2-го порядку як заступного метрологічного еквівалента віброзміщення

Відлікове значення віброзміщення s_k на $(k+1)$ -му кроці дискретизації набуває приросту $v_k \Delta t$, у зв'язку з чим в момент часу $t = t_{k+1}$ відлікове значення s_{k+1} дорівнює:

$$s_{k+1} = s_k + \Delta s_{k+1} = s_k + v_k \Delta t = s_0 + \Delta t v_0 + \Delta t \sum_{i_1=1}^k v_{i_1}, \quad (2.47)$$

де $s_0 = s(t_0)$ – початкове значення віброзміщення.

Відповідно до (2.42), значення віброшвидкості на кожному i_1 -му часовому відліку може бути визначено, як:

$$v_{i_1} = v_0 + \Delta t \sum_{i_2=0}^{i_1-1} a_{i_2}. \quad (2.48)$$

Підставляємо співвідношення (2.48) в формулу (2.47). Після нескладних перетворень отримуємо

$$s_{k+1} = s_0 + (k+1)\Delta t v_0 + \Delta t^2 \sum_{i_1=1}^k \sum_{i_2=0}^{i_1-1} a_{i_2} \quad (2.49)$$

і враховуємо, що $\sum_{i_1=1}^k \sum_{i_2=0}^{i_1-1} a_{i_2} = \sum_{i_1=0}^{k-1} \sum_{i_2=0}^{i_1} a_{i_2}$.

Тоді для відлікового значення віброзміщення s_{k+1} остаточно маємо

$$s_{k+1} = s_0 + (k+1)\Delta t v_0 + \Delta t^2 \sum_{i_1=0}^{k-1} \sum_{i_2=0}^{i_1} a_{i_2}. \quad (2.50)$$

Неважко помітити, що подвійна сума в (2.50) є $(k-1)$ -шим відліковим значенням інтегрального віброприскорення 2-го порядку

$$\begin{aligned} \xi_{k-1}^{(2)} &= \sum_{i_1=0}^{k-1} \sum_{i_2=0}^{i_1} a_{i_2} = a_0 + (a_0 + a_1) + \dots + (a_0 + \dots + a_{k-1}) = \\ &= \sum_{i_1=0}^{k-1} \xi_{i_1}^{(1)} = \xi_0^{(1)} + \xi_1^{(1)} + \dots + \xi_{k-1}^{(1)}, \end{aligned} \quad (2.51)$$

тому зазначену формулу можна переписати з урахуванням (2.38)

$$s_{k+1} = s_0 + (k+1)\Delta t v_0 + \Delta t^2 \xi_{k-1}^{(2)}. \quad (2.52)$$

Отримані співвідношення (2.50) та (2.52) є операторами відображень послідовності відлікових значень віброприскорення $\{a_0, a_1, \dots, a_k, a_{k+1}, \dots\}$ об'єкта вимірювання або контролю у відлікові значення віброзміщення $\{s_0, s_1, \dots, s_k, s_{k+1}, \dots\}$, в першому випадку, безпосередньо, а в другому – опосередковано. Вони вирізняються рядом позитивних якостей, через що їх доцільно використовувати як альтернативні математичні моделі.

Однією з таких важливих якостей є узагальненість операторів, що дозволяє математично описувати процес вищезазначеного перетворення не тільки за стаціонарних режимів роботи ОК, але і під час його перехідних процесів, і здійснювати це як за нульових, так і ненульових початкових умов віброшвидкості v_0 та віброзміщення s_0 .

Іншою істотною якістю зазначених операторів є їх лінійність. Адже рівняння відображення (2.52) можна записати у вигляді (2.39)

$$s_{k+1} = c_1 \xi_{k-1}^{(2)} + c_2, \quad (2.53)$$

де фізичні величини рівняння (2.53)

$$c_1 = \Delta t^2; \quad c_2 = s_0 + (k+1)\Delta t v_0 \quad (2.54)$$

будуть інваріантами до всіх відлікових значень $\xi^{(2)}$.

Щоправда, потрібно зауважити, що у разі ненульових початкових значень віброшвидкості v_0 відображення (2.52), як дискретна у часі динамічна система, залишаючись лінійною, все ж набуде нової якості. Вона втратить автономність і один з її коефіцієнтів, наразі c_2 , стане залежним від номеру часового відліку k , а отже, від часу t_k , явно.

Таким чином, в усіх випадках інтегральне віброприскорення 2-го порядку $\xi^{(2)}$ залишатиметься відносно віброзміщення s заступним метрологічним еквівалентом. Це означає, що в усіх випадках зберігатиметься можливість скасувати операцію вторинного перетворення $\xi^{(2)} \rightarrow s$ і, відповідно, уникнути необхідності проведення математичних розрахунків за формулою (2.52) на кожному часовому відліку. Навіть попри те, що сама формула (2.52) містить мінімально можливу кількість математичних операцій, необхідних для зазначеного перетворення, що вже є її перевагою. У разі такої еквівалентної заміни віброконтроль потрібно буде здійснювати лише за відліковими значеннями інтегрального віброприскорення 2-го порядку, про що більш докладно мова піде нижче.

Важливо, що в кожному окремому випадку ті співвідношення, які стануть похідними від зазначених формул (2.50) і (2.52), в свою чергу, будуть виявляти власні переваги. Наразі зупинимося на найбільш суттєвих.

1. За ненульових значень початкової віброшвидкості v_0 у відображенні (2.52) внаслідок параметричності c_2 спостерігаються ознаки неавтономності. В цьому випадку, як зазначалося вище, можливість для еквівалентного переходу від контролю за значеннями віброзміщення s до контролю за відліковими значеннями інтегрального віброприскорення 2-го порядку $\xi^{(2)}$ не зникає, оскільки рівняння (2.53) продовжує зберігати лінійні властивості. Але границі допускового інтервалу $\xi_{\min}^{(2)}$ та $\xi_{\max}^{(2)}$ наразі стають залежними від відлікового

часу явно і змінюються від значення до значення за деяким законом, який визначається властивостями конкретної системи об'єкта контролю.

2. Інтегральне перетворення 2-го порядку $\xi^{(2)}$ не втратить властивості еквівалентності у відношенні віброзміщення і у разі, коли початкові значення вібропараметрів будуть лише частково нульовими. Наприклад, коли початкова віброшвидкість об'єкта контролю дорівнює $v_0 = 0$, а його початкове віброзміщення є відмінним від нуля, оператор відображення (2.52) матиме вигляд:

$$s_{k+1} = \Delta t^2 \xi_{k-1}^{(2)} + s_0. \quad (2.55)$$

Водночас в формулі (2.55) інваріанти c_1 і c_2 залишатимуться постійними:

$$c_1 = \Delta t^2, \text{ а } c_2 = s_0.$$

У разі еквівалентної заміни контрольованої величини на $\xi^{(2)}$ границями допускового інтервалу слугуватимуть постійні значення $\xi_{\min}^{(2)}$ і $\xi_{\max}^{(2)}$, розраховані як:

$$\xi_{\min}^{(2)} = \frac{s_{\min} - s_0}{\Delta t^2}; \quad \xi_{\max}^{(2)} = \frac{s_{\max} - s_0}{\Delta t^2}. \quad (2.56)$$

3. Якщо всі початкові умови для об'єкта віброконтролю водночас прийняти рівними нулю, тобто $s_0 = 0$, $v_0 = 0$, $a_0 = 0$, оператори відображення (2.50) та (2.52) зазнають істотних і важливих спрощень.

Варто зауважити, що така ситуація у виробничій практиці зустрічається доволі часто [86, 127]. Наприклад, саме такі передумови спостерігаються під час запуску та розгону обертової електричної машини у разі проведення контролю її вібраційного стану.

Відтак, за нульових початкових умов (2.52) зазнає якісних змін, де між відліковими значеннями віброзміщення та інтегрального віброприскорення 2-го порядку встановлюється не просто лінійна залежність, а формується пряма пропорційність

$$s_{k+1} = \Delta t^2 \xi_{k-1}^{(2)}. \quad (2.57)$$

В формулі (2.57), порівняно із виразом (2.39), постійна $c_1 = \Delta t^2$ – квадрат кроку дискретизації, а $c_2 = 0$.

В цьому випадку інтегральне віброприскорення 2-го порядку $\xi_{k-1}^{(2)}$ об'єкта контролю у відношенні віброзміщення s чітко ідентифікує себе як заступний метрологічний еквівалент, який створює можливість для скасування прикінцевої операції вторинного перетворення, регламентованого співвідношенням (2.57), і для проведення контролю не за відліковими значеннями віброзміщення, а за значеннями власне інтегрального віброприскорення $\xi^{(2)}$, що загалом зменшує кількість необхідних для перетворення математичних операцій. За цими ж значеннями можна і приймати рішення щодо відповідності об'єкта контролю нормі. Границі допускового інтервалу мають бути розраховані:

$$\xi_{\min}^{(2)} = \frac{s_{\min}}{\Delta t^2}, \quad \xi_{\max}^{(2)} = \frac{s_{\max}}{\Delta t^2}. \quad (2.58)$$

Варто зауважити, що (2.57) виявляє інформативну рівнозначність обох сигналів: віброзміщення s і інтегрального віброприскорення 2-го порядку $\xi^{(2)}$. Про те, як впливає з (2.57), відлікові значення інтегрального віброприскорення $\xi^{(2)}$ випереджають відліки віброзміщення на два кроки дискретизації $2\Delta t$. Як альтернативі віброзміщення, це надає інтегральному віброприскоренню 2-го порядку додаткову перевагу.

2.1.3 Акселерометро-аналітичний метод вимірювання радіального віброзміщення вузлів обертової електричної машини та цифрові засоби вимірювання, що його реалізують

Даний метод включатиме у себе проміжне перетворення віброприскорення в постійну напругу, що здійснюється ємнісним мікромеханічним акселерометром, з подальшим перетворенням останньої в числові значення віброприскорення. На завершальному етапі відбувається

розрахунок інтегрального віброприскорення 2-го порядку, як заступного метрологічного еквівалента віброзміщення. Виходячи з сказаного, акселерометро-аналітичний метод вимірювання радіального віброзміщення вузлів електричної машини можна представити у вигляді алгоритму, наведеного на блок-схемі (рис. 2.6).

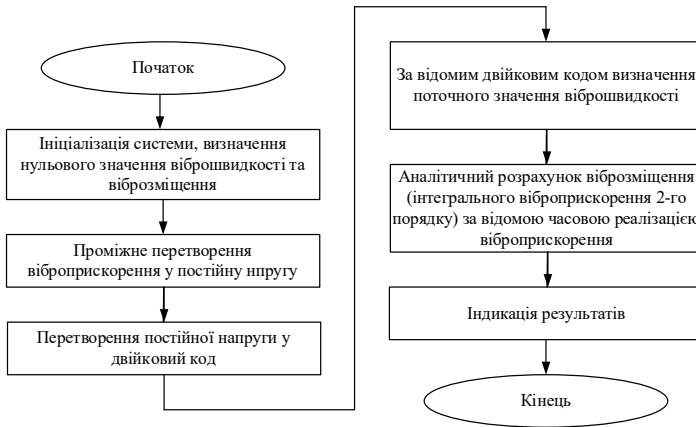


Рисунок 2.6 – Узагальнена блок-схема алгоритму реалізації акселерометро-аналітичного методу вимірювання радіального віброзміщення вузлів обертової електричної машини

Так як описаний ємнісний мікромеханічний чутливий елемент має доволі складне конструктивне виконання, то при побудові первинних вимірювальних перетворювачів віброприскорення є доцільним використання саме типових рішень, що виготовляються серійно. Тож у якості чутливого елемента запропонованого сенсора вібрації було обрано мікросхему ADXL322, що має дві взаємно перпендикулярні вимірювальні осі та забезпечує можливість вимірювання віброприскорення у двох взаємно перпендикулярних проекціях [105]. На основі зазначеного акселерометра було розроблено конструкцію ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень та виготовлено їх дослідну партію, що впроваджені, як елемент системи

вібромоніторингу Нижньодністровської ГЕС. Узагальнена структурна схема запропонованого сенсора віброприскорень наведена на рис. 2.7

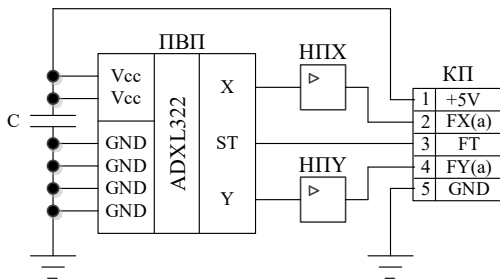


Рисунок 2.7 – Узагальнена структурна схема ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень

На рис. 2.7 мають місце наступні позначення:

ПВП – чутливий елемент, у якості якого використано акселерометр ADXL322; НПХ, НПУ – блоки нормуючих підсилювачів вимірювальних осей X та Y, відповідно; КП – клемма підключення.

Враховуючи необхідність забезпечення відповідного діапазону вимірювань віброприскорення у дослідній партії було використано коефіцієнти підсилення блоків нормуючих підсилювачів вимірювальних осей, які дозволили забезпечити чутливість сенсора по вимірювальних осях X та Y на рівні $0,08 \text{ В} \cdot \text{с}^2/\text{м}$.

Для довільно обраного екземпляру дослідної партії було проведено метрологічну перевірку. У якості вхідного сигналу було задано статичне значення прискорення у діапазоні від мінус $9,81 \text{ м}/\text{с}^2$ до $9,81 \text{ м}/\text{с}^2$ (прискорення вільного падіння), що змінювалося шляхом покрокового повороту сенсора навколо осі, перпендикулярної до вимірювальних осей сенсора. Враховуючи це, дійсне значення статичного прискорення для вимірювальних осей визначалося наступним чином:

$$ax = -9,81 \cdot \sin(\beta), \quad (2.59)$$

$$a_y = 9,81 \cdot \sin(\beta), \quad (2.60)$$

де a_x та a_y – відповідно, статичне прискорення по вимірювальним осям X та Y , відповідно; β – кут покрокового повороту сенсора.

Клас точності за зведеною похибкою зразкової міри, використаної для дослідження, становив 0,1 %.

Результати дослідження наведені на рис. 2.8.

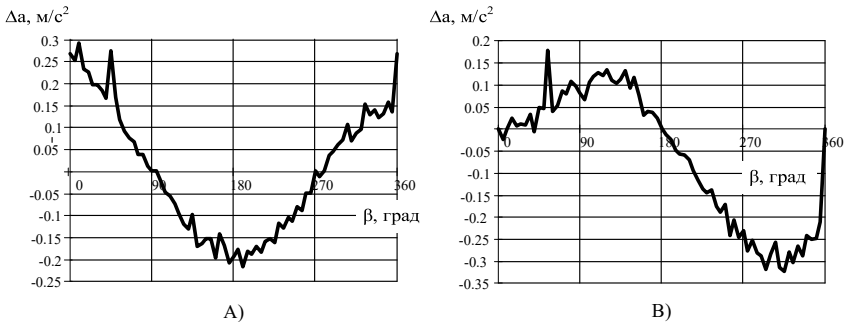


Рисунок 2.8 – Криві похибок ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень: А) – по вимірювальній осі X ; В) – по вимірювальній осі Y

Як випливає з проведених метрологічних досліджень запропонований сенсора віброприскорень у зазначеному діапазоні зміни статичного прискорення забезпечує клас точності за зведеною похибкою $q = \pm 2 \%$.

Основною вимогою щодо побудови сучасних промислових засобів вимірювання є універсальність та можливість адаптації останніх до різних стандартів передачі вимірювальної інформації, які можуть застосовуватися у системах вимірювального контролю [128]. При цьому, враховуючи клас точності ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень, для побудови цифрового вимірювального каналу віброприскорення є недоцільним використання АЦП з розрядністю понад десять, що призвело б до необґрунтованого зростання вартості та складності каналу без підвищення його класу точності. Також певні обмеження на конструкції такого цифрового каналу накладаються і з боку необхідної швидкодії. Зокрема, для

вимірювальних каналів, призначених для роботи сумісно з системами контролю технічного стану та діагностування обертових електричних машин, у яких застосовується амплітудно-частотно-часовий аналіз вібросигналу максимальний час вимірювального перетворення визначається наступним чином [101]:

$$t_{\min} = \frac{1}{f_c \cdot p}, \quad (2.61)$$

де f_c – синхронна частота обертання ротора електричної машини; p – кількість пар полюсів електричної машини.

Тобто, мінімальна швидкодія такого вимірювального каналу по обох вимірювальних осях не може бути нижчою за частоту промислової мережі.

З урахуванням сказаного було розроблено конструкцію цифрового вимірювального каналу віброприскорення та виготовлено його дослідну партію, що на даний момент також успішно проходить дослідну експлуатацію в системі вібромоніторингу Нижньодністровської ГЕС. Узагальнена структурна схема запропонованого каналу віброприскорень наведена на рис. 3.9 [129]

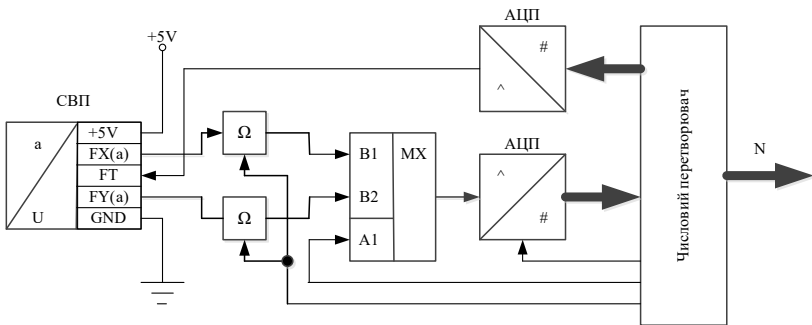


Рисунок 2.9 – Узагальнена структурна схема цифрового каналу віброприскорень

На рис. 2.9 мають місце наступні позначення:

СВП – ємнісний мікромеханічний сенсор віброприскорень; Ω блок аналогової пам'яті; MX – аналоговий мультиплексор; DAC – цифро-аналоговий перетворювач; ADC – аналого-цифровий перетворювач.

Запропонований цифровий канал здійснює вимірювання віброприскорення по вимірювальним осям X та Y, а також має режим самотестування, який забезпечується шляхом подачі аналогового сигналу +5 V з виходу число-аналогового перетворювача, у результаті чого на виході ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень встановлюється стандартний вихідний сигнал відомого номіналу, що дає змогу виконати самотестування пристрою в цілому.

Для довільно обраного екземпляру дослідної партії було проведено перевірку при тих же вихідних умовах, при яких проводилося дослідження ємнісного мікромеханічного сенсора віброприскорень. Результати експериментального дослідження наведені на рис. 2.10.

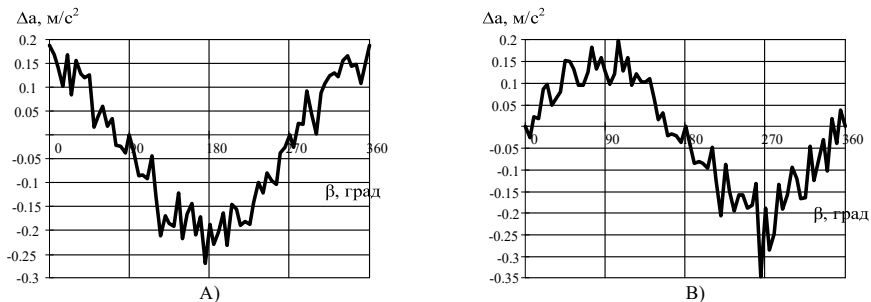


Рисунок 2.10 – Криві похибок цифрового каналу віброприскорень: А) – по вимірювальній осі X; В) – по вимірювальній осі Y

Як можна побачити з рис. 2.10, запропонований цифровий канал віброприскорень у зазначеному діапазоні зміни вхідної величини забезпечує клас точності за зведеною похибкою $q = \pm 2\%$.

У випадку необхідності зазначений сенсор може бути модефікованим для вимірювання віброприскорення по трьом вимірювальним осям [130-132]. Структурну схему засобу вимірювання, що реалізує вимірювання

віброприскорення на основі ємнісного мікромеханічного акселерометра по трьох вимірювальних осях наведено на рис. 2.11 [131]. Зазначений пристрій передбачає можливість роботи у трьох режимах, а саме:

- режимі компенсації похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення I;
- режим вимірювання;
- режим самотестування.

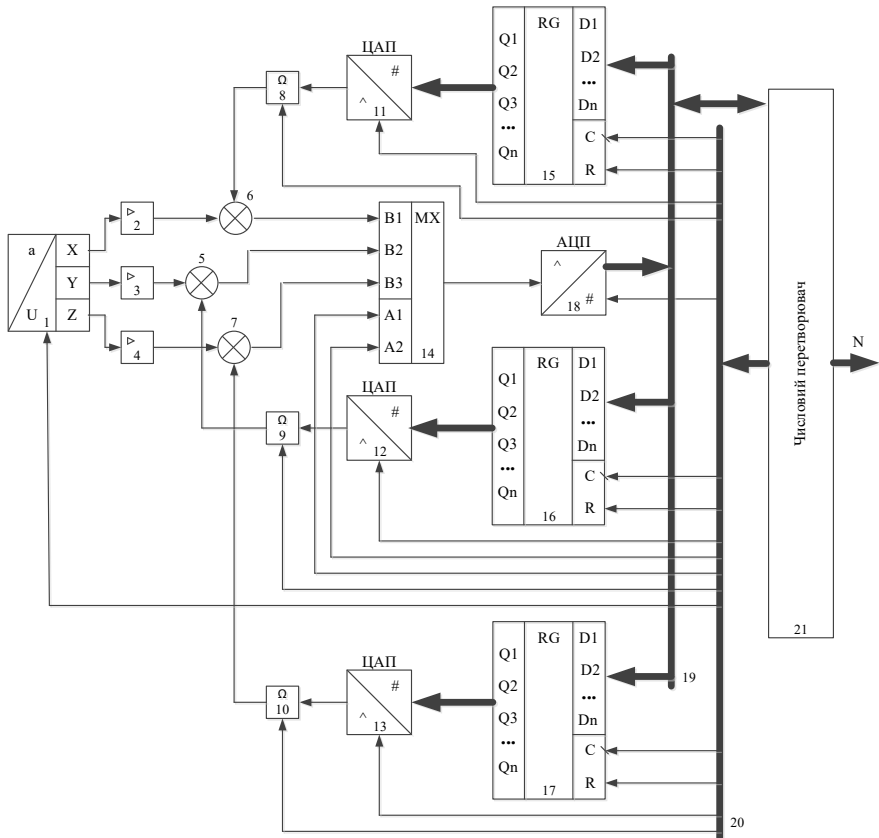


Рисунок 2.11 – Структурна схема ємнісного мікромеханічного засобу вимірювання віброприскорення, що реалізує вимірювання віброприскорення по трьох вимірювальних осях

Наведений на рис. 2.11 пристрій працює наступним чином.

З першого, другого та третього виходів датчика віброприскорення 1 на перші входи, відповідно, першого 2, другого 3 та третього 4 нормуючого підсилювача поступають сигнали, що відповідають поточному рівню віброприскорення по трьом осям координат (X, Y, Z). У першому 2, другому 3 та третьому 4 нормуючих підсилювачах зазначені сигнали приводяться до рівня, придатного для роботи аналого-цифрового перетворювача 13 та поступають на перші входи першого 5, другого 6 та третього 7 аналогового суматора. В аналогових суматорах 5-7 до сигналів з виходів датчика нормуючих підсилювачів 2-4 додаються сигнали корекції, що поступають на другі входи аналогових суматорів 5-7. З виходів аналогових суматорів 5-7 сигнали подаються, відповідно, на перший, другий та третій інформативні входи аналогового мультиплексора 14. В залежності від значення цифрових сигналів, що подаються на перший та другий адресний входи аналогового мультиплексора 14 з шини керування 20, на вихід аналогового мультиплексора 14 поступає сигнал з його першого, другого чи третього інформативного входу. З виходу аналогового мультиплексора 14 сигнал поступає на перший вхід аналого-цифрового перетворювача 18, у якому, після приходу на його другий вхід з шини керування 20 сигналу запуску, відбувається аналого-цифрове перетворення сигналу, що поступає на його перший вхід. По закінченні аналого-цифрового перетворення сигнал закінчення вимірювального перетворення та отриманий числовий код через вихід аналого-числового перетворювача 18 поступає у шину даних 19, звідки зчитується мікроконтролером 21 через його вхід-вихід. У мікроконтролері 21 відбувається подальша обробка отриманого числового коду та вибір поточного режиму роботи засобу вимірювання в залежності від визначеного програмно алгоритму. Подача керуючих сигналів у шину керування 20 відбувається через перший вихід мікроконтролера 21, сигналами з якої здійснюється управління роботою пристроями засобу вимірювання.

Режим компенсації похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення 1.

Режим компенсації похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення 1, запускається перед початком роботи засобу вимірювання при нульовому значенні віброприскорення по усім трьом осям координат (X, Y, Z). У цьому режимі вимірювання рівнів сигналів з виходів датчика віброприскорення 1 відбувається при нульових сигналах на других входах аналогових суматорів 5-7, відповідно до алгоритму, описаного вище. Після зчитування двійкового коду, що пропорційний сигналу на першому виході датчика віброприскорення 1 (координатна вісь X), мікроконтролером 21 здійснюється порівняння цього двійкового коду з нормованим значенням, яке відповідає половині опорної напруги аналого-цифрового перетворювача 18, та формується цифровий сигнал корекції. Після цього на третій вхід регістра 15 через шини керування 20 подається одиничний ступінчатий сигнал, що, по суті, є сигналом обнулення першого регістра 15. Далі через вхід-вихід мікроконтролера 21 цифровий сигнал корекції поступає у шини даних 19, через яку надходить на перший вхід першого регістра 15. З мінімальною затримкою після цього через шини керування 20 на другий вхід першого регістра 15 подається одиничний ступінчатий сигнал, що слугує для нього сигналом запам'ятовування цифрового сигналу корекції. З виходу першого регістра 15 запам'ятований цифровий сигнал корекції постійно надходить на перший вхід першого цифро-аналогового перетворювача 11. Після надходження на другий вхід першого цифро-аналогового перетворювача 11 сигналу запуску з шини керування 2 відбувається аналого-цифрове перетворення двійкового коду, що поступив на його перший вхід. Аналоговий сигнал, отриманий в результаті цифро-аналогового перетворення першим цифро-аналоговим перетворювачем 11 поступає на вхід першого блоку аналогової пам'яті де за сигналом на його другий вхід від шини керування 20 запам'ятовується та зберігається протягом деякого технічно обгрунтованого часу, до повторення операції цифро-аналогового перетворення. Сигнал з виходу першого блоку

аналогової пам'яті 8 надходить на другий вхід першого аналогового суматора 6. Таким чином на виході першого аналогового суматора 6 встановлюється скоректований сигнал, що дорівнює половині опорної напруги аналого-цифрового перетворювача 18 та не містить у собі похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення 1.

Аналогічним чином, з допомогою другого регістра 16, другого цифро-аналогового перетворювача 12 та другого блоку аналогової пам'яті 9 відбувається вилучення похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення 1 з сигналу на другому виході датчика віброприскорення 1 (координатна вісь Y), а з допомогою третього регістра 17, третього цифро-аналогового перетворювача 13 та третього блоку аналогової пам'яті 10 відбувається вилучення похибки, обумовленої неточністю установки датчика віброприскорення 1 з сигналу на третьому виході датчика віброприскорення 1 (координатна вісь Z)

Режим вимірювання.

У цьому режимі відбувається безпосередньо вимірювання миттєвих значень віброприскорення. Даний режим передбачає вимірювання рівнів сигналів, пропорційних миттєвим значенням віброприскорення по координатних осях X, Y, Z, що надходять з виходів датчика віброприскорення 1, відповідно до алгоритму, описаного вище. Після отримання числового коду мікроконтролером 21 за відомим рівнянням перетворення ним здійснюється розрахунок поточного значення віброприскорення. Отримане значення віброприскорення виводиться через другий вихід мікроконтролера 21. Після закінчення процедури виведення отриманого значення віброприскорення в поточній координатній осі запускається вимірювання віброприскорення по наступній координатній осі. Після завершення вимірювання віброприскорення в усіх трьох координатних осях процедура вимірювання повторюється циклічно.

Режим самотестування.

У цьому режимі на вхід датчика віброприскорення 1 з шини керування 20 надходить управляючий сигнал, після подачі якого на усіх виходах датчика віброприскорення 1 встановлюються сигнали заздалегідь відомої амплітуди. Після цього відбувається вимірювання сигналів на кожному з виходів датчика віброприскорення 1 за описаним вище алгоритмом та порівняння результату вимірювання з заздалегідь відомим значенням, що повинно було встановитися після подачі сигналу на вхід датчика віброприскорення 1. У випадку, якщо ці значення не співпадають, приймається рішення про збій у роботі системи, про що подається відповідний сигнал через другий вихід мікроконтролера 21. Якщо ж значення виміряного сигналу співпадає зі заздалегідь відомим значенням, то приймається рішення про справність роботи засобу вимірювання та засіб вимірювання вважається таким, що може продовжувати подальшу роботу.

2.2 Метод та засоби вимірювання осьового зміщення ротора обертової електричної машини

2.2.1 Розробка математичних моделей вихрострумів осьових зміщень ротора

При дослідженні осьової складової вібросигналу найбільший інтерес з точки зору інформативності про технічний стан обертової електричної машини, зокрема, технічний стан її опорних вузлів, можна отримати на підставі аналізу значення зміщення ротора відносно статора чи іншої жорстко закріпленої конструкції, що не є його частиною [39, 51, 133]. Особливістю цієї складової вібросигналу є те, що вона має слабкий кореляційний зв'язок з кутовим положенням ротора та частотою його обертання [111]. Основною причиною її виникнення є люфт ходу ротора у осьовому напрямку в наслідок дії осьової складової сили, що передається від робочого органу (може також додаватися і гравітаційна складова, у випадку вертикальної конструкції машини). Оскільки в процесі розвитку дефектів опорних вузлів (їх зношення) поступово зростає і

люфт при дії однакової осьової проєкції зусилля, то поточний контроль даного технічного параметру дозволяє не лише виявити наявність дефектів підшипникових вузлів, але й запобігти повному руйнуванню агрегату, що є високоімовірним у випадку аварійного виходу з ладу вузлів кріплення ротора.

Перспективними для моніторингу осьового зміщення ротора електричних машин є засоби вимірювання абсолютного переміщення, в основу яких покладено вихрострумний метод вимірювання. Такі сенсори дозволяють вимірювати абсолютні переміщення феромагнітних конструкцій порядку 0,1 мкм при забезпеченні необхідної для роботи системи технічного контролю чи діагностування швидкодії. А також, у випадку використання накладних чи трансформаторних вихрострумних вимірювальних перетворювачів (ВВП), не потребують втручання у конструкцію електричної машини [134, 135]. Однак, широке застосування таких ВВП та засобів вимірювання осьового зміщення, побудованих на їх основі, ускладнюється відсутністю високоточних математичних моделей вихрострумних сенсорів [108]. Відтак, їх розробка має значне як загальнотеоретичне, так і прикладне значення.

2.2.1.1 Математична модель накладного параметричного вихрострумного сенсора осьових зміщень ротора

Параметричні ВВП характеризуються індуктивністю L (індуктивним опором ωL) і активним опором R . Вони є конструктивно більш простими, надійнішими та мають нижчу собівартість, ніж трансформаторні ВВП, що робить їх більш перспективними з точки зору використання в засобах вимірювання осьового зміщення.

Обмотка параметричного накладного ВВП являє собою котушку індуктивності (рис. 2.12). При наближенні такого сенсора до об'єкта контролю внаслідок появи вторинного магнітного поля вихрових струмів його індуктивність змінюється (зазвичай зменшується). Зі зміни цих параметрів можна робити висновок про відстань до контрольованого об'єкта.

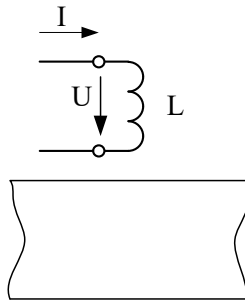


Рисунок 2.12 – Спрощена структурна схема накладного параметричного ВВП

Отже, виходячи зі сказаного, є очевидним, що математична модель сенсора повинна пов'язувати відстань між сенсором та феромагнітним об'єктом з параметрами струму у котушці параметричного накладного ВВП.

Типова конструктивна розрахункова схема накладного параметричного ВВП без каркаса та елементів кріплення наведена на рис. 2.13 [136, 137].

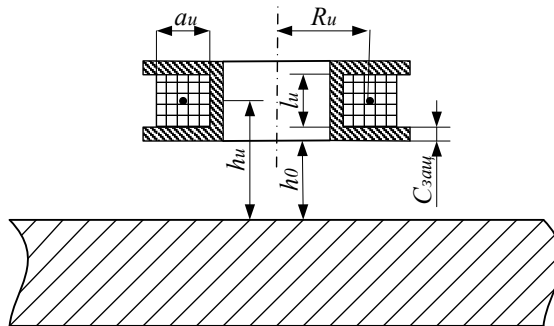


Рисунок 2.13 – Конструктивна розрахункова схема накладного параметричного ВВП

Реакція струмопровідного середовища, якими є конструктивні елементи ротора електричної машини, на котушку зі струмом I еквівалентна (наближено) впливу дзеркального відображення цієї ж котушки зі струмом [138, 139]. Використовуючи це положення, а також вводячи припущення, що вісь сенсора

перпендикулярна поверхні середовища, можна записати вираз для повної напруги на котушці (у тому числі з магнітопроводом) та впливом струмопровідного середовища

$$\underline{U} = \underline{U}_n + \underline{U}_{\text{вн}} = \underline{Z}_n \underline{I} + \underline{I} j \omega M(\lambda, x) \quad (2.62)$$

де \underline{U}_n та $\underline{U}_{\text{вн}}$ – відповідно, початкова та внесена напруга; M – коефіцієнт взаємодуктивності між котушкою і дзеркальним відображенням; x – відстань між сенсором та струмопровідним середовищем;

$$\lambda = \frac{2}{3r_e}, \quad (2.63)$$

де r_e – еквівалентний радіус сенсора.

Розділивши (2.62) на струм \underline{I} , отримаємо вираз для повного опору сенсора, розташованого над струмопровідним середовищем.

$$\underline{Z} = \underline{Z}_n + j \omega M(\lambda, x) \quad (2.64)$$

Оскільки M є експоненціальною функцією шуканої відстані між сенсором та струмопровідним середовищем x [140], то її значення може бути визначено наступним чином:

$$M = M_0 e^{-\lambda x}. \quad (2.65)$$

І так, з (2.64) та (2.65) випливає, що для розрахунку внесеного у сенсор опору необхідно знати коефіцієнт взаємодії котушки M_0 з його дзеркальним відображенням при нульовій відстані від об'єкта контролю для заданого еквівалентного радіуса r_e .

Значення M_0 може бути визначено експериментально з допомогою основного й ідентичного йому допоміжного сенсорів. Зімкнувши обидва сенсори робочими поверхнями (щоб зазор дорівнював нулю) та вимірюючи високоомним вольтметром напругу U_0 на одному з них при відомому діючому струмі I через інший, можна розрахувати

$$M_0 = \frac{U_0}{\omega I}. \quad (2.66)$$

Еквівалентний радіус сенсора для орієнтовних розрахунків можна розрахувати як середній радіус його котушки

$$r_e = a + \frac{b}{2}, \quad (2.67)$$

де a – ширина котушки; b – товщина котушки.

Більш точно значення еквівалентного радіуса можна знайти експериментально, виходячи з рівняння (2.66). Якщо відстань між торцями сенсорів h встановити таким чином, щоб $M = 0,37 M_0$, тобто, щоб показник експоненційного виразу (2.65) дорівнював одиниці, отримаємо $r_e = 3x$.

Зазначений шлях визначення M_0 та r_e для конкретного сенсора не є єдино можливим. Можуть бути застосовані й інші методи, наприклад аналітичний.

Тож, враховуючи викладене, можна записати остаточний вираз для повного опору сенсора, що розміщений на відстані x від поверхні струмопровідного середовища:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_n + j\omega M_0 e^{-\lambda x}. \quad (2.68)$$

При цьому комплексне діюче значення струму у котушці може бути визначено наступним чином:

$$\underline{I}(x) = \frac{\underline{U}_{\text{жс}}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}_{\text{жс}}}{\underline{Z}_n + j\omega M_0 e^{-\lambda x}}. \quad (2.69)$$

Залежність (2.69) є математичною моделлю накладного параметричного ВВП у стаціонарному режимі роботи. Як випливає з (2.69) для вихідного струму даного сенсора від відстані між сенсором та струмопровідним середовищем будуть залежати як амплітудне (діюче) значення вихідного струму, так і його фазове зміщення. Тож для кожного із зазначених параметрів вихідного струму на основі (2.69) можна отримати рівняння перетворення.

Рівняння перетворення відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у діюче значення вихідного струму:

$$I(x) = \frac{U_{\text{жс}}}{\sqrt{R_n^2 + \omega^2 (L_n + M_0 e^{-\lambda x})^2}}, \quad (2.70)$$

де R_n – початковий активний опір; L_n – початкова індуктивність.

Рівняння перетворення відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у зміщення фаз вихідного струму:

$$\Delta\varphi(x) = \arctg\left(\frac{\omega(L_n + M_0)}{R_n}\right) - \arctg\left(\frac{\omega(L_n + M_0 e^{-\lambda x})}{R_n}\right). \quad (2.71)$$

Для моделювання залежностей (2.70) та (2.71) задамося параметрами вихрострумового сенсора АЕ505 від RFНІС, для якого характерні наступні технічні параметри: ширина котушки – 1 мм, товщина котушки – 1 мм, активний опір котушки – 10 Ом, індуктивність котушки – 32 мГн, M_0 – 30 мГн, частота напруги живлення – 5 кГц [141]. Статичні характеристики сенсора за діючим значенням струму та зміщенням початкової фази наведено на рис. 2.14 та рис. 2.15, відповідно.

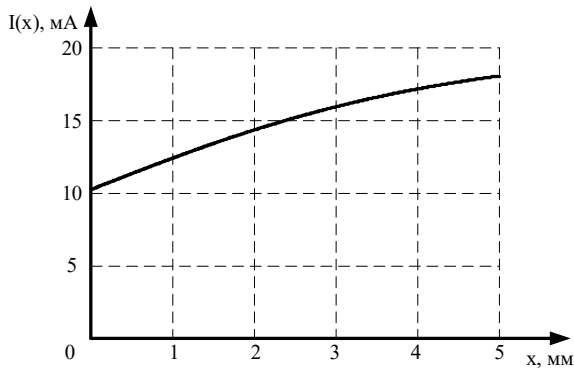


Рисунок 2.14 – Статична характеристика накладного параметричного ВВП за діючим значенням струму

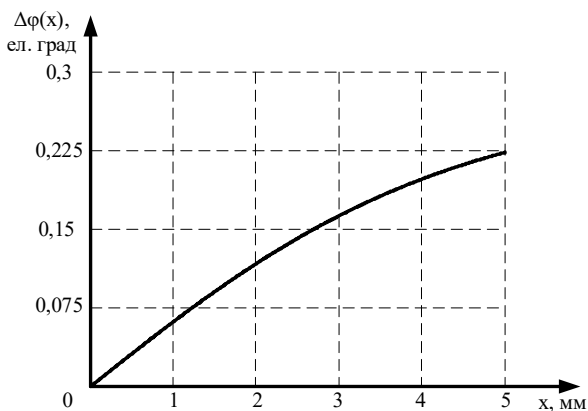


Рисунок 2.15 – Статична характеристика накладного параметричного ВВП за зміщенням початкової фази

Як випливає з аналізу статичних характеристик (рис. 2.14 та рис. 2.15), задовільна чутливість при забезпеченні прийнятних габаритних розмірів сенсора забезпечується лише за діючим значенням вихідного струму. Тоді як чутливість, що забезпечується при вказаних габаритних розмірах накладного параметричного ВВП при перетворенні відстані у фазове зміщення є недостатньою для вимірювання осьового зміщення ротора у діапазоні від 0 до 5 мм з необхідною точністю. Окрім цього з рис. 2.14 можна зробити висновок, що у зазначеному діапазоні зміни відстані між сенсором та струмопровідним середовищем та наведених габаритних розмірах сенсора статичну характеристику за діючим значенням вихідного струму з допустимою похибкою можна вважати лінійною.

2.2.1.2 Математична модель накладного трансформаторного вихрострумowego сенсора осьових зміщень ротора

Трансформаторні сенсори мають ряд суттєвих переваг перед параметричними. Зокрема, вони характеризуються більш високою стабільністю вихідного сигналу. Також при використанні однообмоткових (параметричних) сенсорів власний опір обмотки додається з корисним внесеним опором, що робить вихідний сигнал більш залежним від зовнішніх впливних величин (температури, вологості та ін.) [108]. Тож, ефективним методом підвищення точності систем технічного контролю та діагностування обертових електричних машин, хоча і за рахунок підвищення її складності, є використання трансформаторних ВВП.

З точки зору моделювання вихідних сигналів накладних ВВП при певних умовах (зазори, частоти, струмі тощо) основною задачею є розрахунок комплексної внесеної напруги на вимірювальній обмотці двохобмоткового ВВП.

Найчастіше на практиці використовується котушка з коловими витками.

Типова конструктивна схема такого сенсора без каркаса та елементів кріплення наведена на рис. 2.16 [108]. Безпосередньо на основі даних рис. 2.16 з урахуванням товщини захисної щічки $C_{зах}$, взаємного розташування $l_{\theta n}$ і висоти обмоток l_e, l_i можна знайти значення зазорів [138].

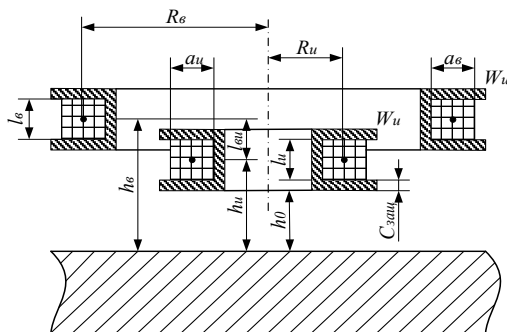


Рисунок 2.16 – Розрахункова модель накладного двохобмоткового ВВП

Основним вихідним параметром трансформаторного вихрострумowego сенсора є значення ЕРС або напруги на вимірювальних обмотках.

Коли поблизу накладного ВВП немає об'єкта контролю, то початкова напруга на його вимірювальній обмотці буде визначатися взаємоіндуктивністю M між його котушками [142]:

$$\underline{U}_2 = -j\omega M_{12} \underline{I}_1, \quad (2.72)$$

при чому значення взаємоіндуктивності між обмотками для конкретного сенсора M_{12} можна знайти за допомогою відомих співвідношень [135, 143].

Розглянемо сенсор з малим поперечним перерізом обмоток, а потім розповсюдимо отримані результати на реальні сенсори. Взаємне розташування обмоток для ідеального випадку наведено на рис. 2.17.

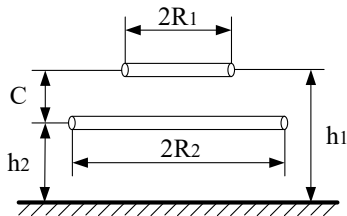


Рисунок 2.17 – Розташування обмоток трансформаторного ВВП

Як показано у [141], напруженість електричного поля у сенсорі може бути описаною наступним виразом

$$\underline{E} = -j\omega W_1 \underline{A}_1, \quad (2.73)$$

де \bar{A}_1 – вектор-потенціал сумарного поля у верхньому півпросторі; W_1 – кількість витків струмової обмотки.

ЕРС вимірювальної обмотки визначається, як циркуляція напруженості електричного поля \underline{E} по контуру вимірювальної обмотки радіусом R_2

$$EPC_2 = \oint_{R_2} \underline{E} dl, \quad (2.74)$$

де l – контур інтегрування.

В силу того, що напруженість \underline{E} постійна на будь-якому співвісному з струмовою обмоткою контурі, маємо

$$EPC_2 = 2\pi R_2 W_2 \underline{E}, \quad (2.75)$$

де W_2 – кількість витків вимірювальної обмотки сенсора.

Підставивши (2.74) в (2.75), отримаємо

$$EPC_2 = -j2\pi\omega R_2 W_1 W_2 \underline{A}_1. \quad (2.76)$$

Виконавши перетворення (2.76), можна отримати відповідні точні вирази ЕРС вимірювальної обмотки для середовищ різної структури. Проте, інтерпретація цих виразів, навіть за допомогою сучасної комп'ютерної техніки, є достатньо трудомісткою задачею. Звідси доцільним є використання саме наближених розрахунків для поля у верхньому півпросторі. Враховуючи це, а також (2.76), отримуємо наступну формулу для ЕРС вимірювальної обмотки в першому наближенні:

$$\begin{aligned} EPC_2 = & -j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} (34x - 10) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-\frac{3c}{2R_2}} \underline{I} - \\ & -j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} (34x - 10) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-3\frac{h_1+h_2}{2R_2}} \underline{I} \varphi_1(\lambda). \end{aligned} \quad (2.77)$$

У наведеному виразі

$$c = |h_2 - h_1|, \quad (2.78)$$

$$\lambda = \frac{3}{2R_2}. \quad (2.79)$$

Підставимо у (2.77) $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (Гн/м), отримаємо:

$$\begin{aligned} EPC_2 = & -j\omega 34 \cdot 10^{-7} (x - 0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-\frac{3c}{2R_2}} \underline{I} - \\ & -j\omega 34 \cdot 10^{-7} (x - 0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-3\frac{h_1+h_2}{2R_2}} \underline{I} \varphi_1(\lambda). \end{aligned} \quad (2.80)$$

У відповідності з (2.80), можна побудувати еквівалентну схему заміщення сенсора над провідним середовищем, що наведена на рис. 2.18.

Вважаючи, що перший доданок виразу (2.80) є ЕРС, наведена у вимірювальній обмотці струмовою обмоткою з струмом \underline{I} , а другий доданок – ЕРС, наведена дзеркальним відображенням струмової обмотки зі струмом $\underline{I}\varphi_1(\lambda)$.

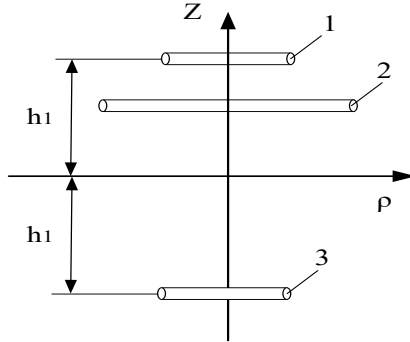


Рисунок 2.18 – Схема заміщення двообмоткового трансформаторного ВВП: 1, 2 – обмотки сенсора, 3 – уявна обмотка

У відповідності до наведеної схеми заміщення, вираз (2.80) можна записати у наступному вигляді:

$$EPC_2 = -j\omega M_{12}\underline{I} - j\omega M_{32}\underline{I}\varphi_1(\lambda), \quad (2.81)$$

де M_{12} – взаємна індуктивність між струмовою та вимірювальною обмотками; M_{32} – взаємна індуктивність між зображенням струмової та вимірювальної обмоток.

$$M_{12} = 34 \cdot 10^{-7} (x - 0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-\frac{3c}{2R_2}}, \quad (2.82)$$

$$M_{32} = 34 \cdot 10^{-7} (x - 0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} e^{-\frac{3(h_1+h_2)}{2R_2}}. \quad (2.83)$$

Перша частина формул (2.77), (2.80) та (2.81) дають вираз для початкової ЕРС сенсора EPC_n при відсутності провідного середовища, друга частина – ЕРС, що наводиться вихровим струмом провідного середовища, тобто відносно $EPC_{вн}$.

Враховуючи відносно невелике значення напруженості магнітного поля, що створюється струмовою обмоткою, значення відносної магнітної проникності торцевої частини ротора можна вважати постійним. В такому випадку [143, 144]:

$$\underline{\varphi}_1(\lambda) = j \frac{3\mu - \sqrt{9 + 14\beta^2}}{3\mu + \sqrt{9 + 14\beta^2}}, \quad (2.84)$$

де μ – відносна магнітна проникність торцевої частини ротора; β – коефіцієнт, що враховує електромагнітні властивості торцевої частини ротора (ферромагнітного середовища, що впливає на сенсор) та визначається наступним чином:

$$\beta = R_2 \sqrt{\omega \sigma \mu \mu_0}, \quad (2.85)$$

де σ – питома електропровідність торцевої частини ротора; μ – відносна магнітна проникність торцевої частини ротора.

Введемо такі позначення:

$$\begin{cases} \underline{U}_2 = -EPC_2, \\ U_{2n} = 34 \cdot 10^7 \omega(x-0,3)W_1W_2\sqrt{R_1R_2}I, \end{cases} \quad (2.86)$$

де \underline{U}_2 – напруга на вимірювальній котушці; U_{2n} – модуль початкової напруги на вимірювальній котушці при відсутності провідного середовища.

З урахуванням (2.86), а також врахувавши те, що відстань між сенсором та струмовідним середовищем x дорівнює h_2 та прив'язавши нульову початкову фазу до початкової фази струму у струмовій обмотці можемо записати таку наближену залежність:

$$\underline{U}_2 = jU_{2n} \left(e^{-\frac{3c}{2R_2}} + e^{-\frac{6x-c}{2R_2}} j \frac{3\mu - \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}}{3\mu + \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}} \right). \quad (2.87)$$

Отриманий вираз однозначно пов'язує вхідну (відстань між сенсором та струмовідним середовищем) і вихідну (комплексну напругу на вимірювальній котушці) величину. Оскільки від відстані між сенсором та струмовідним середовищем залежать два параметри – амплітудне значення вихідної напруги

та її зміщення за фазою, то на основі (2.87) можна подати рівняння перетворення даного сенсора у вигляді:

$$U_2(x) = \sqrt{2} \cdot \left| j \cdot 34 \cdot 10^7 \omega(x-0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} I \left(e^{-\frac{3c}{2R_2}} + e^{\frac{6x-c}{2R_2}} j \frac{3\mu - \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}}{3\mu + \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}} \right) \right|, \quad (2.88)$$

$$\varphi_2(x) = \arg \left[j \cdot 34 \cdot 10^7 \omega(x-0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} I \left(e^{-\frac{3c}{2R_2}} + e^{\frac{6x-c}{2R_2}} j \frac{3\mu - \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}}{3\mu + \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}} \right) \right]. \quad (2.89)$$

Вирази (2.88) та (2.89), по суті, є рівняннями перетворення накладного трансформаторного ВВП при перетворенні вимірювального сигналу в діюче значення напруги та зміщення фази відповідно. Оскільки на практиці амплітудне значення вихідної напруги прямо пропорційне амплітуді струму обмотки струму, то доволі поширеною практикою є зменшення останнього з метою зменшення потужності інформаційних кіл сенсора та застосування додаткового нормуючого підсилювача на виході вимірювальної котушки [108]. У такому випадку рівняння (2.88) можна записати в наступному вигляді:

$$U_2(x) = k \left| j \cdot 48 \cdot 10^7 \omega(x-0,3) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2} I \left(e^{-\frac{3c}{2R_2}} + e^{\frac{6x-c}{2R_2}} j \frac{3\mu - \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}}{3\mu + \sqrt{9 + 14R_2^2 \omega \sigma \mu \mu_0}} \right) \right|, \quad (2.90)$$

де k – коефіцієнт підсилення нормуючого перетворювача.

Для моделювання залежностей (2.89) та (2.90) задамося параметрами вихрострумове сенсора, наведеного у [143], для якого характерні наступні технічні параметри: радіус струмової обмотки – 1,5 мм, радіус вимірювальної обмотки – 7,5 мм, кількість витків струмової обмотки – 260, кількість витків вимірювальної обмотки – 400, частота напруги живлення – 125 Гц, відстань між обмотками – 2 мм, діюче значення струму струмової обмотки – 0,1 А також для моделювання було прийнято: коефіцієнт підсилення нормуючого перетворювача – 265, питома електропровідність торцевої частини ротора – 10^7 См / м, відносна магнітна проникність торцевої частини ротора – 10^7 . Статичні

характеристики сенсора за діючим значенням струму та зміщенням початкової фази наведено на рис. 2.19 та рис. 2.20 відповідно.

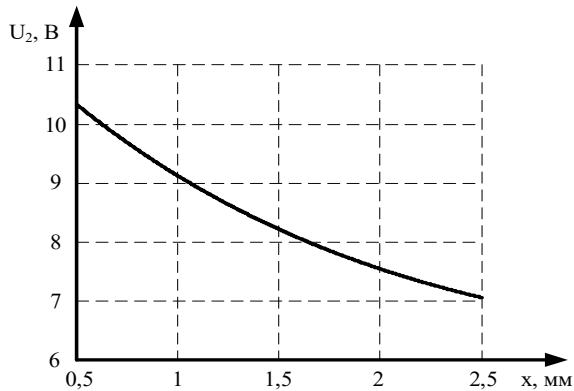


Рисунок 2.19 – Статична характеристика накладного трансформаторного ВВП за діючим значенням напруги

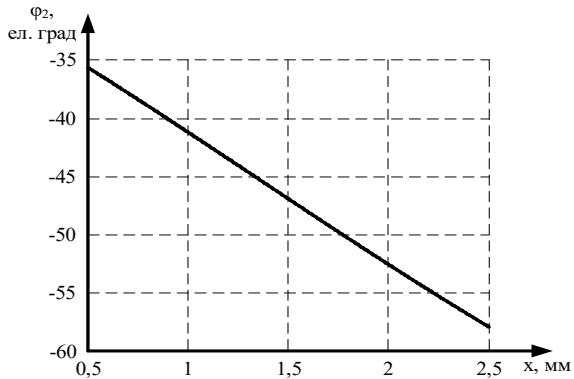


Рисунок 2.20 – Статична характеристика накладного трансформаторного ВВП за зміщенням початкової фази

Як випливає з аналізу статичних характеристик (рис. 2.19 та рис. 2.20), задовільна чутливість при забезпеченні заданих габаритних розмірах та енергетичних характеристиках сенсора забезпечується лише за амплітудним значенням напруги, оскільки доволі легко піддається масштабуванню шляхом

використання масштабного перетворювача з необхідним коефіцієнтом. Тоді як чутливість за зміщенням фази, що забезпечується при вказаних габаритних розмірах накладного трансформаторного ВВП є недостатньою для вимірювання осьового зміщення ротора у діапазоні від 0,5 до 2,5 мм з необхідною точністю та не може бути масштабована без використання доволі складних вимірювальних перетворювачів [145].

Ще однією особливістю, що впливає з аналізу статичної характеристики перетворення відстані між сенсором та струмовідним середовищем у амплітуду вихідної напруги (рис. 2.19) є її нелінійний характер, що для заданих параметрів моделювання носить суттєве значення. З метою оцінювання нелінійності статичної характеристики остання була апроксимована лінійною залежністю, що проходила через точки (0,5 мм; 10 В) та (2,5 мм; 7 В). Для отриманих значень вихідної напруги оцінено відносну похибку нелінійності за наступною залежністю:

$$\delta(x) = \frac{|UL_2(x) - U_2(x)|}{U_2(x)} \cdot 100\%, \quad (2.91)$$

де $UL_2(x)$ – напруга на виході сенсора, розрахована за допомогою лінійної апроксимації.

Результати моделювання (2.91) наведено на рис. 2.21.

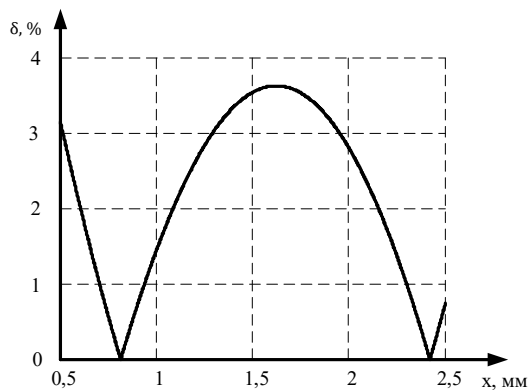


Рисунок 2.21 – Залежність відносної похибки нелінійності від вимірюваного значення відстані між сенсором та струмовідним середовищем

Як випливає з рис. 2.21, відносна похибка нелінійності статичної характеристики для заданих параметрів сенсора та заданого діапазону вимірювання перевищує 3,6 %, що є недопустимим при побудові сучасних високоточних засобів вимірювання осьового зміщення ротора обертових електричних машин. Враховуючи сказане, є очевидною необхідність розробки підходів для зменшення цієї складової похибки. Перспективними шляхами зменшення нелінійності статичної характеристики є зменшення діапазону вимірювань. Тож дослідимо вплив ширини вимірювального діапазону на зміну похибки нелінійності описаного вище сенсора.

Для дослідження впливу зменшення діапазону вимірювань проведемо апроксимацію лінійною статичною характеристикою звуженого вдвічі діапазону вимірювання (від 1,0 до 2,0 мм). Апроксимація звуженої статичної характеристики була здійснена оптимальною лінійною залежністю при зміні напруги початку та кінця характеристики з кроком квантування 0,1 В. Отримана лінійна характеристика проходила через точки (1,0 мм; 9,1 В) та (2,0 мм; 7,5 В). Результати моделювання відносної похибки нелінійності для звуженого діапазону наведено на рис. 2.22.

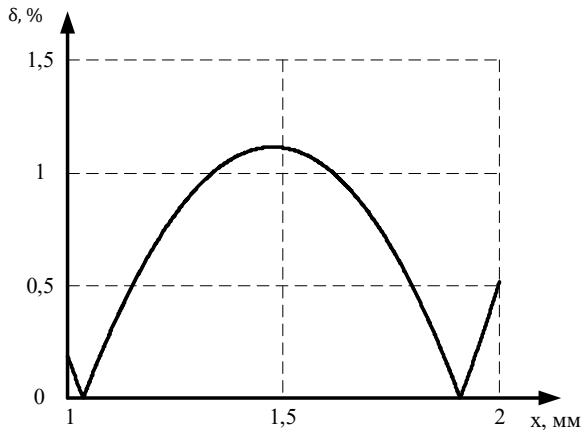


Рисунок 2.22 – Залежність відносної похибки нелінійності від вимірюваного значення відстані між сенсором та струмовідним середовищем для звуженого діапазону вимірювання

Як впливає з аналізу залежність відносної похибки нелінійності, наведеної на рис. 2.21 та рис. 2.22, звуження діапазону вимірювання є ефективним методом зменшення похибки нелінійності. Зокрема, для досліджуваного сенсора зменшення діапазону вимірювання вдвічі призводить до трьохкратного зменшення відносної похибки нелінійності.

2.2.2 Розробка вихрострумowego методу та засобу вимірювання осьового зміщення ротора обертових електричних машин

Як було показано вище, вихрострумові первинні вимірювальні перетворювачі набули широкого поширення при вимірюванні осьового зміщення ротора обертових електричних машин. Зокрема вони дають змогу здійснити вимірювання зазначеного параметру при відсутності безпосереднього контакту з ротором [146] та не потребують застосування аналітичних методів розрахунку віброзміщення, оскільки сигнал на їх виході уже є пропорційним шуканій фізичній величині. Про те, суттєвим недоліком цих типів вимірювальних перетворювачів є те, що вони дозволяють здійснювати вимірювання лише на відносно малих (порядку кількох міліметрів) відстанях від ОВ [146], що обумовлює необхідність жорсткого закріплення сенсора на конструктивних елементах у безпосередній близькості до рухомих частин електричної машини (джерела виникнення вібрації). У свою чергу це неминуче призводить до виникнення значної методичної похибки, оскільки методи, що передбачають використання зазначених сенсорів, не враховують їх власного віброзміщення відносно точки відліку системи координат [147]. Тож на виході засобів вимірювання, що побудовані на базі зазначених типів первинних вимірювальних перетворювачів, формується складний сигнал, який являє собою векторну суму осьового зміщення ротора та власного віброзміщення сенсора [8].

Ефективним способом зменшення цієї похибки може бути віддалення точки кріплення сенсора від джерела виникнення вібрації, оскільки амплітуда

коливань є обернено пропорційною квадрату відстані від джерела збудження [133]. Зазначений ефект є однією з основних переваг застосування оптичних методів вимірювання осьового віброзміщення [148, 149]. Проте, такий спосіб зменшення похибки є малоефективним в умовах обмеженості простору в середині корпусу електричної машини, у якій максимальна відстань між точкою кріплення сенсора та лобовим виступом ротора обмежена стінками захисної конструкції. Виходячи зі сказаного, у переважній більшості обертових електричних машин значною мірою нівелюються переваги оптичних методів вимірювання осьового віброзміщення, що потребує пошуку нових ефективних рішень зазначеної проблеми.

Як було показано раніше, основним недоліком ВВП осьового віброзміщення ротора є наявність у результатах вимірювання методичної похибки, що обумовлюється власною вібрацією первинного вимірювального перетворювача. При цьому ВВП є малочутливими до зовнішніх статичних електричних та магнітних полів, що можуть виникати під час роботи машини достатньо великої потужності [150]. Враховуючи це, можна дійти висновку, що поставлена задача може бути розв'язаною шляхом розробки системи компенсації похибки власного віброзміщення вихрострумowego перетворювача, що дасть змогу компенсувати методичну похибку вимірювання при збереженні переваг зазначеного типу сенсорів.

Враховуючи сказане, алгоритм реалізації удосконаленого вихрострумowego методу вимірювання осьового зміщення ротора обертових електричних машин можна представити у вигляді наступної блок-схеми, наведеної на рис. 2.23 [148, 151].

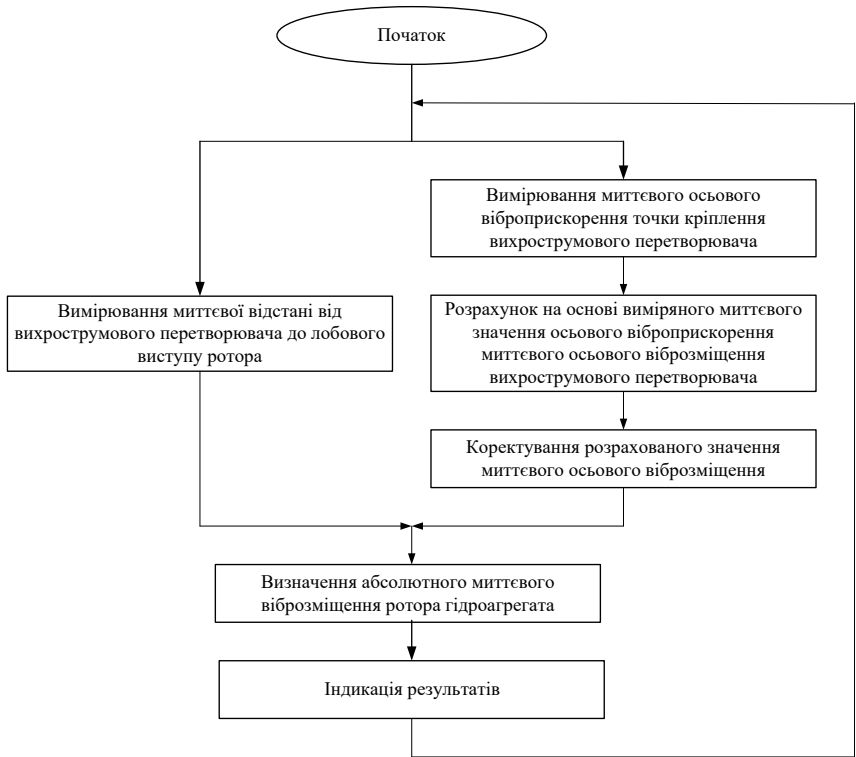


Рисунок 2.23 – Блок-схема реалізації удосконаленого вихрострумowego методу вимірювання осьового зміщення ротора гідроагрегату капсульного типу

Конструктивна реалізація засобу вимірювання осьового зміщення ротора обертових електричних машин, що реалізує запропонований метод, може мати вигляд, наведений на рис. 2.24 [152, 153].

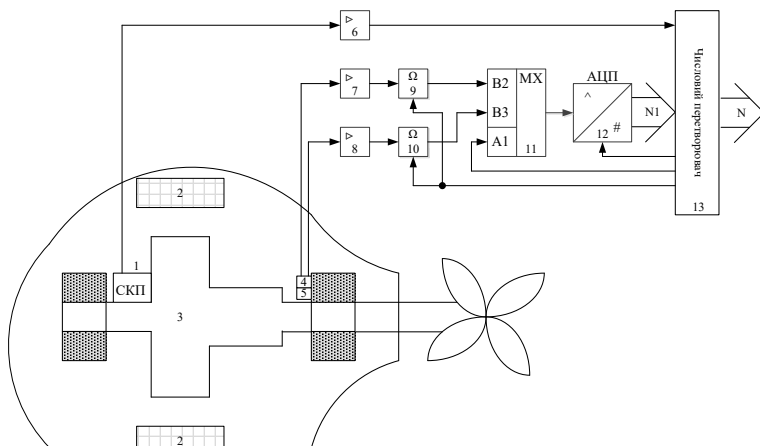


Рисунок 3.24 – Структурна схема засобу, що реалізує удосконалений вихрострумний метод вимірювання осьового зміщення ротора гідроагрегату капсульного типу

У наведеному на рис. 2.24 засобі вимірювання реалізуються операція одночасного вимірювання відносної відстані між вихрострумним перетворювачем 5 та ротором гідроагрегату 3, а також операція вимірювання миттєвого віброприскорення за допомогою акселерометра 4. Отримані з виходів вимірювальних перетворювачів сигнали підсилюються у масштабуючих перетворювачах 7 та 8 до рівня, придатного для роботи вимірювальних каналів та запам'ятовуються у блоках аналогової пам'яті 9 та 10. Запам'ятовані сигнали послідовно перетворюються у числові значення, що зчитуються числовим перетворювачем 13. Одночасно з цим відбувається формування сигналу повороту ротора гідроагрегату на певний визначений кут, що формується сенсором кутового положення 1. Після формування даний сигнал підсилюється у масштабуючому перетворювачі 6 та надходить у якості управляючого сигналу безпосередньо у числовий перетворювач 13, що забезпечує можливість визначення числового значення «п» для здійснення коректування нульового значення віброзміщення та віброшвидкості.

2.2.3 Фазовий безконтактний метод та засіб вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини

Ще однією перспективною групою методів вимірювання, з точки зору первинного вимірювального перетворення осьового віброзміщення, є оптичні методи. Про те, не дивлячись на теоретичну можливість безконтактного вимірювання зміщення ротора на доволі великих відстанях, використання оптичних сенсорів також має ряд суттєвих обмежень, пов'язаних з наявністю неінформативних впливів на оптичний сигнал з боку як навколишнього середовища, так і самого об'єкта вимірювань (ОВ). До таких неінформативних збурень, зокрема, можуть бути віднесені: зміна коефіцієнту затухання, змінний у часі коефіцієнт поглинання як зовнішнього навколишнього середовища, так і самого ОВ, власне теплове випромінювання ОВ, тощо [154]. Тож, враховуючи сказане, є очевидним, що розробка нових методів вимірювання осьового зміщення, які забезпечували б можливість вимірювання останнього на достатніх відстанях між сенсором та ОВ, а також були б малочутливими до впливу неінформативних збурюючих факторів є актуальною задачею.

Основною проблемою, що потребує вирішення при застосуванні оптичних методів вимірювання осьового віброзміщення, як було сказано раніше, є наявність суттєвого впливу неінформативних впливних величин на інформативний сигнал. Враховуючи це, а також випадковий характер збурюючої дії, є очевидним, що амплітуда інформативного сигналу на вході приймача у такій системі не може мати стабільного значення. А, отже, використання останньої у якості інформаційного параметру при проміжному вимірювальному перетворенні є недоцільною. Проте, виходячи з фізичних властивостей повітря [155], що, очевидно, знаходиться у просторі між випромінювачем, ОВ та приймачем, його коефіцієнти відносної діелектричної та магнітної проникності є мало змінними в типових умовах експлуатації силового електричного обладнання. Тож можна констатувати, що фазова швидкість інформативного сигналу у такій системі буде мати доволі високу

стабільність. Це обумовлює доцільність використання в якості проміжного інформативного параметру саме фазового зміщення інформативної хвилі.

Суттєвими проблемами, що виникатимуть при побудові засобу вимірювання, який реалізуватиме проміжне вимірювальне перетворення осьового зміщення ротора у зміщення фази інформативного сигналу, є наявність значної фазоамплітудної похибки, обумовленої нестабільністю амплітуди сигналу на вході приймача та невисока чутливість засобу, обумовлена відносно малими допустимими осьовими зміщеннями ротора електричної машини (порядку міліметрів) [86]. Тож фазовий безконтактний метод вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини повинен включати як алгоритм компенсування фазоамплітудної похибки, так і новий метод вимірювання різниці фаз, що забезпечуватиме підвищену чутливість при високих частотах інформативного сигналу. Підсумовуючи сказане, алгоритм реалізації фазового безконтактного методу вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини матиме вигляд, наведений на блок-схемі (рис. 2.25) [156, 157].

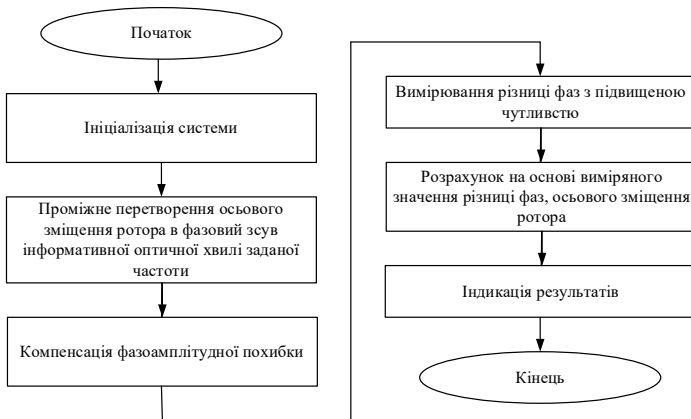


Рисунок 2.25 – Блок-схема реалізації фазового безконтактного методу вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини

Проблема компенсації фазоамплітудної похибки може бути вирішена шляхом забезпечення змінного коефіцієнту підсилення інформативного

сигналу на виході приймача, що дозволить забезпечити його стабілізацію не залежно від зовнішніх збурюючих факторів. Враховуючи те, що причиною виникнення фазоамплітудної похибки є різність амплітуд між інформативним та опорним каналами, а також той факт, що при певних умовах зовнішні збурення можуть викликати зміну амплітуди опорного сигналу (хоча і в меншому діапазоні значень), у якості критерію стабілізації доцільно використати амплітуду опорного сигналу. При такому підході на виході приймача доцільно розмістити лінійний підсилювач з керованим коефіцієнтом підсилення, значення якого корегуватиметься у режимі реального часу за рахунок сигналу зворотного зв'язку, що являтиме собою різницю між амплітудою інформативного та опорного сигналів.

З метою зменшення потужності випромінюваного сигналу припустимим буде нанесення на попередньо оброблену поверхню лобового виступу валу ротора, осьове зміщення якого внаслідок високої жорсткості матеріалу буде відповідати осьовому зміщенню усього ротора електричної машини, спеціального покриття, яке поліпшуватиме відбиваючі властивості поверхні опромінювання та не призводитиме до зростання децентрування валу ротора через малу додаткову масу самого покриття. Проміжне перетворення осьового зміщення у різницю фаз з стабілізацією амплітуди інформативної хвилі може бути здійсненою за допомогою запропонованої схеми, наведеної на рис. 2.26 [156].

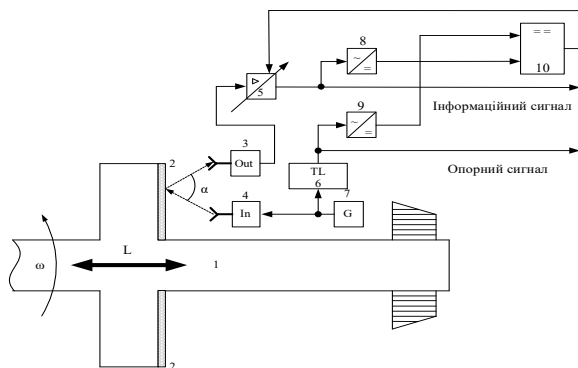


Рисунок 2.26 – Структурна схема системи стабілізації амплітуди сигналу на виході приймача

Особливість роботи схеми, приведеної на рис. 2.26, полягає у тому, що з генератора 7 на вхід випромінювача 4 подається сигнал заданої частоти. З виходу випромінювача 4 формується напрямлене випромінювання від генератора 7 хвилі у бік лобового виступу валу ротора 1, на якому нанесене відбиваюче покриття 2. Досягнувши відбиваючого покриття 2, хвиля, що була випромінена випромінювачем 4 відбивається у бік приймача 3. Залежно від величини і знаку осьового зміщення лобового виступу валу ротора 1 змінюється відстань між ним та випромінювачем 4 і приймачем 3. При чому, для інформативного сигналу буде справедливим фундаментальне співвідношення між приростом кута початкової фази при переміщенні електромагнітної хвилі у просторі:

$$\Delta\phi = \frac{360 \cdot \Delta L}{\lambda}, \quad (2.92)$$

де $\Delta\phi$ та ΔL – відповідно, приріст кута початкової фази та приріст лінійної координати в напрямку поширення хвилі; λ – довжина електромагнітної хвилі, що пов'язана з її частотою наступним співвідношенням:

$$\lambda = \frac{c}{f}, \quad (2.93)$$

де f – частота інформативного сигналу; c – швидкість поширення оптичного сигналу в повітрі (вакуумі).

Враховуючи (2.92) та (2.93), а також геометрію поширення хвилі від випромінювача 4 до приймача 3, сигнал на вході приймача 3 матиме додаткове фазове зміщення (в градусах), значення якого залежить від осьового зміщення лобового виступу валу ротора 1 у відповідності з наступним рівнянням перетворення

$$\phi = \frac{2 \cdot 360 \cdot L \cdot f}{c \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}, \quad (2.94)$$

де L – осьове зміщення; α – кут між падаючою та відбитою хвилями, що при якісній попередній обробці лобового виступу валу ротора залишається незмінним.

З виходу приймача 3 прийнятий сигнал передається на вхід масштабного перетворювача 5, де відбувається стабілізація його амплітуди, що забезпечується шляхом порівняння сигналів з виходу першого 8 та другого 9 випрямлячів, яка здійснюється компаратором з аналоговим виходом 10, на виході якого формуються коректуючий сигнал, що пропорційний різниці амплітуд між сигналами з виходів першого 8 та другого 9 випрямлячів. Коефіцієнт пропорційності масштабного перетворювача 5 функціонально залежить від величини коректуючого сигналу, за рахунок чого амплітуда сигналу на його виході вирівнюється з амплітудою опорного сигналу.

Проблема низької чутливості, що обмежує застосування фазових методів для реалізації задачі вимірювання осьового зміщення, може бути розв'язана за рахунок застосування спеціального методу вимірювання різниці фаз, який, на відміну від класичного підходу, не передбачатиме проміжне перетворення різниці фаз у часовий інтервал. Це дозволить використати в якості інформативного сигналу сигнал підвищеної частоти, не викликаючи при цьому зменшення точності каналу різниці фаз та забезпечуючи зміщення частоти інформативної хвилі в область, де інтенсивність власного випромінювання ОВ є доволі слабкою.

Враховуючи бажані характеристики каналу різниці фаз, вимірювання останньої можна здійснювати шляхом отримання проміжних векторних величин, пов'язаних з інформативним та опорним сигналами. При використанні синусоїдальних хвиль, опорний та інформативний сигнали описуватимуться гармонічною функцією і на виході схеми, представленої на рис. 2.26, матимуть однакову амплітуду. Пов'язавши систему відліку часу з опорним сигналом, математично можна представити їх у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_m \sin(\omega t), \\ U_2(t) &= U_m \sin(\omega t + \phi). \end{aligned} \quad (2.95)$$

У цьому випадку амплітуда їх векторної суми буде рівною:

$$U_{sum} = 2U_m \cos\left(\frac{\phi}{2}\right), \quad (2.96)$$

а амплітуда векторної різниці інформативного та опорного сигналів

$$U_{dif} = 2U_m \sin\left(\frac{\phi}{2}\right). \quad (2.97)$$

Функціональні залежності (2.96) та (2.97), забезпечують перетворення різниці у пов'язаний з нею рівень постійної напруги, та враховуючи особливості синусоїди, при безпосередньому вимірюванні сигналів U_{sum} та U_{dif} з подальшим розрахунком ϕ матиме місце зменшення чутливості засобу вимірювання при зростанні амплітуди осьового зміщення, що є технічно невиправданим. Тож у якості проміжного сигналу доцільніше використати іншу, залежну від різниці фаз ϕ величину.

Поділивши (2.97) на (2.96), отримаємо:

$$\frac{U_{dif}}{U_{sum}} = \operatorname{tg}\left(\frac{\phi}{2}\right). \quad (2.98)$$

На відміну від функції \cos та \sin , функція tg характеризується зростанням чутливості при наближенні до граничних значень діапазону зміни аргумента, що дозволить підвищити точність вимірювання при зростанні осьового зміщення, а, отже, забезпечить, у разі потреби, підвищену точність вимірювання осьового зміщення при його наближенні до гранично допустимого значення. Враховуючи (2.98) рівняння перетворення каналу різниці фаз при використанні запропонованого підходу, матиме вигляд:

$$\phi = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{U_{dif}}{U_{sum}}\right). \quad (2.99)$$

На основі викладеного можна сформулювати новий метод вимірювання різниці фаз, що не передбачатиме проміжного перетворення останньої в часовий інтервал. Алгоритм реалізації запропонованого методу наведений на рис. 2.27 у вигляді блок-схеми.

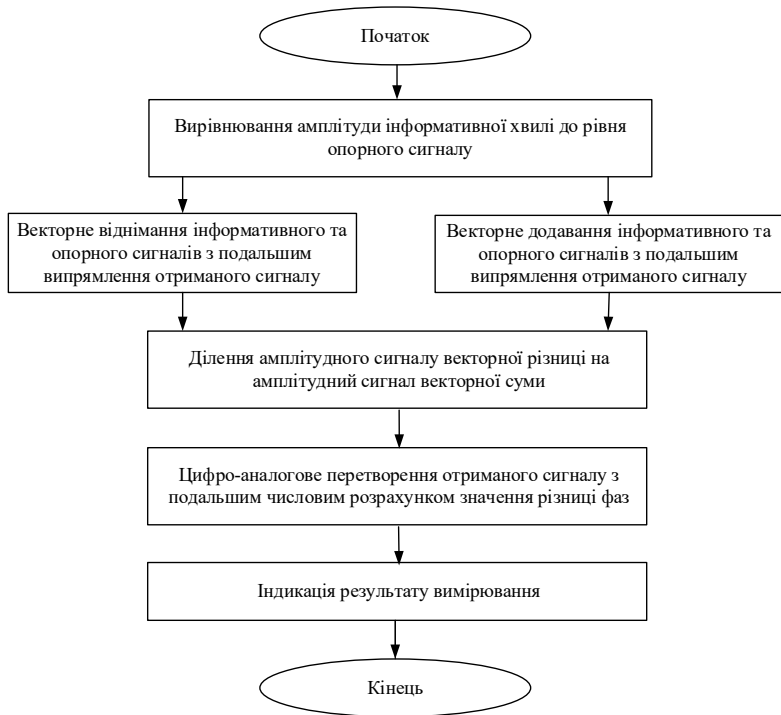


Рисунок 2.27 – Блок-схема реалізації запропонованого методу вимірювання різниці фаз

Для реалізації запропонованого фазового безконтактного методу вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини було розроблено ряд засобів вимірювання [158, 159]. Структурна схема засобу вимірювання, що реалізує фазовий безконтактний метод вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини в поєднанні з описаним вище методом вимірювання різниці фаз може мати вигляд, наведений на рис. 2.28 [160].

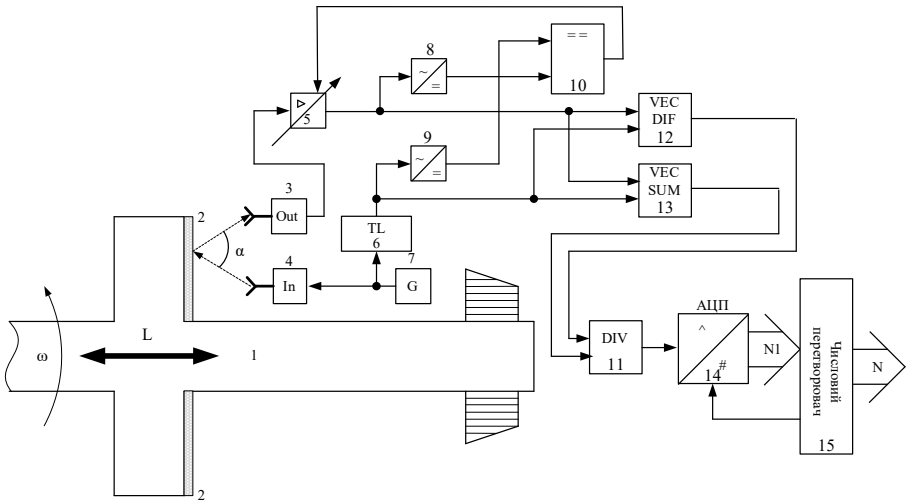


Рисунок 2.28 – Структурна схема засобу вимірювання, що реалізує фазовий безконтактний метод осьового зміщення ротора електричних машин

У роботі схеми, наведеної на рис. 2.28, окрім проміжного перетворення осьового зміщення та стабілізації амплітуди інформативного сигналу, можна виділити знаходження амплітуди векторної суми та векторної різниці між інформативним та опорним сигналами у блоках векторного віднімання 12 та векторного додавання 13. Після цього отримані сигнали надходять на блок ділення 11, в результаті чого на його виході формується аналоговий рівень напруги, що пропорційний арктангенсу різниці фаз між інформативним та опорним сигналами. Отримане значення напруги оцифровується та поступає на вхід числового перетворювача 15, де відбувається остаточний розрахунок миттєвого осьового зміщення ротора електричної машини у відповідності з рівнянням перетворення запропонованого засобу вимірювання:

$$L = \frac{c \cdot \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \arctg\left(\frac{U_{dif}}{U_{sum}}\right)}{360 \cdot f}. \quad (2.100)$$

При цьому, враховуючи, що функції tg є періодичною, з періодом 180 градусів, частота інформативного сигналу, яку доцільно використовувати у

запропонованому на рис. 2.28 приладі, може бути визначеною за наступним співвідношенням:

$$f \leq \frac{c}{2L_{\max} + \Delta L}, \quad (2.101)$$

де L_{\max} – максимальне осьове відхилення ротора, що може бути виміряне засобом вимірювання; ΔL – коефіцієнт запасу зміщення, що унеможлиблює перехід фазового зміщення інформаційної хвилі через період функції tg у межах діапазону вимірювання.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА БЕЗКОНТАКТНИХ МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ТЕМПЕРАТУРНОГО КОНТРОЛЮ ПОЛЮСНИХ ОБМОТОК ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

Серед найбільш поширених дефектів електричної частини обертових електричних машин є міжвиткове коротке замикання полюсних обмоток [161]. Особливістю цього дефекту є зростання температури як дефектної, так і не пошкодженої частини останніх. А так як температура є одним з основних параметрів, що значною мірою визначає хімічні та фізичні властивості речовини [162, 163], в тому числі, і діелектричних властивостей ізоляції, то при перегріванні непошкоджених ділянок спостерігається їх підвищене зношення, а при досягненні критичного значення температури – запускання лавиноподібного ефекту, який призводить до подальшого швидко наростаючого термічного руйнування та значних матеріальних втрат [164].

Виявлення такого роду дефектів на етапі лавиноподібного процесу, коли струм у полюсній обмотці різко зростає, а термічні відхилення стають яскраво вираженими, є неефективним, оскільки це передбачає наявність значних пошкоджень обладнання, а його виявлення на ранньому етапі пов'язане з значними технічними труднощами, оскільки на цьому етапі доволі важко відрізнити зростання струму та температурні відхилення, обумовлені дефектом міжвиткової ізоляції, від відхилень, обумовлених іншими неінформативними факторами (змінюю навантаження, наявністю вищих гармонік, змінами температури навколишнього середовища тощо) [165, 166]. Тож розробка методів та засобів діагностування, які б давали змогу виявляти дефекти міжвиткової ізоляції в режимі технологічного процесу на ранніх стадіях їх розвитку, є актуальною науково-прикладною задачею, що потребує ґрунтовного дослідження.

3.1 Метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин на основі аналізу їх теплового випромінювання

Вибір оптимального методу вимірювання температури визначається, у першу чергу, необхідним діапазоном вимірювання, допустимою точністю та швидкістю. Типовими підходами до автоматизованого вимірювання температури в середньому діапазоні значень, що відповідає типовим умовам експлуатації обмоток обертових електричних машин (від 40°C до 180°C) [89], є застосування контактних методів вимірювання, які передбачають використання в якості первинних вимірювальних перетворювачів термометра опору чи термопар. Проте, при вимірюванні температури полюсних обмоток ротора застосування контактних сенсорів має суттєві обмеження, пов'язані з необхідністю внесення додаткової маси на обертову частину електричної машини, що неминуче призводитиме до її дебалансування. Окрім цього, розміщення контактних сенсорів на обмотках ротора пов'язане з технічними труднощами забезпечення стійкого зв'язку сенсора, що знаходиться на рухомій частині електричної машини з вимірювальною системою [92, 167]. Цей факт у поєднанні з наведеним вище обмеженням робить зазначені методи недостатньо ефективними для реалізації засобу вимірювання температури полюсних обмоток ротора.

Класичний пірометричний метод вимірювання температури, заснований на аналізі інтенсивності власного теплового випромінювання об'єкта дослідження в основному адаптований для вимірювання високих температур (від 3000°C і вище) [93]. Обмеженість застосування цього методу в середньому діапазоні зміни температури обумовлена малими енергіями теплового випромінювання, що призводить до появи суттєвої складової похибки за рахунок впливу зовнішніх неінформативних факторів та різних коефіцієнтах випромінювання матеріалів [168], внаслідок чого істотно погіршуватиметься точність засобу вимірювання.

Тож, враховуючи сказане, є очевидним, що задача реалізації високоточного засобу вимірювання температури полюсних обмоток ротора обертової електричної машини потребуватиме розробки нового чи подальшого розвитку існуючого методу вимірювання, який би характеризувався безконтактністю та підвищеною точністю в зазначеному вище діапазоні. Тож можна дійти висновку, що розробка високоточного засобу вимірювання температури полюсних обмоток ротора, придатного для роботи сумісно з системами контролю технічного стану та діагностування, передбачатиме вирішення двох науково-прикладних задач, а саме: розробку високоточного безконтактного методу вимірювання температури та, власне, розробку на його основі високоточного засобу вимірювання.

3.1.1 Розробка математичної моделі біспектрального інфрачервоного пірометра

Як показано вище, одним з найбільш інформативним параметром, пов'язаним з температурою, який може аналізуватися при відсутності безпосереднього контакту між сенсором і об'єктом вимірювання, є інтенсивність теплового випромінювання. При цьому спектральна густина випромінювання для абсолютно чорного тіла може бути розрахована на основі закону випромінювання Планка [169, 170]:

$$b(\lambda, T) = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \cdot \frac{1}{e^{\frac{hc}{k\lambda T}} - 1}, \quad (3.1)$$

де h – стала Планка; c – швидкість поширення світла у вакуумі; k – стала Больцмана; λ – довжина аналізованої електромагнітної хвилі; T – абсолютна температура.

У відповідності до закону зміщення Віна, довжина електромагнітної хвилі, на якій спостерігається максимум теплового випромінювання, може бути визначено зі співвідношення [169]:

$$\lambda_{\max} = \frac{0,002898}{T}. \quad (3.2)$$

Оскільки максимум випромінювання для об'єктів з температурою, що знаходиться в досліджуваному діапазоні значень, припадає на інфрачервону область спектру [169], для якої виконується співвідношення:

$$hc \gg k\lambda T, \quad (3.3)$$

то залежність (3.1) з урахуванням спрощення Віна (закону випромінювання Віна) [169] з достатньо високою точністю може бути записана, як:

$$b(\lambda, T) = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \cdot e^{-\frac{hc}{k\lambda T}}. \quad (3.4)$$

При цьому, для реального об'єкта вимірювання, що не являється абсолютно чорним тілом, спектральна густина випромінювання визначатиметься [171]:

$$b_p(\lambda, T) = b(\lambda, T) \cdot \varepsilon(\lambda, T), \quad (3.5)$$

де $\varepsilon(\lambda, T)$ – коефіцієнт випромінювальної здатності об'єкта вимірювання.

Враховуючи те, що аналізована електромагнітна хвиля на шляху від об'єкту вимірювання до фотоприймача повинна подолати повітряне середовище та оптичну систему, розташовану на вході фотоприймача, при умові, що вхідний отвір останнього за формою буде близьким до ідеального круга, напруга на виході фотоприймача з урахуванням (3.4) може бути знайдена, як [172]:

$$u(\lambda, T) = \frac{\pi D_0^2 k_e^2}{16} \cdot S \cdot \varepsilon(\lambda, T) \cdot \tau_c(\lambda) \cdot b(\lambda, T) \cdot \tau_o(\lambda), \quad (3.6)$$

де $\tau_c(\lambda)$ – коефіцієнт пропускання повітряного середовища; $\tau_o(\lambda)$ – коефіцієнт пропускання оптичної системи; k_e – коефіцієнт візування; D_0 – діаметр вхідного отвору оптичної системи; S – чутливість фотоприймача.

Аналізуючи залежність (3.6), не важко дійти висновку, що при реалізації пірометричних засобів вимірювання найбільш суттєва складова методичної похибки виникатиме за рахунок коефіцієнта випромінювальної здатності об'єкта вимірювання $\varepsilon(\lambda, T)$, що буде істотно залежати від фізичних

властивостей його поверхні, її стану, ступеня забрудненості тощо [171, 173]. Вказана особливість може призводити до значної відмінності інтенсивності теплового випромінювання для різних полюсних обмоток ротора електричної машини при умові однієї й тієї ж температури, а також може призвести до варіативності функціональної залежності теплового випромінювання від температури полюсної обмотки в часі. Додатковими джерелами виникнення методичної похибки слугуватимуть і коефіцієнт пропускання повітряного середовища $\tau_c(\lambda)$ та коефіцієнт пропускання оптичної системи $\tau_o(\lambda)$, які також значною мірою залежать від факторів навколишнього середовища [171].

Для вилучення зазначеної методичної складової похибки пропонується здійснювати одночасне перетворення в напругу функціонально залежної від температури спектральних густин випромінювання двох вузькополосних електромагнітної хвилі. У цьому випадку напруга на виходах першого $u_1(\lambda_1, T)$ та другого $u_2(\lambda_2, T)$ оптичних каналів, з урахуванням наведеного вище математичного апарату, може бути визначена, як:

$$\begin{cases} u_1(\lambda_1, T) = \frac{\pi D_0^2 k_s^2}{16} \cdot S \cdot \varepsilon(\lambda_1, T) \cdot \tau_c(\lambda_1) \cdot b(\lambda_1, T) \cdot \tau_o(\lambda_1), \\ u_2(\lambda_2, T) = \frac{\pi D_0^2 k_s^2}{16} \cdot S \cdot \varepsilon(\lambda_2, T) \cdot \tau_c(\lambda_2) \cdot b(\lambda_2, T) \cdot \tau_o(\lambda_2). \end{cases} \quad (3.7)$$

При цьому, якщо у якості проміжної вимірювальної величини використати відношення напруг на виходах першого $u_1(\lambda_1, T)$ та другого $u_2(\lambda_2, T)$ оптичних каналів $K(T)$, то при умові спектральної близькості λ_1 та λ_2 в діапазоні малих значень похідної коефіцієнта випромінювальної здатності поверхні обмотки, зазначений коефіцієнт для обох хвиль може вважатися однаковим. При цьому, забезпечивши максимальну ідентичність коефіцієнта пропускання оптичних систем обох оптичних каналів та врахувавши той факт, що обидві електромагнітні хвилі поширюватимуться через те ж саме повітряне середовище, результуючий параметр $K(T)$ може бути визначено, як:

$$K(T) = \frac{u_1(\lambda_1, T)}{u_2(\lambda_2, T)} = \frac{\lambda_2^5}{\lambda_1^5} \cdot e^{-\frac{hc}{k\lambda_m T}} \quad (3.8)$$

де $\lambda_{ек}$ – еквівалентна довжина електромагнітної хвилі, що може бути розрахована, як:

$$\lambda_{ек} = \frac{\lambda_1 \cdot \lambda_2}{\lambda_2 - \lambda_1}. \quad (3.9)$$

Як випливає з (3.8) результуючий параметр $K(T)$ буде вільним від істотної складової методичної похибки, характерної для класичного пірометричного методу вимірювання, при збереженні властивої йому безконтактності та високої швидкодії.

3.1.2 Біспектральний методу та засіб вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин

Виходячи з матеріалу наведеного вище, може бути сформульовано біспектральний метод вимірювання, що передбачає одночасне перетворення температури у спектральні густини випромінювання для двох спектрально близьких електромагнітних хвиль з подальшим визначенням результуючого параметру $K(T)$. Після чого, на основі результуючого параметру $K(T)$ здійснюється розрахунок вимірюваного значення температури.

Алгоритм реалізації біспектрального методу вимірювання температури полюсних обмоток електричної машини представлений на рис. 3.1.

На основі запропонованого біспектрального методу вимірювання температури було розроблено біспектральну пірометричну вимірювальну систему температури полюсних обмоток ротора обертових електричних машин, структурна схема якої наведена на рис. 3.2



Рисунок 3.1 – Узагальнена блок-схема алгоритму реалізації біспектрального методу вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин

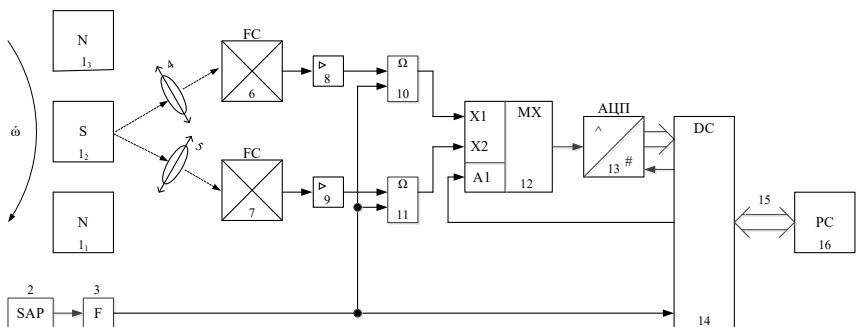


Рисунок 3.2 – Структурна схема біспектральної пірометричної вимірювальної система температури полюсних обмоток ротора обертових електричних машин

Наведена на рис. 3.2 біспектральна пірометрична вимірювальна система температури полюсних обмоток ротора обертових електричних машин працює наступним чином.

При повороті ротора електричної машини на певний кут, який відповідає розміщенню полюсної обмотки 1_i навпроти першої 4 та другої 5 фільтруючих збиральних лінз сенсором кутового положення 2 формується імпульс, що надходить на вхід формувача 3. Тривалість сформованого імпульсу буде відрізнятися для нульового положення (розміщення навпроти першої 4 та другої 5 фільтруючих збиральних лінз першої полюсної обмотки 1_1) та інших фіксованих кутових положень. У формувачі 3 імпульсний сигнал від сенсора кутового положення 2 приводиться до одиничного логічного рівня з крутими фронтами. Одиничний логічний сигнал з виходу формувача 3 подається на другі входи першого 10 та другого 11 блоків аналогової пам'яті та другий вхід числового перетворювача 14. Різна тривалість імпульсів для першої 1_1 та інших $1_2 - 1_n$ полюсних обмоток електричної машини забезпечує можливість на кожному оберті здійснювати повторну синхронізацію реального номера обмотки з її номером, що розраховується числовим перетворювачем 14.

При розміщенні полюсної обмотки 1_i навпроти першої 4 та другої 5 фільтруючих збиральних лінз на них потрапляє оптичний промінь, що формується внаслідок теплового випромінювання полюсної обмотки 1_i . На першій 4 та другій 5 фільтруючих збиральних лінзах відбувається вирізання вузьких спектральних діапазонів оптичного променя, що випромінюється полюсною обмоткою 1_i , а також відбувається концентрування вирізаних променів на перший 6 та другий 7 фотоприймачі, в яких здійснюється перетворення інтенсивності світлових променів на пропорційні їм рівні постійної напруги, які з виходу першого 6 та другого 7 фотоприймачів поступають, відповідно, на перший 8 та другий 9 нормуючі підсилювачі, де підсилюється до рівня, придатного для обробки цифровою частиною виміральної системи. З виходу першого 8 та другого 9 нормуючих підсилювачів підсилений сигнал надходить на перші входи, відповідно першого 10 та другого 11 блоків аналогової пам'яті, де запам'ятовуються в момент надходження сигналу логічної одиниці на їх другі входи. З виходів першого 10 та другого 11 блоків аналогової пам'яті запам'ятований ними рівень напруги

надходить на перший та другий інформаційні входи мультиплектора 12, на вихід якого передається сигнал з першого або другого інформаційних входів, залежно від логічного сигналу, що подається на його адресний вхід з другого виходу числового перетворювача 14.

Після отримання одиничного сигналу на своєму другому вході числовим перетворювачем 14 з деякою часовою затримкою формується сигнал логічної одиниці на своєму першому виході, що служить керуючим сигналом для початку аналого-цифрового перетворення рівня напруги з виходу мультиплектора 12. По завершенні аналого-цифрового перетворення сигналу на першому вході мультиплектора 12 пропорційний йому числовий код з його виходу аналого-числового перетворювача 13 поступає на перший вхід числового перетворювача 14, де зчитується у його пам'ять. Після зчитування числового коду, пропорційного сигналу на першому вході мультиплектора 12, змінюється сигнал на другому виході числового перетворювача 14, що з'єднаний з адресним входом мультиплектора 12. Після цього на вихід мультиплектора 12 подається сигнал з його другого виходу та повторюється процес аналого-числового перетворення та зчитування числового коду, пропорційного сигналу на другому вході мультиплектора 12, аналогічно з тим, як це відбувалося для сигналу, що надходить на перший вхід мультиплектора. По завершенню аналого-цифрових перетворень другий вихід числового перетворювача 14 переходить у початкове положення, а в числовому перетворювачі 14 відбувається розрахунок температури i -ї полюсної обмотки 1_i , що дає змогу вилучити складову похибки, пов'язану з найбільш суттєвими неінформативними впливами.

Числовий перетворювач 14 через лінію зв'язку 15, яка з'єднана з першим входом-виходом числового перетворювача 14, з'єднаний з сервером 16. Через лінію зв'язку 15 від числового перетворювача 14 до сервера 16 передається виміряне значення температури та номер обмотки, якій вона відповідає, тоді як з боку сервера 16 до числового перетворювача 14 надходять сигнали

запуску/зупинки вимірювальної системи та службові команди управління процесом передачі вимірювальної інформації.

Для встановлення типу статичної характеристики засобу вимірювання, що реалізує запропонований метод, промодельовано (3.8) для різних значень довжини досліджуваних електромагнітних хвиль. Отримані статичні характеристики наведено на рис. 3.3 та рис. 3.4.

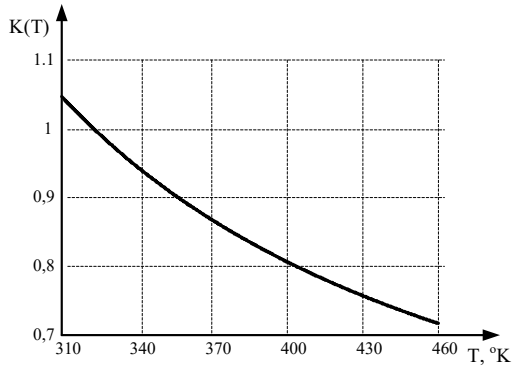


Рисунок 4.3 – Статична характеристика засобу вимірювання, що реалізує біспектральний пірометричний метод вимірювання температури при довжинах досліджуваних електромагнітних хвиль $\lambda_1 = 10$ мкм та $\lambda_2 = 8$ мкм

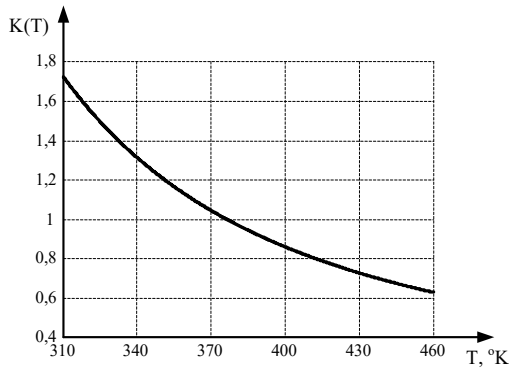


Рисунок 4.4 – Статична характеристика засобу вимірювання, що реалізує біспектральний пірометричний метод вимірювання температури при довжинах досліджуваних електромагнітних хвиль $\lambda_1 = 10$ мкм та $\lambda_2 = 6$ мкм

Як впливає з рис. 3.3 та рис. 3.4, засіб вимірювання, що реалізує біспектральний пірометричний метод, при обраних технічних параметрах та вказаному діапазоні вимірювання характеризуватиметься достатньо високою чутливістю, значення якої буде залежним від величини вимірюваної температури. При чому, при зростанні абсолютної різниці між довжинами досліджуваних електромагнітних хвиль спостерігатиметься зростання чутливості засобу вимірювання при одночасному підвищенні нелінійності його статичної характеристики.

3.2 Метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин, що ґрунтуються на основі ефекту теплового загасання люмінофора

На сьогоднішній день переважна більшість безконтактних засобів вимірювання температури ґрунтується на використанні пірометричних методів теплового випромінювання, ключовою ідеєю яких є фотофіксація інтенсивності теплового випромінювання об'єкта дослідження [174]. Основним недоліком цих методів при вимірюванні температури до 180 °С, що є верхньою межею допустимих температурних відхилень ізоляції Н – класу (найбільш термостійкого класу ізоляції електричних машин) [175], є недостатня інтенсивність теплового випромінювання. Так, відповідно до закону Стефана–Больцмана [176], абсолютно чорне тіло в діапазоні зміни температури 20–180 °С матиме повну інтенсивність теплового випромінювання, що знаходитиметься у межах 0,042–0,24 Вт/см². При цьому варто врахувати, що для реальних фізичних тіл коефіцієнт чорноти завжди менше одиниці [177, 178], а реальні пірометри здійснюють фіксацію інтенсивності теплового випромінювання в обмеженому, доволі вузькому інфрачервоному діапазоні частот випромінювання з поверхні об'єкта вимірювання, ефективною площею не більше кількох мм² [179]. Також не можна не враховувати і затухання теплового випромінювання, що відбувається при його поширенні від об'єкта

вимірювання до фотоприймача, яке обернено пропорційне коефіцієнту затухання середовища поширення та квадрату відстані між об'єктом вимірювання та фотоприймачем [169, 180]. Тож є очевидним, що для реального пірометра потужність теплового випромінювання, що потрапляє на фотоприймач, буде значно меншою за потужність, що випромінюється з cm^2 абсолютно чорного тіла. А це обумовлює як невисоку чутливість таких приладів, так і значну похибку, що може бути внесена у результат вимірювання як власним шумом фотоприймача, так і зовнішніми сторонніми джерелами інфрачервоного випромінювання, якими виступає будь-яка речовина з температурою, вище 0°K .

Виходячи з сказаного, можна дійти висновку, що основною задачею при розробці високоточного безконтактного засобу вимірювання температури в зазначеному вище діапазоні зміни останньої є підвищення чутливості інформативного параметру, через який здійснюється перенесення інформації про температуру об'єкта вимірювання. Також значною проблемою, що обмежує точність безконтактних засобів вимірювання температури, є і використання в якості інформативного параметра інфрачервоного випромінювання, оскільки для більшості середовищ, у яких знаходиться об'єкт вимірювання, характерним є висока концентрація електромагнітних хвиль цього спектрального діапазону, що виникають внаслідок випромінювання сторонніх об'єктів. Тож не менш важливою задачею, що повинна бути розв'язана при побудові високоточних безконтактних засобів вимірювання температури є перенесення інформативного параметру у діапазон більш високих частот, у якому вплив сторонніх об'єктів навколишнього середовища на результат вимірювання буде істотно нижчим.

3.2.1 Розробка математичної моделі люмінофорного сенсора температури

У роботах [181, 182] показано, що для ряду люмінофорів, при їх збудженні випромінюванням ультрафіолетового чи рентгенівського діапазону, спостерігається функціональна залежність між інтенсивністю люмінесцентного випромінювання та температурою люмінофора. Причому для різних люмінофорів у різному діапазоні зміни температури при зростанні останньої спостерігалися як зростання [183], так і зменшення [184, 185] інтенсивності люмінесцентного випромінювання. А так як максимум люмінесцентного випромінювання таких люмінофорів зазвичай знаходиться у видимій чи ближній ультрафіолетовій області оптичного спектру [182, 183, 185], у якій вплив сторонніх об'єктів навколишнього середовища на результат вимірювання є істотно нижчим, це дає змогу розглядати люмінесцентне випромінювання як перспективний інформативний параметр для дистанційного вимірювання температури люмінофору. При цьому, у випадку забезпечення стану теплової рівноваги між люмінофором та об'єктом вимірювання (наприклад, нанесення шару люмінофорного покриття на поверхню полюсної обмотки електричної машини), дане випромінювання може слугувати інформативним параметром температури останнього.

З фізичної точки зору різні типи поведінки люмінофорів при зміні температури можна пояснити різними фізичними явищами. Так у випадку зростання інтенсивності люмінесцентного випромінювання при зростанні температури, імовірніше за все, має місце збільшення кількості люмінесцентних центрів, власного запасу теплової енергії яких є достатньо для переходу на більш високий енергетичний рівень при їх опроміненні квантом з певною енергією [186]. В даному випадку, для того, щоб люмінесцентний центр міг приймати участь у створенні люмінесцентного випромінювання, необхідне виконання нерівності:

$$E_n \leq E_{\kappa\sigma} + E_m, \quad (3.10)$$

де E_n – енергія переходу центру люмінесценції на більш високий енергетичний рівень; $E_{кв}$ – енергія кванта зовнішнього випромінювання, що обумовлює виникнення люмінесценції; E_m – власний запас теплової енергії елементарної частинки.

При цьому спостерігається явище недозбудження люмінофора, яке проявляється в зменшенні квантового виходу люмінесценції. Підтвердженням зробленого припущення можуть слугувати результати експериментальних досліджень LGBO:Ce – кристала (рис. 3.5), наведеного у роботі [183].

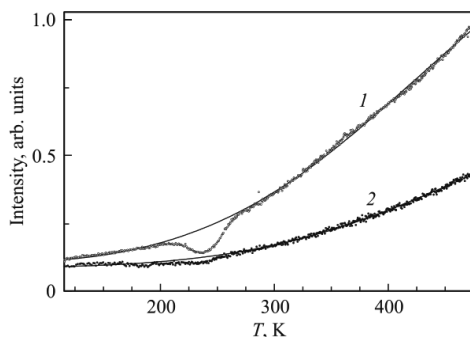


Рисунок 3.5 – Температурна залежність інтенсивності люмінесценції LGBO:Ce в смузї $E_{кв} = 3,97$ eV, виміряне при збудженні люмінофора випромінюванням з енергією кванта 4,5 eV (1) та 5,0 eV (2). Точками зображені експериментальні дані, суцільними лініями – результати апроксимації

Як видно з рис. 3.5, чутливість інтенсивності випромінювання люмінофора знижується при зростанні енергії квантів опромінювання. Такий результат підтверджує зроблене раніше припущення про недостатність енергії кванта опромінювання, що призводить до участі у створенні люмінесцентного випромінювання лише високоенергетичних центрів люмінесценції, так як при зростанні енергії кванта збудження і відсоток центрів люмінесценції, для яких не виконується нерівність (3.10) зменшується. Ще одним підтвердженням адекватності зробленого припущення є його повна відповідність положенням

закону Вавілова [169, 187], математичне трактування якого для даного випадку може бути записане наступним чином:

$$\eta(T) = \frac{N_d(T)}{N_s}, \quad (3.11)$$

де $\eta(T)$ – температурно залежний квантовий вихід люмінесцентного випромінювання; N_s – кількість квантів збуджуючого випромінювання, що потрапляє на люмінофор; $N_d(T)$ – кількість квантів люмінесцентного випромінювання.

Даний ефект температурної залежності інтенсивності люмінесценції забезпечує високу чутливість лише за умови наявності великої кількості недозбуджених центрів люмінесценції, що обумовлює зменшення квантового виходу. Використання вказаного ефекту при вимірюванні температури означатиме необґрунтоване збільшення інтенсивності збуджуючого випромінювання для забезпечення необхідної інтенсивності люмінесцентного випромінювання, що потраплятиме на фотоприймач. Тож, виходячи зі сказаного, можна зробити висновок, що використання температурної залежності інтенсивності люмінесценції у такому вигляді має значні обмеження для застосування, так як потребує необґрунтованого збільшення енергоємності вимірювання, обумовленого збільшенням потужності джерела збуджуючого випромінювання.

Більш цікавою з точки зору реалізації засобів безконтактного вимірювання температури є ефект температурного згасання люмінесцентного випромінювання при зростанні температури люмінофору. У цьому випадку залежність квантового виходу фотолюмінесценції від температури описуватиметься за допомогою наступної залежності [188, 189]:

$$\eta(T) = \frac{1}{1 + qe^{-\frac{E_a}{kT}}}, \quad (3.12)$$

де q – стала, що характеризує властивості центра люмінесценції; k – стала Больцмана; e – стала Ейлера.

Звідси, залежність інтенсивності люмінесцентного випромінювання від температури може бути представлена у наступному вигляді [190, 191]:

$$I_l = \frac{I_{\max}}{1 + qe^{\frac{-E_n}{kT}}}, \quad (3.13)$$

де I_{\max} – максимально можливе значення інтенсивності люмінесценції для даного люмінофора при сталому значенні інтенсивності й частоти збуджуючого випромінювання, на яку поширюються положення закону Больцмана.

З рівняння (3.13) випливає, що температурне згасання проявляється лише при досягненні деякого критичного рівня температури люмінофора, який буде тим менше, чим меншою буде енергія переходу центру люмінесценції на більш високий енергетичний рівень. А при температурах, що є нижчими від критичного рівня, справедливою буде рівність [192]:

$$I_l \approx I_{\max}. \quad (3.14)$$

Зроблений висновок знаходить підтвердження в результатах експериментальних досліджень, наведених у роботах [193, 194] (рис. 3.6 та рис. 3.7, відповідно).

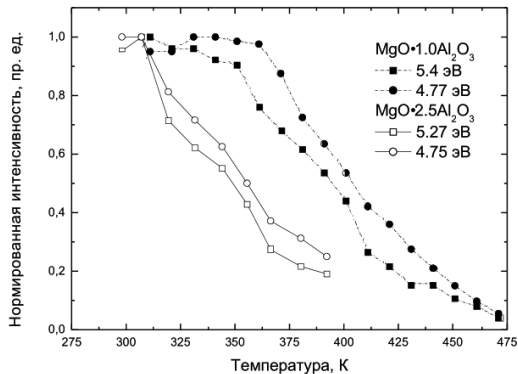


Рисунок 3.6 – Експериментальна залежність інтенсивності ренгенолюмінесценції на структурних дефектах кристалів шпінелі від температури

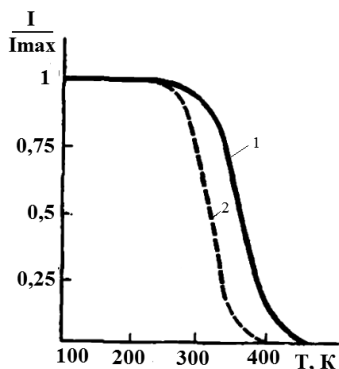


Рисунок 4.7 – Експериментальна залежність інтенсивності люмінесценції ZnS- $1 \cdot 10^{-4}$ $^{4}Ag, Co$ -від температури, при концентрації кобальта $1,8 \cdot 10^{-6}$ (1) та $1,84 \cdot 10^{-4}$ (2)

З рис. 3.6 та рис. 3.7 випливає, що залежність інтенсивності люмінесцентного випромінювання від температури при постійній інтенсивності збуджуючого випромінювання у достатньо вузькому діапазоні, що відповідає діапазону зміни температури полюсних обмоток електричної машини, носить квазілінійний характер, що обумовлює лінійність статичної характеристики сенсора температури, побудованого на базі даного ефекту. При цьому, враховуючи (3.14), можна відзначити, що при правильному виборі речовини-люмінофора для даного типу люмінесценції в області верхньої межі вимірювання буде досягатися близький до максимального рівень енерговіддачі, що дозволить уникнути необґрунтованого збільшення інтенсивності збуджуючого випромінювання.

Використовуючи вказаний ефект температурного згасання люмінесценції, було сформульовано сутність безконтактного методу вимірювання температури, що передбачатиме встановлення термічної рівноваги між об'єктом вимірювання та люмінофорним покриттям з подальшим перетворенням температури люмінофору в інтенсивність люмінесцентного випромінювання шляхом опромінення люмінофорного покриття збуджуючим випромінюванням. При цьому значення інтенсивності люмінесцентного випромінювання може бути перетворене у пропорційний йому рівень постійної

напруги за допомогою фотоприймача, що знаходиться на деякій відстані від об'єкта вимірювання. Завершення операції вимірювання буде здійснюватися шляхом вимірювального перетворення вихідної напруги фотоприймача в результат вимірювання.

Для реалізації запропонованого методу безконтактного вимірювання температури пропонується конструкція первинного вимірювального перетворювача, структурна схема якого приведена на рис. 3.8 [190, 191]

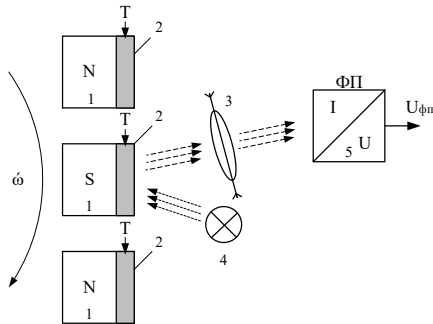


Рисунок 3.8 – Структурна схема безконтактного сенсора температури

Робота наведеного на рис. 3.8 безконтактного сенсора температури здійснюватиметься наступним чином. При опроміненні люмінофорного покриття 2, що знаходиться в термічній рівновазі з об'єктом вимірювання 1 (наприклад, полюсною обмоткою електричної машини), створюється потік люмінесцентного випромінювання, потужність якого, з урахуванням (3.13), визначається:

$$P_{л} = \frac{I_{\max} S_{ef} e^{-\frac{E_n}{kT}}}{1 + qe^{\frac{E_n}{kT}}}, \quad (3.15)$$

де S_{ef} – ефективна площа люмінесцентного покриття, що аналізується.

Світловий потік від люмінофору проходить через фільтр 3, що пропускає через себе лише вузьку полосу спектру світлового випромінювання, яка відповідає максимуму люмінесценції. Завдяки цьому досягається зменшення впливу теплового випромінювання люмінофору та об'єкта вимірювання, а також впливу сторонніх джерел випромінювання, що можуть вносити похибки

в результат вимірювання. Відфільтрований сигнал надходить на вхід фотоприймача 5, у якому здійснюється перетворення потужності світлового потоку у вихідну напругу.

Враховуючи залежність (3.15), рівняння перетворення безконтактного сенсора температури матиме вигляд:

$$U_{\text{фн}} = \frac{I_{\text{max}} S_{\text{эф}} \alpha \beta \gamma}{1 + qe^{\frac{-E_g}{kT}}}, \quad (3.16)$$

де a – коефіцієнт пропускання середовища поширення світлового потоку, що враховує відстань між люмінофором та фотоприймачем та оптичну прозорість даного середовища на частоті максимуму люмінесцентного випромінювання; β – коефіцієнт пропускання фільтру; γ – коефіцієнт перетворення фотоприймача.

Результат моделювання (3.16) для таких параметрів люмінофора: максимально можливе значення інтенсивності люмінесценції – 100 Вт/м², енергія переходу центру люмінесценції на більш високий енергетичний рівень – 0,7 еВ, стала, що характеризує властивості центра люмінесценції – 10⁹, добуток коефіцієнтів пропускання середовища, пропускання фільтру та перетворення фотоприймача – 0,5 Вт/В та ефективній площі люмінесцентного покриття – 5 мм² представлений на рис. 3.9.

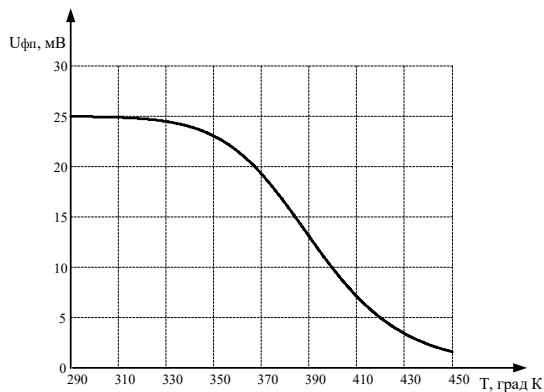


Рисунок 3.9 – Статична характеристика запропонованого безконтактного сенсора температури

Як видно з рис. 3.9, запропонований сенсор при зазначених параметрах забезпечує достатньо високу чутливість, а його статична характеристика носить монотонно спадний характер на усьому розглянутому діапазоні вимірювання. Окрім цього, з рис. 3.9 видно, що у межах невеликого діапазону зміни температури (від 360 °К до 420 °К) статична характеристика сенсора є фактично лінійною.

3.2.2 Люмінофорний метод та засоби вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин

Виходячи зі сказаного, може бути сформульовано люмінофорний метод вимірювання температури, що передбачає проміжне перетворення температури досліджуваного об'єкта в інтенсивність люмінесцентного випромінювання з подальшим її перетворенням у значення постійної напруги. Після чого здійснюється перетворення напруги у числовий код, на основі якого визначається вимірюване значення температури.

Алгоритм реалізації люмінофорного методу вимірювання температури полюсних обмоток обертових електричних машин представлений на рис. 3.10 [191].



Рисунок 4.10 – Узагальнена блок-схема алгоритму реалізації люмінофорного методу вимірювання температури полюсних обмоток

На основі запропонованого люмінофорного методу можлива реалізація засобів як індикації [195], так і вимірювання температури полюсних обмоток ротора електричної машини [196]. Структурна схема люмінофорного безконтактного засобу вимірювання температури полюсних обмоток електричної машини наведена на рис. 3.11 [197].

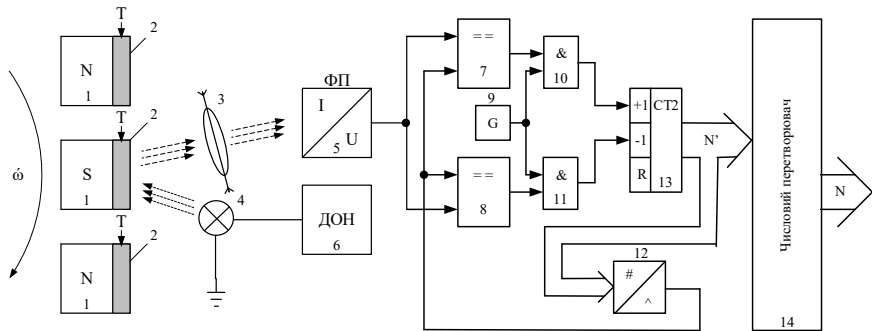


Рисунок 3.11 – Структурна схема безконтактного сенсора температури

Пристрій, наведений на рис. 3.11, працює наступним чином. Збуджуючий високочастотний світловий потік сталої інтенсивності від джерела збуджуючого випромінювання 4 освітлює вузьку ділянку на площині обертання ротора електричної машини, у яку по черзі, в результаті обертального руху, потрапляють торцеві частини полюсних обмоток 1, на поверхні яких нанесене люмінесцентне покриття 2. У результаті фотозбудження з поверхні люмінесцентного покриття 2 відбувається випромінювання світлового потоку зі зменшеною, у порівнянні з світловим потоком від джерела збуджуючого випромінювання 4 частотою. При чому, потужність світлового випромінювання на поверхні фотоприймача 5, що випромінюється з поверхні люмінесцентне покриття 2 при умові сталих світлового потоку збудження, відстані та геометричних розмірів люмінесцентного покриття 2, що має місце у запропонованому сенсорі, буде залежною від температури люмінесцентне

покриття 2, яке перебуває у тепловій рівновазі з торцевою частиною відповідної полюсної обмотки 1.

Температурно залежний світловий потік з поверхні люмінесцентного покриття 2 потрапляє на фільтруючу збиральну лінзу 3, через яку відбувається пропускання лише світлового потоку, що відповідає спектру випромінювання люмінесцентного покриття 2. Фільтруюча збиральна лінза 3 також здійснює фокусування світлового потоку з поверхні люмінесцентного покриття 2 на фоточутливу частину фотоприймача 5. Фотоприймачем 5 відбувається перетворення потужності світлового потоку у пропорційний йому рівень постійної напруги. Сигнал з виходу фотоприймача 5 надходить на перший вхід першого 7 та другий вхід другого 8 компараторів. Відповідно на другий вхід першого 7 та перший вхід другого 8 компараторів надходить сигнал з виходу цифро-аналогового перетворювача 12, який є пропорційним поточному коду на виході двійкового лічильника 13. На виходах компараторів 7 та 8 з'являється сигнал логічної одиниці у випадку, якщо рівень напруги на першому вході є вищим за рівень напруги на другому вході. В такому випадку, якщо сигнал на виході фотоприймача 5 має вищий рівень, ніж сигнал на виході цифро-аналогового перетворювача 12, на виході першого компаратора 7 встановлюється сигнал логічної одиниці, а на виході другого компаратора 8 – сигнал логічного нуля. Якщо ж, навпаки, сигнал на виході фотоприймача 5 має нижчий рівень за сигнал, що поступає з виходу цифро-аналогового перетворювача 12, то сигнал логічної одиниці встановлюється на виході другого компаратора 8, а на виході першого компаратора 7 встановлюється сигнал логічного нуля. При встановленні логічної одиниці на виході першого 7 або другого 8 компаратора відбувається «відкривання» першого 10 або другого 11 логічного елемента І. При цьому імпульси з виходу тактуючого генератора 9 поступають, відповідно, на перший або другий вхід реверсивного двійкового лічильника 13. У випадку, якщо імпульс з виходу тактуючого генератора 9 поступає на перший вхід реверсивного двійкового лічильника 13, його вихідний код зростає на одиницю, в наслідок чого зростає і пропорційний йому сигнал з

виходу цифро-аналогового перетворювача 12. Якщо ж імпульс з виходу тактуючого генератора 9 поступає на другий вхід реверсивного двійкового лічильника 13, його вихідний код зменшується на одиницю, в наслідок чого зменшується і сигнал з виходу цифро-аналогового перетворювача 12. Вихідний сигнал двійкового лічильника поступає на входи цифро-аналогового перетворювача 12, де відбувається його перетворення в аналоговий рівень напруги, та на вхід числового перетворювача 14. У числовому перетворювачі 12 здійснюється розрахунок температури полюсної обмотки на основі відомого рівняння перетворення та значення, зчитаного з виходу реверсивного двійкового лічильника 13.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА МЕТОДІВ ТА ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ КЛІРЕНСУ ТА МЕХАНІЧНОЇ ЖОРСТКОСТІ КЛЮЧОВИХ КОНСТРУКТИВНИХ ВУЗЛІВ ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН

4.1 Удосконалені методи та засоби вимірювання кліренсу обертових електричних машин

4.1.1 Розробка уточненої математичної моделі вторинного вимірювального перетворювача типу «сміність-напруга», адаптованого до роботи з смісним сенсором кліренсу

Однією з основних вимог, що висувається до засобів вимірювання величини кліренсу є їх безконтактність, оскільки це дозволяє уникнути суттєвого втручання у конструкцію електричної машини та не призводить до появи надлишкового дебалансу ротора [6]. Аналіз існуючих сенсорів, придатних для побудови зазначених засобів вимірювання, дає змогу виділити два їх основних типи, що можуть бути застосовані для вирішення цієї задачі: ємнісний та оптичний [198, 199]. При цьому, використання оптичних первинних вимірювальних перетворювачів обмежується умовами експлуатації електричних машин, оскільки останні є чутливими до забруднення та стороннього електромагнітного випромінювання в оптичному діапазоні [200, 201].

Також є очевидним, що контроль величини кліренсу електричної машини необхідно здійснювати у декількох, просторово зміщених точках у межах повітряного зазору між ротором та статором [198], що обумовлює реалізацію засобу вимірювання зазначеного параметру у вигляді інформаційно-вимірювальної системи [119]. При цьому реалізацію таких засобів вимірювання доцільно здійснювати на базі серійних мікроконтролерів з вбудованим аналого-

цифровим перетворювачем, що в загальному випадку дозволить зменшити їх собівартість, а також розвантажити сервер та лінію передачі даних.

Побудова засобів вимірювання на базі параметричних сенсорів, вихідний сигнал яких не володіє власними енергетичними характеристиками, призводить до деякого ускладнення процесу проміжного вимірювального перетворення цих величин у рівень постійної напруги, придатний для обробки внутрішніми засобами серійних мікроконтролерів [202, 203]. Додатковим фактором, що також суттєво ускладнює практичне використання ємнісних сенсорів повітряного зазору, є їх невисока чутливість [17]. Одним з найбільш перспективних сенсорів даного типу є ємнісний сенсор повітряного зазору між ротором та статором, детально описаний у роботі [35], структурна схема якого представлена на рис. 4.1.

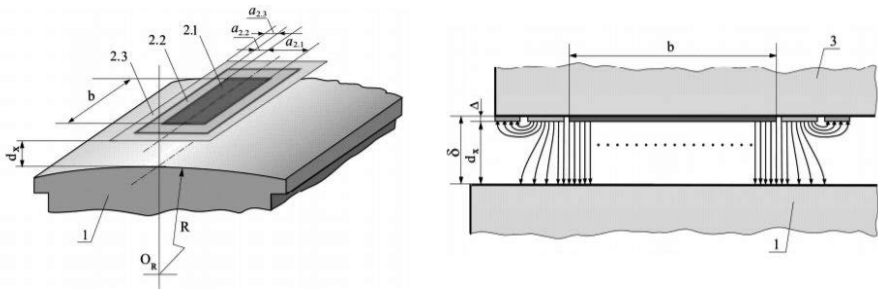


Рисунок 4.1 – Структурна схема ємнісного сенсора повітряного зазору між ротором і статором електромеханічних перетворювачів енергії

Сенсор 2, який встановлюється на зубці статора 3, складається з потенціального електрода 2.1, охоронного електрода 2.2 та заземленого електрода 2.3. Він з'єднується з вторинним вимірювальним перетворювачем за допомогою кабелю з подвійним екраном, при чому внутрішній екран з'єднується з охоронним електродом 2.2, а зовнішній – з заземленим електродом 2.3.

У процесі вимірювання з зовнішнього джерела живлення на потенціальний електрод 2.1 подається змінна напруга. Через електричну

ємність конденсатора, утвореного електродом 2.1 та заземленим полюсом ротора 1, корпусом електромеханічного перетворювача енергії та заземленим електродом 2.3 протікає змінний струм, значення якого при фіксованому діючому значенні напруги живлення буде пропорційне зазору між ротором і статором. До основних переваг зазначеного сенсора можна віднести невеликі масо-габаритні розміри та підвищену чутливість у порівнянні з іншими сенсорами даного класу, що становить порядка 40 нФ/мм в діапазоні зміни ємності від 50 до 400 нФ при зміні величини повітряного зазору від 0,8 до 10 мм, а також квазілінійна статична характеристика [17, 198].

Оскільки зазначений сенсор характеризується незначним діапазоном зміни вихідної ємності, а засіб вимірювання, реалізований на його основі, повинен характеризуватися адаптивністю, що дасть змогу застосовувати його для вимірювання кліренсу широкого класу електромеханічних перетворювачів енергії з різним номінальним значенням повітряного просвіту між ротором та статором, то використання серійних вторинних вимірювальних перетворювачів типу «ємність-напруга» при побудові останнього є недоцільною, оскільки такий підхід не зможе забезпечити наведених вище властивостей [204].

Одним із можливих варіантів конструктивного виконання вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність-напруга», що задовольняв би описані вище вимоги, може бути електричне коло, схема якого наведена на рис. 4.2 [205, 206].

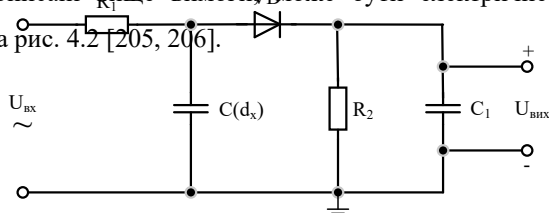


Рисунок 4.2 – Електрична принципова схема вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність-напруга»

На наведеній на рис. 4.2 схемі ємнісний сенсор представлений, як $C(d_x)$. Напряга $U_{вх}$ є вхідною змінною напругою від зовнішнього джерела живлення. Напряга $U_{вих}$ – вихідна постійна напруга, аналітично пов’язана з ємністю сенсора $C(d_x)$, яка подається на вхід АЦП напруги.

Для отримання математичної моделі запропонованого вторинного вимірювального перетворювача розглянемо електромагнітні процеси, які матимуть місце при його функціонуванні. Щоб спростити даний аналіз скористаємося положеннями теореми активного двухполюсника [207, 208], що дасть можливість провести заміну деякої частини електричного кола, наведеного на рис. 4.2, відповідним еквівалентним генератором. Схема електричного кола після зазначеної модифікації та внутрішня схема еквівалентного генератора наведені на рис. 4.3

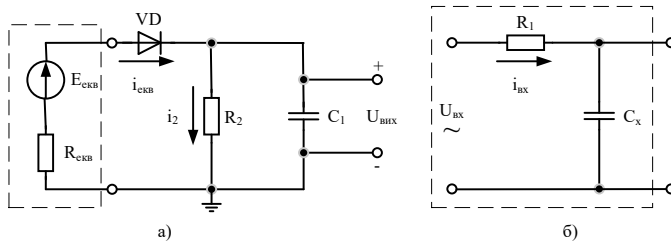


Рисунок 4.3 – Схема електричного кола після модифікації: а) – коло з еквівалентним генератором; б) – внутрішня схема еквівалентного генератора

Розрахуємо значення комплексної ЕРС еквівалентного генератора:

$$\underline{E}_{екв} = \frac{U_{вх}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_x}} \cdot \frac{1}{j\omega C_x} = \frac{U_{вх}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} - j \frac{U_{вх} R_1 \omega C_x}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1}, \quad (4.1)$$

де j – уявна одиниця ($\sqrt{-1}$); ω – циклічна частота вхідної напруги живлення, що визначається за формулою:

$$\omega = 2\pi f, \quad (4.2)$$

де f – частота вхідної напруги живлення.

Прийнявши за початок відліку момент часу переходу миттєвого значення вхідної напруги через нуль з додатною першою похідною, рівняння (4.1) можна переписати у наступному вигляді [205]:

$$\underline{E}_{екв} = \frac{U_{ex}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} - j \frac{U_{ex} R_1 \omega C_x}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} = \frac{U_{ex} \sqrt{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cdot e^{-j R_1 \omega C_x}. \quad (4.3)$$

Відповідно, з урахуванням (4.3), миттєве значення ЕРС еквівалентного генератора може бути описане наступним чином [207, 208]:

$$e_{екв}(t) = \frac{U_{ex} \sqrt{2 R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \sin(\omega t - R_1 \omega C_x) = E_{екв \max} \sin(\omega t - R_1 \omega C_x). \quad (4.4)$$

Далі розрахуємо еквівалентний опір введеного еквівалентного генератора. Оскільки переважна більшість існуючих електронних блоків живлення, що використовуються в електронних колах, укомплектовані системами стабілізації вихідної напруги [209], то для подальших розрахунків джерело живлення U_{ex} будемо вважати ідеальним джерелом ЕРС. Тоді:

$$\underline{Z}_{екв} = \frac{R_1 \cdot \frac{1}{j \omega C_x}}{R_1 + \frac{1}{j \omega C_x}} = \frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} - j \frac{R_1^2 \omega C_x}{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1} = R_{екв} - j X_{екв}. \quad (4.5)$$

Розглянемо процеси, що відбуваються у тій частині запропонованого вторинного вимірювального перетворювача, що не ввійшла до складу еквівалентного генератора. За своєю будовою зазначена частина електричного кола являється однофазним, однопівперіодним випрямлячем з ємнісним фільтром для якого може бути застосована модель Терентьєва [210, 211] з деякими модифікаціями, що обумовлені особливостями роботи вимірювального перетворювача.

Оскільки вимірювальний перетворювач повинен характеризуватися незначною потужністю розсіювання, то справедливою буде нерівність [210]:

$$R_{екв} \gg R_{VD}, \quad (4.6)$$

де R_{VD} – активний прямиий опір діода.

З урахуванням (4.6) сума активного прямого опору діода та еквівалентного генератора з допустимою точністю може бути розрахована як:

$$R = R_{екв} + R_{VD} \approx R_{екв}. \quad (4.7)$$

Для візуалізації процесів зазначеної частини схеми представимо хвильові діаграму її напруг (рис. 4.4), обравши в якості початкового моменту часу момент максимального значення напруги на затискачах еквівалентного генератора.

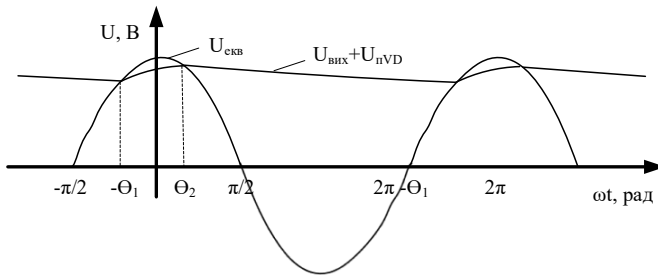


Рисунок 4.4 – Хвильові діаграму напруги на затискачах еквівалентного генератора та напруги $U_{вих}$ для усталеного режиму роботи схеми

Розгляд розпочнемо з моменту $\omega t = -\pi/2$. В цей момент (рис. 4.4) сума напруги на конденсаторі C_1 ($U_{вих}$) та прямого падіння напруги діода, при якій відбувається його відкриття, ($U_{нVD}$) більша напруги на затискачах еквівалентного генератора ($U_{екв}$), а отже діод VD є закритим. Розряджаючись, конденсатор C_1 створює на резисторі R_2 експоненційно спадаючу напругу.

При збільшенні кута до значення $\omega t = -\theta_1$ стане справедливою рівність:

$$U_{екв} - U_{вих} = U_{нVD}. \quad (4.8)$$

Діод в цей момент часу відкриється і почне пропускати струм, частина якого йтиме на зарядку конденсатора C_1 , а частина пройде через резистор R_2 у вигляді струму i_2 .

При зарядці конденсатора C_1 напруга на ньому зростає і при куті $\omega t = \theta_2$ знову буде виконуватися рівність (4.8). У цей момент діод закриється і

розпочнеться розрядка конденсатора C_1 на опір R_2 , що триватиме до кута $\omega t = 2\pi - \theta_1$.

Визначимо миттєвий струм $i_{екв}(t)$ при відкритому ключі VD . Для зазначеного режиму роботи його можна розрахувати наступним чином:

$$i_{екв}(t) = \frac{e_{екв}(t) - u_{вих}(t) - U_{nVD}}{R_{екв}} = \frac{\Delta u(t)}{R_{екв}}. \quad (4.9)$$

Таким чином, за формою струму діода співпадає з напругою $\Delta u(t)$.

При цьому збільшення опору R_2 призведе до зменшення струму $i_{екв}$, а отже зменшить потужність розсіювання та уповільнить процес розряджання ємності C_1 . В свою чергу це обумовить зменшення кута θ_1 . До того ж при зарядці конденсатора через великий опір R_2 відгалужується менша частина струму $i_{екв}$. Відповідно, конденсатор заряджається швидше, що призводить до зменшення кута θ_2 . Таким чином зменшення струму i_2 призводить до зменшення часу зарядки, зменшення втрат, збільшення вихідної напруги та зменшенню пульсацій. Ефект збільшення вихідної напруги та зменшенню пульсацій матиме місце і при збільшенні частоти вхідної напруги f , оскільки це автоматично зменшить проміжок часу між зарядками ємності, а, отже, зменшить час розрядки. Ємність же конденсатора C_1 відобразиться не лише на пульсаціях вихідної напруги, але й на формі струму $i_{екв}$. При достатньо великій ємності конденсатора вихідну напругу можна вважати постійною, а імпульси струму – симетричними [210, 211].

Розрахувавши перехідний процес розрядки ємності C_1 через опір R_2 можна отримати закон зміни вихідної напруги в діапазоні кутів $\theta_2 \leq \omega t \leq 2\pi - \theta_1$:

$$u_{вих}(t) = U_{вих\max} \cdot e^{-\frac{1}{C_1 R_2} t}, \quad (4.10)$$

де $U_{вих\max}$ – максимальна напруга, до значення якої заряджається ємність C_1 .

Наклавши обмеження на допустимі пульсації напруги в 1 % на основі (4.10) розрахуємо мінімальну сталу часу $C_1 R_2$ необхідну для забезпечення зазначеного рівня пульсацій при заданій частоті вхідної напруги f . Для

спрощення розрахунків за час розряду ємності приймемо повний період вхідного сигналу, до якого буде наблизитися реальний час розрядки ємності при збільшенні опору R_2 . Математично виконання цієї умови можна записати наступним чином:

$$U_{вих\ max} \cdot e^{\frac{1}{C_1 R_2 f}} \geq 0,99 U_{вих\ max} \rightarrow C_1 R_2 \geq \ln(0,99^{-f})^{-1}. \quad (4.11)$$

При виконанні умови (4.11) кути Θ_1 і Θ_2 стають фактично рівними, тобто буде справедливим вираз [210]:

$$\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta. \quad (4.12)$$

Для такого режиму роботи, враховуючи (4.8), вихідна напруга може бути розрахована наступним чином:

$$U_{вих} = E_{екв\ max} \cos(\Theta) - U_{нVD}, \quad (4.13)$$

де $E_{екв\ max}$ – амплітудне значення ЕРС еквівалентного генератора.

Оскільки кут відсічки Θ пов'язаний з параметрами випрямляча трансцендентним рівнянням, що не має аналітичних розв'язків та у розглянутому випадку може бути записаною, як [210, 211]:

$$\operatorname{tg}(\Theta) - \Theta = \pi \cdot \frac{R_{екв}}{R_2}, \quad (4.14)$$

то для отримання аналітичної залежності типу $\Theta = f(R_{екв}/R_2)$ доцільно буде скористатися методами апроксимації функції на необхідному діапазоні зміни значень аргумента. В такому випадку, з урахуванням (4.4), (4.5) та (4.13) рівняння перетворення запропонованого вторинного вимірювального перетворювача може бути записане наступним чином:

$$U_{вих} = \frac{U_{вх} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cos \left(f \left(\frac{R_1}{R_2} \right) \right) - U_{нVD}. \quad (4.15)$$

На основі рівняння перетворення (4.15) побудуємо статичну характеристику запропонованого вторинного вимірювального перетворювача типу «смінь-напруга», сумісного з описаним вище смісним сенсором

повітряного зазору, задавшись наступними конструктивними параметрами: діюче значення вхідної напруги ($U_{вх}$) – 5 В, частота вхідної напруги (f) – 1 кГц (що знаходиться у межах частоти пропускання випрямних напівпровідникових діодів загального призначення) [208], опори R_1 та R_2 – відповідно 2,5 кОм та 100 кОм (що забезпечує незначну потужність розсіювання вторинного перетворювача), ємність C_1 – 1 мкФ (що задовольняє умову (4.11)) та випрямний діод 1N1004, пряме падіння напруги якого (U_{nVD}) дорівнює 0,5 В [212]. Для зазначених конструктивних параметрів у заявленому діапазоні зміни ємності сенсора (50 нФ – 400 нФ) є справедливим відношення:

$$0,0005 \leq \frac{R_{екв}}{R_2} \leq 0,015. \quad (4.16)$$

У зазначеному діапазоні зміни аргумента на основі дискретних розв'язків трансцендентного рівняння (4.14) з використанням методу найменших квадратів було проведено апроксимацію залежності $\Theta=f(R_{екв}/R_2)$. У якості апроксимуючої функції, виходячи з міркувань необхідності забезпечення достатньої точності на недоречності надмірного ускладнення математичної моделі, було обрано поліном 2-го порядку. У результаті апроксимації отримано наступну математичну залежність:

$$\Theta = 0,182 + 39,466 \frac{R_{екв}}{R_2} - 1258 \left(\frac{R_{екв}}{R_2} \right)^2. \quad (4.17)$$

Загальний вигляд фактичної (дійсної) залежності $\Theta=f(R_{екв}/R_2)$, отриманої шляхом інтерполяції дискретних розв'язків трансцендентного рівняння (4.14) та залежності (4.17) наведено на рис. 4.5

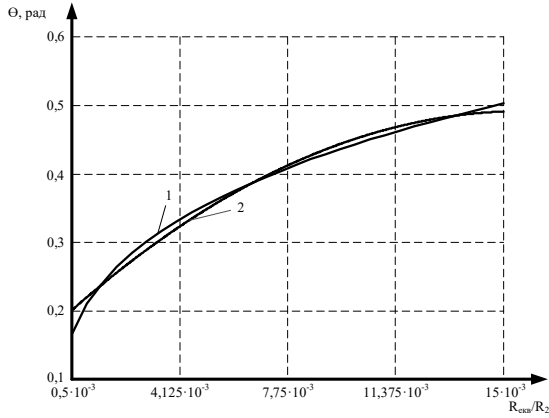


Рисунок 4.5 – Залежність кута відсічки діода від відношення опорів: 1 – фактична (дійсна); 2 – апроксимована поліномом (4.17)

З використанням (4.17) результуюче рівняння перетворення вторинного вимірювального перетворювача може бути записане, як:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 C_x^2 + 1} \cos \left(0,182 + 39,466 \frac{R_1}{R_2} \frac{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1}{R_2} - 1258 \left(\frac{R_1}{R_2} \frac{\omega^2 R_1^2 C_x^2 + 1}{R_2} \right)^2 \right) - U_{n/D}. \quad (4.18)$$

Оскільки, як зазначалося вище, рівняння перетворення сенсора може бути описане наступним чином:

$$C_x = k \cdot d_x + b, \quad (4.19)$$

де d_x – повітряний зазор між ротором і статором; k та b – сталі, що характеризують конструктивні параметри сенсора.

Загальне рівняння перетворення вимірювального каналу повітряного зазору з урахуванням (4.18) та (4.19) можна представити:

$$U_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вх}} \sqrt{2R_1^2 \omega^2 (k \cdot d_x + b)^2 + 2}}{R_1^2 \omega^2 (k \cdot d_x + b)^2 + 1} \times \left(0,182 + 39,466 \frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 (k \cdot d_x + b)^2 + 1} - 1258 \left(\frac{R_1}{\omega^2 R_1^2 (k \cdot d_x + b)^2 + 1} \right)^2 \right) - U_{\text{нвД}}. \quad (4.20)$$

Для підтвердження адекватності запропонованої математичної моделі було проведено експериментальне дослідження аналогової частини вимірювального каналу кліренса з зазначеними вище конструктивними параметрами та подальше порівняння вимірних значень вихідної напруги з розрахунковими значеннями напруги, отриманими на основі (4.20). Результати даного експериментального дослідження у вигляді статичної характеристики з накладеними експериментальними точками наведено на рис. 4.6

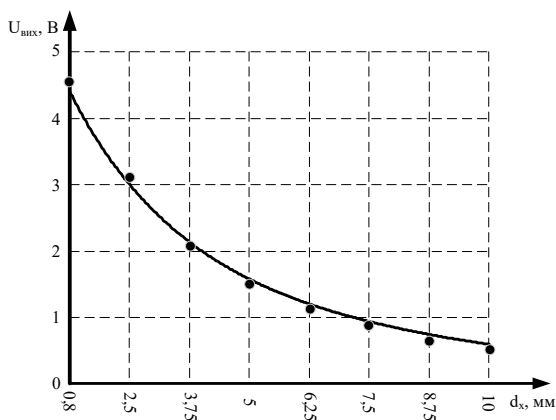


Рисунок 5.6 – Статичної характеристики аналогової частини вимірювального каналу повітряного зазору з зазначеними вище конструктивними параметрами та накладеними експериментальними точками

Як випливає з рис. 4.6, математична модель (4.20) доволі точно описує фізичні процеси, що мають місце у розглянутій схемі вимірювального перетворення повітряного зазору. Також зрозуміло, що найбільш очевидним

шляхом зменшення похибки даної моделі є підвищення точності апроксимацію залежності $\Theta=f(R_{екв}/R_2)$, щоправда, це вірогідно призведе до збільшення степеня полінома функції, а, отже, до ускладнення вихідного рівняння перетворення.

4.1.2 Удосконалення ємнісного методу та засіб вимірювання значення кліренсу обертових електричних машин

Виходячи з матеріалу, наведеного вище, може бути сформульовано удосконалений ємнісний метод вимірювання кліренсу обертової електричної машини, що передбачає проміжне перетворення повітряного зазору в ємність, з подальшим її зарядом височастотними імпульсами та вимірюванням величини постійної напруги на її обкладках. Розрахунок значення кліренсу здійснюється на основі значення вимірної напруги на основі рівняння перетворення (4.20).

Алгоритм реалізації удосконаленого ємнісного методу вимірювання кліренсу обертових електричних машин представлено на рис. 4.7.

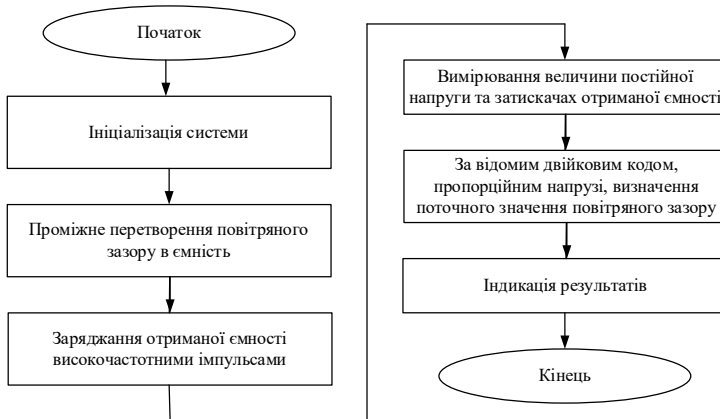


Рисунок 4.7 – Узагальнена блок-схема алгоритму реалізації удосконаленого ємнісного методу вимірювання кліренсу обертових електричних машин

На основі запропонованого удосконаленого ємнісного методу вимірювання кліренсу обертових електричних машин було розроблено систему

для вимірювання і контролю повітряного зазору між ротором та статором, структурна схема якої наведена на рис. 4.8.

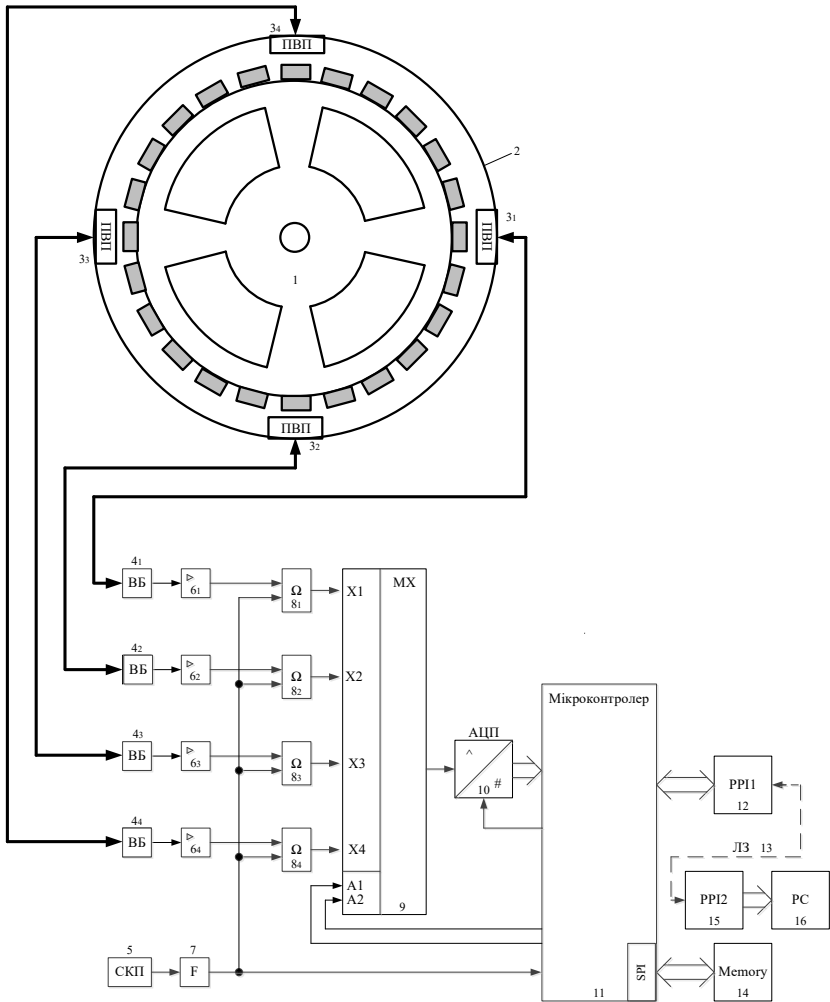


Рисунок 4.8 – Структурна схема системи для вимірювання і контролю повітряного зазору між ротором та статором

Наведена на рис. 4.8 система працює наступним чином.

Чотири первинні вимірювальні перетворювачі 3₁-3₄, які отримують живлення від вимірювальних блоків 4₁-4₄ та зорієнтовані таким чином, щоб

вимірювати значення повітряного зазору між ротором 1 та статором 2 електричної машини зі зміщення у 90 градусів, здійснюють первинне вимірювальне перетворення величини кліренсу у деяку електричну величину, яка у вимірювальних блоках 4₁-4₄ додатково перетворюється у рівень постійної напруги, значення якої підсилюється до значення, придатного для роботи системи у чотирьох нормуючих підсилювачах 6₁-6₄. Сигнали з виходів чотирьох нормуючих підсилювачах 6₁-6₄ надходять на входи чотирьох елементів аналогової пам'яті 8₁-8₄ відповідно, де запам'ятовують у момент надходження з виходу формувача 7 одиничного сигналу, що відповідає повороту ротора електричної машини на визначений кут α . Цей же сигнал логічної одиниці з виходу формувача 7 поступає на другий вхід мікроконтролера 11 та служить сигналом початку операції вимірювального перетворення. Після цього на другому та третьому виході мікроконтролера 11 формується адресний сигнал, що відповідає першому інформаційному входу мультиплектора 9, що призводить до встановлення сигналу з його першого входу на його виході. Тоді на першому виході мікроконтролера 11 формується сигнал запуску аналого-цифрового перетворення, що поступає на другий вхід аналого-цифрового перетворювача 10, на перший вхід якого поступає сигнал з виходу мультиплектора 9, результат аналого-цифрового перетворення зчитується з виходу аналого-цифрового перетворювача 10 через перший вхід мікроконтролера 11. Після цього на другому та третьому виході мікроконтролера 11 формується адреса наступного інформаційного входу мультиплектора 9. Решта операцій повторюється циклічно, доки не буде отримано цифрове значення сигналу на всіх входах мультиплектора 9, що відповідають рівням віброприскорення величина повітряного зазору між ротором 1 та статором 2 у всіх чотирьох досліджуваних точках. Після завершення цих операцій вимірювальна система переходить у режим очікування наступного одиничного імпульсу з виходу формувача 7, а після його отримання операції повторюються циклічно.

На виході сенсора кутового положення 5 формується сигнал при повороті ротора електричної машини на заданий кут α , який поступає на вхід формувача

7. У формувачі 7 цей сигнал перетворюється у сигнал логічної одиниці та поступає, окрім других входів елементів аналогової пам'яті 81-84 на другий вхід мікроконтролера 11. При повороті ротора електричної машини на кут 360 градусів (повний оберт) на виході сенсора кутового положення 5 формується сигнал подовженої тривалості що у формувачі перетворюється на подовжений сигнал логічної одиниці, який слугує для мікроконтролера 11 маркером початку нового обороту ротора, що використовується для перевірки поточного кута положення ротора 1.

Виміряні значення величини повітряного зазору між ротором 1 та статором 2 електричної машини для кожного з визначених кутових положень ротора 1 передається через перший 12 та другий 14 пристрій перетворення інтерфейсу та лінію зв'язку 14 на сервер 16, де здійснюється аналіз вимірювальної інформації, а також їх індикація і прийняття рішення про відповідність чи невідповідність технічного стану гідроагрегату гранично допустимим умовам.

Зовнішня пам'ять 14 застосовується для проміжного зберігання отриманих числових значень, пропорційних виміряним величинам, та, при потребі, програмного коду роботи мікроконтролера 11.

4.2 Магнітопружний метод та засіб вимірювання механічної напруженості у ключових конструктивних вузлах обертових електричних машин

Основною складністю при вимірюванні коефіцієнту пружності опорних конструкцій електричних машин є те, що вимірювання даного параметру за класичним методом потребує прикладання тестового зразкового зусилля та вимірювання абсолютної деформації досліджуваного матеріалу [126]. Є очевидним, що виконання описаного дослідження в умовах працюючого обладнання, на яке діють неврівноважені механічні зусилля, є неможливим. Крім цього, небажаним, а в окремих випадках і неприйнятним, є і створення додаткового зовнішнього механічного навантаження, вплив якого не

передбачався на етапі проектування агрегату. Враховуючи сказане, можна дійти до висновку, що для вимірювання коефіцієнту механічної пружності у режимі реального часу експлуатації обладнання методи, які передбачають наявність зовнішнього механічного зусилля є неефективними, а в ряді випадків і не прийнятними.

Цікавим з точки зору вирішення поставленої задачі є використання в якості зовнішньої деформуючої сили невривноважених механічних зусиль, які виникають під час роботи самої машини, у тому числі й у нормальному режимі експлуатації. Як зазначалося в першому розділі [15, 27, 30], такі зусилля можуть бути обумовлені різними чинниками та мати значення, яке у межах певного інтервалу може змінюватися випадковим чином. При цьому, зазначені зусилля мають місце в усіх режимах його експлуатації [15, 27, 30]. Про те, оскільки останні змінюються випадковим чином та призводять до виникнення віброзміщення, яке в наслідок випадковості механічного зусилля також носять випадковий характер, то для використання зазначених параметрів з метою вимірювання механічної жорсткості необхідно забезпечити високоточне вимірювання механічної напруженості та віброзміщення у режимі реального часу експлуатації машини. І хоча в умовах працюючого обладнання реалізація цієї задачі пов'язана з цілим рядом технічних труднощів, про те є очевидним, що параметр механічної напруженості у ключових точках опорних конструкцій у комплексі з вимірними значеннями віброзміщення за тією ж вимірною віссю може слугувати високоінформативним параметром, використання якого підвищуватиме ефективність роботи системи автоматизованого контролю та діагностування.

Враховуючи сказане є очевидним, що основною задачею, яка повинна бути реалізована при побудові систем контролю механічної жорсткості вузлів обертових електричних машин є розробка методів та засобів, які дозволили б забезпечити вимірювання абсолютного віброзміщення та механічної напруженості у матеріалі вузла останніх в режимі реального часу експлуатації обладнання з високою точністю.

4.2.1 Розробка математичної моделі магнітопружного трансформаторного сенсора механічної напруженості феромагнітних конструкцій

Як відомо феромагнетики, до яких належить і матеріал конструктивних елементів обертових електричних машин, володіють багатьма різноманітними ефектами. Зокрема такими, як: магніторезистивні ефекти, магнітооптичні ефекти, магніторезонансні ефекти, термомагнітні ефекти, магнітострикційні та магнітопружні ефекти [213, 214]. Кожен з перелічених ефектів дозволяє побудувати різні за своєю конструкцією та призначенням вимірювальні пристрої та перетворювачі. Перспективним же з точки зору побудови каналу механічної напруженості може бути використання саме магнітопружного ефекту (ефекту Віллари), що спостерігатиметься у феромагнітному матеріалі конструктивних елементів машини та дасть змогу пов'язати механічну напруженість з зміною миттєвої магнітної проникності феромагнітного матеріалу [215]. Проте значною проблемою використання даного ефекту є відсутність чіткої математичної моделі, що однозначно описувала б вказану залежність [216], без наявності якої можливість застосування ефекту Віллари для побудови вимірювального каналу механічної напруженості є достатньо обмеженою.

Розглянемо існуюче тлумачення принципу дії феромагнітного перетворювача (ФМП), який ґрунтується на використанні магнітопружного ефекту. Магнітопружний ефект, або ефект Віллари – це явище зміни магнітної проникності феромагнітного зразка при постійному значенні напруженості зовнішнього намагнічуючого поля при дії на зразок зовнішньої механічної сили [216, 217].

Згідно [218, 219] магнітопружний ефект пояснюється зміною доменної структури, тобто зростанням об'єму тих доменів магнітного матеріалу, енергія яких знижується при дії механічних напруг. Це відбувається в феромагнітному зразку, крива намагнічування якого знаходиться у так званій зоні зсуву

доменних границь, яка визначена у теорії Кондорського [220]. Але кількісну оцінку цього явища виконати дуже складно з багатьох причин [221]. Крім того, згідно цієї теорії зсув доменних границь відбувається при зростанні зовнішнього поля до значення індукції насичення. Відповідно до цього, ефект Віллара не відбуватиметься в зразку, який знаходиться під дією височастотної змінної зовнішньої механічної напруги, а величина зовнішнього поля є константою $H_{зовн} = const$, що не відповідає дійсності в розглянутому випадку [213, 222].

Враховуючи сказане, виникає необхідність в більш точному тлумаченні цього явища. Відомо, що магнітний момент атома M внаслідок гіромагнітної аномалії спіна не буде антипаралельним повному механічному моменту [223]. Це явище добре ілюструється на рис. 4.9, де вектор рівнодіяного механічного моменту електронної оболонки атома P_J не знаходиться в одній площині із вектором рівнодіяного магнітного моменту електронної оболонки атома M , що достатньо обгрунтовано доводиться у роботах [222, 223].

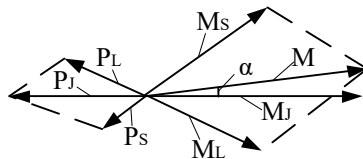


Рисунок 4.9 – Додавання магнітних і механічних моментів електронної оболонки атома

Складові M_L і M_S магнітного моменту прецесують навкруги напрямку P_J . При цьому перпендикулярні до P_J складові моментів у середньому за період обертання дорівнюють нулю, оскільки вони безперервно змінюють свій напрям, і повний магнітний момент M_J електронної оболонки атома визначається паралельними до P_J складовими моментів, тобто

$$M_J = M_S \cos(P_S, P_J) + M_L \cos(P_L, P_J). \quad (4.21)$$

Отже, цілком обґрунтованою виглядає висунута В. Ю. Ларіним гіпотеза, яка обумовлює принцип дії ФМП [224]: зміна вектора механічних моментів атомів, які складають домени матеріалу ФМП, що обумовлена зовнішньою механічною напругою, викликає пропорційну гіромагнітному відношенню зміну векторів магнітних моментів спінів цих атомів.

Положення даної гіпотези у повній мірі корелюються з попередніми дослідженнями і висновками, що були зроблені зокрема і основоположником напрямку магнітопружних сенсорів механічної напруженості Ф. В. Майоровим, який вперше підійшов до розробки вказаних сенсорів з позиції сучасної теорії феромагнетизму [225]. Зокрема ним було сконструйовано, досліджено та експериментально доведено можливість використання дросельного вимірювального перетворювача для вимірювання статичних та динамічних механічних зусиль. А також, на основі використання співвідношень для магнітопружної енергії, розроблених Н. С. Акуловим [226], було запропоновано аналітичний вираз залежності відносної зміни магнітної проникності μ від механічної напруженості матеріалу, який цілком вписується у гіпотезу, висунуту В. Ю. Ларіним:

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = \frac{1}{\pi} \lambda_0 \mu_0 G, \quad (4.22)$$

де λ_0 – коефіцієнт магнітострукції матеріалу; μ – магнітна проникність матеріалу при відсутності механічних напруженостей; μ_0 – магнітна стала; G – поточна механічна напруженість у матеріалі.

Відповідно з матеріалами експериментальних досліджень, що наводяться автором, похибка запропонованої моделі в основному обумовлювалася за рахунок магнітопружного гістерезису (до 2,5 % при статичному та до 5 % при динамічному режимах роботи), а також за рахунок температурного впливу (не перевищувала 0,2 % на 1 °C) [227]. Враховуючи динамічний режим роботи, а також відсутність фіксації температури опорних елементів конструкції обертових електричних машин не важко дійти висновку, що запропонована математична модель даватиме змогу оцінити механічну напруженість у

ключових вузлах електричної машини доволі наближено. А отже є не зовсім придатною для отримання рівняння перетворення сенсора механічної напруженості.

Альтернативна математична модель, що описує ефект Віллари у магнітному матеріалі, була також запропонована І. І. Івановою у роботі [228]. Зокрема, автором було запропоновано математичний вираз, що дає змогу визначити чутливість феромагнітного матеріалу [228]

$$S_m = \frac{2\lambda_s \mu}{B_s^2}, \quad (4.23)$$

де λ_s – коефіцієнт магнітострикції при насиченні; B_s – індукція магнітного поля при насиченні; μ – магнітна проникність матеріалу сенсора при відсутності механічних напруг.

Відповідно, виходячи з цього, залежність відносної зміни магнітної проникності μ від механічної напруженості матеріалу може бути подана у вигляді такого рівняння:

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = S_m G = \frac{2\lambda_s \mu}{B_s^2} G. \quad (4.24)$$

В роботах [227, 229] автори проводять дослідження лише самого перетворювача, незалежно від схеми, в яку він міг бути ввімкненим. При чому дослідження здійснювалися саме на прикладі поширених електротехнічних сталей (залізо-кремнієві та залізо-хромні сплави), що застосовуються в тому числі і у якості матеріалу конструктивних елементів обертових електричних машин [4]. На підставі досліджень автором було зроблено наступні висновки:

1. Чутливість магнітопружних перетворювачів дросельного типу зростає зі збільшенням напруженості магнітного поля і досягає максимального значення при напруженості, що відповідає максимальній проникності, а зменшується зі збільшенням пружної механічної напруженості вище певного граничного значення, так як величина магнітострикції зменшується від навантаження.

2. Похибка перетворювача від магнітопружного гістерезису є наслідком двох процесів: механічного гістерезису, викликаного пружною реакцією, що має місце при будь-яких механічних напруженостях та магнітного гістерезису, що обумовлюється специфікою процесів намагнічування.

3. Стабільність роботи сенсора буде забезпечуватися лише при відносно невеликих навантаженнях, що в 6 – 7 разів менші за межу пружності.

4. При коливаннях температури у межах ± 10 °С, намагнічувального струму ± 10 % та частоти струму $\pm 0,2$ % сумарна похибка не повинна перевищувати 4,5 %.

Враховуючи сказане, а також те, що умови роботи значної частини опорних конструктивних елементів обертових електричних машин в цілому відповідають висунутим І. І. Івановим вимогам до магнітопружного сенсора (механічна напруженість конструктивних елементів у нормальному режимі роботи не перевищує $1/6 - 1/7$ межі пружності, коливання температури опорних елементів конструкції знаходиться у межах ± 10 °С, а намагнічувальний струм реально забезпечити з похибкою по амплітуді ± 10 %, та по частоті – $\pm 0,2$ %), можна прийти до висновку, що запропонована І. І. Івановим математична модель доволі вдало застосовується при виведенні рівняння перетворення магнітопружного сенсора механічної напруженості.

Проте запропонований вираз не дає відповіді на питання просторової напрямленості зміни магнітної проникності матеріалу, оскільки, як показано у роботах [216, 229], ефект Віллари має анізотропну природу, а, отже, залежить не лише від модуля значення механічної напруженості, але й від просторового напрямку її вектора. Відповідь на це питання може бути знайденою з урахуванням виразу (4.21), який дає змогу здійснити прив'язку магнітного атомного (доменного) моменту до вектора механічного зусилля через кут α , який є постійним для даного виду матеріалу [230, 231]. З урахуванням (4.21), а також того, що зміна магнітної проникності матеріалу відбувається у перпендикулярних напрямках по відношенню до вектора магнітного моменту, можна зробити висновок, що для фіксації зміни магнітної проникності

необхідно розташувати площину вимірювання не перпендикулярно вектору налягненості рівнодіючого механічного зусилля, віброприскорення від якого буде фіксуватися акселерометром, а під кутом, що додатково враховує сталу α . В цьому випадку відпадає необхідність аналітичного розрахунку проєкції вектора рівнодіючого механічного атомного моменту P_J на вісь рівнодіючого магнітного моменту M_J . Тому вираз (4.24) може бути переписаний у наступному вигляді, з прив'язкою до довільно обраної осі напрямку механічної напруженості ОХ:

$$\frac{\Delta\mu_{y+\alpha}}{\mu} = \frac{2\lambda_s\mu}{B_{S(y+\alpha)}^2} G_x, \quad (4.25)$$

де індекс «х» вказує на те, що враховується проєкція вектора на вісь ОХ, а індекс «у+ α » – на те, що враховується проєкція вектора на вісь, перпендикулярну ОХ, додатково поправлену на значення кута α .

Виходячи з сказаного, конструкція первинного вимірювального перетворювача може бути реалізованою у вигляді магнітопружного трансформаторного перетворювача, магнітопровід якого зміщений на кут α відносно системи координат ОХУ, та одночасно являється частиною вузла електричної машини (рис. 4.10). В цьому випадку, з урахуванням особливостей магнітопружного трансформаторного перетворювача [232] та виразу (4.25), можна отримати наступне рівняння перетворення, що однозначно пов'язуватиме проєкцію механічної напруженості на вісь ОХ з вторинною напругою магнітопружного трансформаторного перетворювача:

$$U_2 = \frac{\eta U_1 W_2 R_2}{\sqrt{R_2^2 + \left(\omega \frac{W_2^2}{R_M}\right)^2}} G_x, \quad (4.26)$$

де U_1 – напруга на один виток первинної обмотки; η – коефіцієнт пропорційності, що залежить від марки сталі та відношення перерізу зразка та осердя; R_M – середній опір шляху магнітного потоку; W_2 – кількість витків вторинної обмотки.

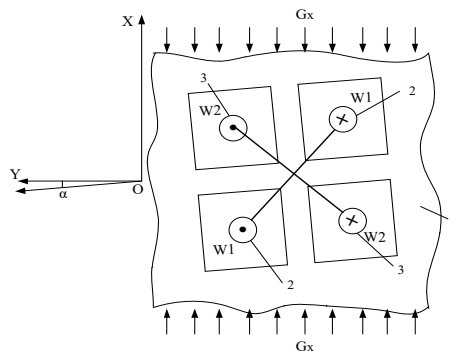


Рисунок 4.10 – Будова магнітопружного трансформаторного первинного вимірювального перетворювача: 1 – матеріал вузла гідроагрегата, 2 – первинна обмотка, 3 – вторинна обмотка.

4.2.2 Магнітопружний метод та засіб вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій

Виходячи з сказаного, може бути сформульовано магнітопружний метод вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій, що передбачає проміжне перетворення значення механічної напруженості за відповідною віссю у величину постійної напруги з подальшим її вимірюванням на аналого-цифровому перетворювачі. Далі, на основі вимірянних значень напруги здійснюється розрахунок зміни магнітної проникності по відповідній вимірюваній осі, на основі значення якої реалізується розрахунок вимірюного значення проекції механічної напруженості.

Алгоритм реалізації магнітопружного методу вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій наведений на рис. 4.11 [228].



Рисунок 4.11 – Алгоритм реалізації магнітопружного методу вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій

На основі запропонованого магнітопружного методу вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструкцій було розроблено ряд засобів вимірювання, придатних для роботи сумісно з системами контролю технічного стану обертових електричних машин [233-236]. Структурна схема одного із них наведена на рис. 4.12 [235].

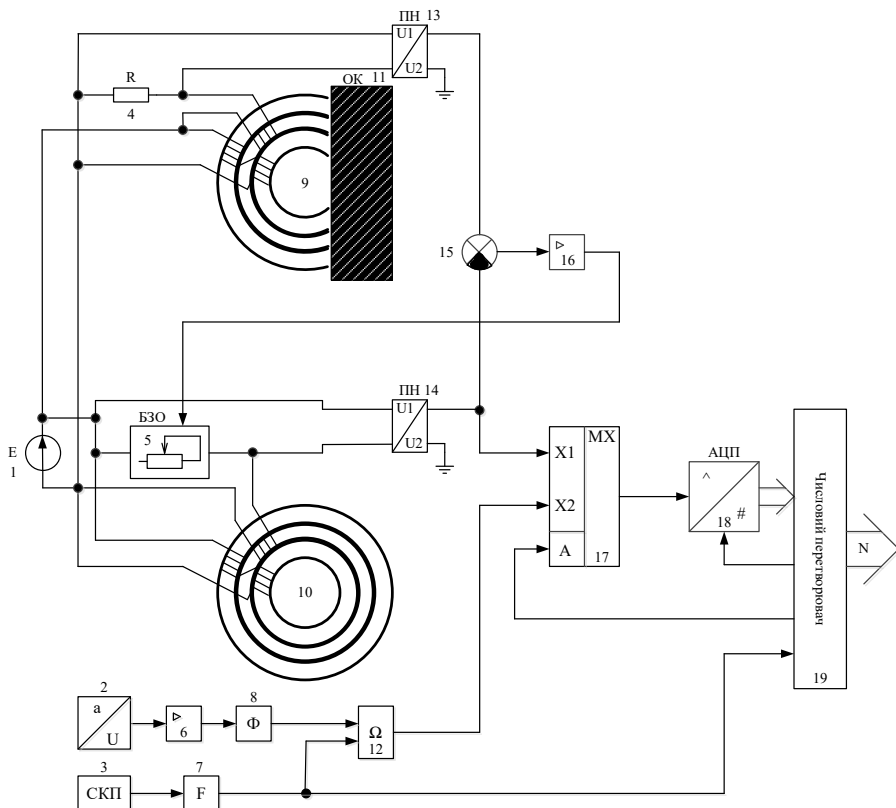


Рисунок 4.12 – Структурна схема магнітопружного засобу вимірювання механічної напруженості феромагнітних конструктивних елементів обертової електричної машини

Наведений на рис. 4.12 пристрій працює наступним чином. На обмотки збудження сенсора відносної магнітної проникності 9 подається напруга живлення від джерела живлення 1 двома паралельними каналами (окремо на послідовно-узгоджено з'єднанні першу та третю обмотки збудження та послідовне з'єднання другої обмотки збудження з додатковим опором 4). При цьому сенсор відносної магнітної проникності 9 знаходиться у безпосередній близькості з об'єктом контролю 11. Спад напруги на додатковому опорі 4

підсилюється на першому подільнику напруги 13 на відповідний коефіцієнт підсилення та передається на перший вхід аналогового компаратора 9.

Паралельно описаному процесу, аналогічно з сенсором 4, відбувається подача живлення на обмотки збудження зразкової міри 5 (окремо напруга живлення від джерела живлення 1 подається на послідовно-узгоджено з'єднанні першу та третю обмотки збудження та послідовне з'єднання другої обмотки збудження з регульованим блоком змінного опору 3). Спад напруги на регульованому блоці змінного опору 3 підсилюється на другому подільнику напруги 8 на відповідний коефіцієнт підсилення та передається на другий вхід аналогового суматора 15.

Залежно від співвідношень значення напруги на першому та другому входах аналогового суматора 15 на його виході формуються відповідні значення вихідної напруги, що є різницею між значенням напруги на його першому та другому входах. Значення напруги з виходу аналогового суматора 15 подаються на керуючий (другий) вхід регульованого блоку змінного опору 5, де залежно від полярності та рівня напруги, що поступає на другий вхід регульованого блоку змінного опору 5 відбувається пропорційна зміна значення внутрішнього опору з подальшим його «запам'ятовуванням». Значення напруги, пропорційне спаду напруги на регульованому блоці змінного опору 5 з виходу другому подільнику напруги 14 подається на перший інформаційний вхід мультиплектора 17.

На виході сенсора віброприскорення 2 формується сигнал, пропорційний поточному значенню відпоприскорення об'єкта контролю. З виходу сенсора віброприскорення 2 вказаний сигнал поступає на вхід другого нормуючого перетворювача 6, де підсилюється на відповідний коефіцієнт підсилення. З виходу другого нормуючого перетворювача підсилений сигнал поступає на вхід фільтра нижніх частот 8, у якому відбувається відфільтрування вищих гармонічних складових, що обумовлені наявністю зовнішніх неінформативних завад. З виходу фільтра нижніх частот 8 відфільтрований сигнал надходить на перший вхід блоку аналогової пам'яті 12.

При проходженні ротора електричної машини визначеного кутового положення на виході сенсора кутового положення 3 з'являється короткий одиничний імпульс, що поступає на вхід формувача 7, у якому перетворюється на сигнал логічної одиниці. Отримане значення логічної одиниці з виходу формувача 7 надходить на другий вхід блоку аналогової пам'яті 12 та другий вхід числового перетворювача 19 та використовується в якості синхронізуючого сигналу. При його надходженні на другий вхід блоку аналогової пам'яті 12 відбувається запам'ятовування поточного рівня сигналу, що пропорційний миттєвому значенню віброприскорення об'єкта контролю з одночасною передачею цього сигналу на другий інформаційний вхід мультиплексора 17, а при його надходженні на другий вхід числового перетворювача 19 останнім відбувається запуск нового циклу вимірювального перетворення.

Цикл вимірювального перетворення реалізується наступним чином. За замовчуванням на адресний вхід мультиплексора 17 з другого виходу числового перетворювача 17 поступає сигнал логічного нуля. При цьому на вихід мультиплексора 17, що під'єднаний до першого входу аналого-цифрового перетворювача 18, подається сигнал з його першого інформаційного входу, що є пропорційним спаду напруги на регульованому блоці змінного опору 5. При запуску нового вимірювального циклу на другий вхід аналого-цифрового перетворювача 18 з першого виходу числового перетворювача подається короткий одиничний імпульс, що слугує сигналом запуску аналого-цифрового перетворення, по завершенню якого отриманий числовий код з виходу аналого-цифрового перетворювача 18 поступає на перший вхід числового перетворювача 19, де відбувається його зчитування. По завершенню зчитування числового коду, що відповідає спаду напруги на регульованому блоці змінного опору 5 на другий вихід числового перетворювача 19 подається сигнал логічної одиниці, в результаті чого на виході мультиплексора 17 встановлюється сигнал з його другого інформаційного входу, що є пропорційним «запам'ятованому» миттєвому значенню віброприскорення. Аналого-числове перетворення

сигналу з другого інформаційного входу та зчитування пропорційного йому числового входу відбувається аналогічно. При завершенні зчитування даного двійкового коду на другому виході числового перетворювача встановлюється сигнал логічного нуля.

У числовому перетворювачі 19, на основі зчитаних числових кодів, відбувається розрахунок поточного значення механічної напруженості об'єкта контролю. Отримане значення механічної напруженості об'єкта контролю виводиться через третій вихід числового перетворювача 19, що являється виходом наведеного засобу вимірювання.

РОЗДІЛ 5
РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ
ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ

5.1 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу віброприскорення

Для експериментального дослідження та визначення метрологічних характеристик засобу вимірювання, що ґрунтується на використанні акселерометро-аналітичного методу вимірювання радіального віброзміщення, було розроблено дослідний портативний зразок вимірювального каналу віброприскорення, структурна схема та зовнішній вигляд якого представлено на рис. 5.1 та рис. 5.2, відповідно.

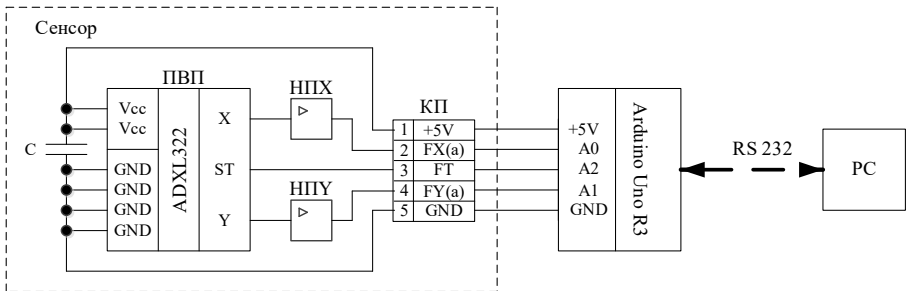


Рисунок 5.1 – Структурна схема дослідної версія вимірювального каналу віброприскорення на базі ємнісного мікромеханічного акселеромента

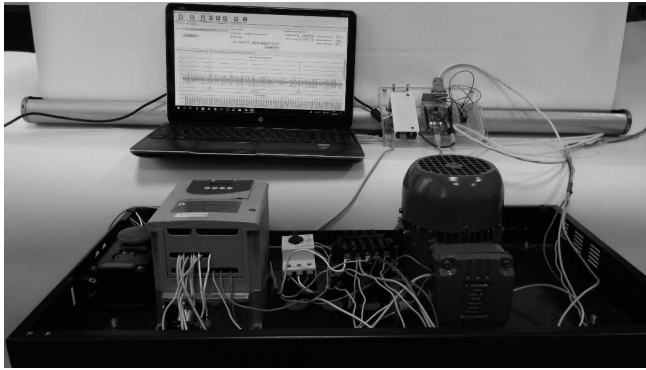


Рисунок 5.2 – Зовнішній вигляд дослідної версія вимірювального каналу віброприскорення на базі ємнісного мікромеханічного акселерометра при роботі сумісно з дослідним стендом

У розробленій дослідній версії вимірювального каналу віброприскорення на базі ємнісного мікромеханічного акселеромента, структурна схема якого представлена на рис. 2.7, живлення здійснюється від схеми стабілізації стандартної мікропроцесорної плати Arduino Uno R3, вбудованим АЦП якої здійснюється й аналого-цифрове перетворення напруги по відповідним вимірювальним осям. Числові значення, отримані в результаті аналого-цифрового перетворення передаються на сервер (у якості якого використовується ноутбук) з використанням стандартного інтерфейсу RS 232. У сервері відбувається зчитування отриманої інформації та розрахунок поточного значення віброприскорення.

Для визначення похибки зазначеного каналу було використано метод зразкового приладу. У якості зразкового приладу застосовувався віброметр WT-63B WINTACT при використанні без щупа, що забезпечує клас точності за відносною похибкою 5 % [237]. Вібрація створювалася асинхронним двигуном зі змінною швидкістю обертання (за рахунок використання частотного перетворювача) у діапазоні робочих синхронних частот обертання від 20 Гц до 50 Гц та ексцентриками різної маси, що закріплювалися на валу двигуна. Обидва акселерометри були встановлені на мінімальній відстані один від

одного на платформі, до якої було закріплено асинхронний двигун. Клас точності досліджуваного акселерометра визначався шляхом порівняння його вихідного сигналу з вихідним електричним сигналом еталонного акселерометра у фіксованих точках. Результати повірки наведені у табл. 5.1

Таблиця 5.1 – Результати експериментального дослідження вимірювального каналу віброприскорення

Синхронна частота обертання двигуна, Гц	Вимірне значення віброприскорення, m/c^2	Дійсне значення віброприскорення, m/c^2	Абсолютна похибка, m/c^2	Відносна похибка, %
10	0,1	0,12	-0,02	16,67
	1	1,04	-0,04	3,85
	10	9,95	0,05	0,50
	20	19,82	0,18	0,91
	30	30,09	-0,09	0,3
	40	40,25	-0,25	0,62
	50	50,27	-0,27	0,54
	60	59,74	0,26	0,44
20	0,1	0,12	-0,02	16,67
	1	0,97	0,03	3,09
	10	10,08	-0,08	0,79
	20	20,11	-0,11	0,55
	30	29,92	0,08	0,27
	40	40,09	-0,09	0,22
	50	50,11	-0,11	0,22
	60	59,95	0,05	0,08
30	0,1	0,11	-0,01	9,09
	1	1,09	-0,09	8,26

Продовження таблиці 5.1

Синхронна частота обертання двигуна, Гц	Виміряне значення віброприскорення, м/с ²	Дійсне значення віброприскорення, м/с ²	Абсолютна похибка, м/с ²	Відносна похибка, %
30	10	10,12	-0,12	1,19
	20	19,5	0,5	2,56
	30	29,92	0,08	0,27
	40	40,18	-0,18	0,45
	50	49,85	0,15	0,30
	60	59,82	0,18	0,30
40	0,1	0,125	-0,025	20
	1	1,15	-0,15	13,04
	10	10,25	-0,25	2,44
	20	19,7	0,3	1,52
	30	30,2	-0,2	0,66
	40	40,21	-0,21	0,52
	50	50,22	-0,22	0,44
	60	59,83	0,17	0,28
50	0,1	0,09	0,01	11,11
	1	0,94	0,06	6,38
	10	10,31	-0,31	3,01
	20	20,15	-0,15	0,74
	30	30,27	-0,27	0,89
	40	39,84	0,16	0,40
	50	49,92	0,08	0,16
	60	59,79	0,21	0,35

Як впливає з аналізу результатів експериментального дослідження, наведених у таблиці 5.1, досліджувана версія вимірювального каналу віброприскорення на базі ємнісного мікромеханічного акселерометра характеризуватиметься наступними класами точності:

- за абсолютною похибкою $K_A = 0,27 \text{ м/с}^2$;
- за відносною похибкою $K_\delta = 20 \%$.

Загальною статистичною тенденцією є збільшення абсолютної похибки при зростанні віброприскорення. Це пояснюється зростанням динамічної складової похибки за рахунок зростання швидкості зміни віброприскорення при таких значеннях, що цілком узгоджується з математичною залежністю (2.35)

5.2 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу осьового зміщення ротора

Для експериментального дослідження та визначення метрологічних характеристик накладного трансформаторного ВВП абсолютних переміщень при використанні рівняння перетворення (2.90) було розроблено дослідну установку, структурну схему та зовнішній вигляд якої наведено на рис. 5.3 та 5.4 відповідно.

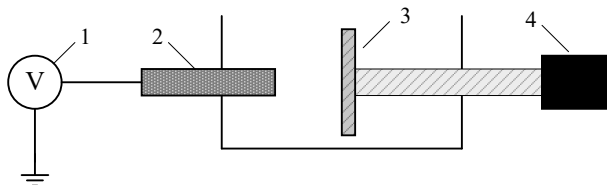


Рисунок 5.3 – Структурна схема дослідної установки для визначення метрологічних характеристик модернізованого накладного трансформаторного ВВП: 1 – вольтметр; 2 – накладний трансформаторний ВВП; 3 – металава пластина; 4 – мікромеханічна головка



Рисунок 5.4 – Зовнішній вигляд дослідної установки для визначення метрологічних характеристик модернізованого накладного трансформаторного ВВП

У розробленій дослідній установці було використано накладного трансформаторного ВВП з наступними параметрами: радіус струмової обмотки – 1,4 мм, радіус вимірювальної обмотки – 7 мм, кількість витків струмової обмотки – 310, кількість витків вимірювальної обмотки – 420, частота напруги живлення – 120 Гц, відстань між обмотками – 3,5 мм, діюче значення струму струмової обмотки – 0,1 А, також для моделювання було прийнято: коефіцієнт підсилення нормуючого перетворювача – 200, питома електропровідність торцевої частини ротора – 10^7 См·/м; відносна магнітна проникність досліджуваного зразка – $1,1 \cdot 10^7$. У дослідженні було використано мікромеханічну голівку МГ 0-15 0.01 з максимальною допустимою похибкою 0,01 мм [238] та вольтметр цифровий В7-38 з максимальною допустимою відносною похибкою 0,05 % [239]. Результати дослідження наведені у табл. 5.2.

Таблиця 5.2 – Результати експериментального дослідження накладного трансформаторного ВВП

Вимірне значення відстані, мм	Дійсне значення відстані, мм	Абсолютна похибка, мм	Відносна похибка, %
0,5	0,51	-0,01	1,96
1	1,02	-0,02	1,96
1,5	1,51	-0,01	0,66
2	2,03	-0,03	1,48
2,5	2,49	0,01	0,40
3	2,96	0,04	1,35
3,5	3,49	0,01	0,29
4	4,02	-0,02	0,5
4,5	4,54	-0,04	0,88
5	5,05	-0,05	0,99

Як випливає з аналізу результатів експериментального дослідження, наведених у таблиці 5.2, досліджуваний накладний трансформаторний ВВП характеризуватиметься наступними класами точності:

- за абсолютною похибкою $K_A = 0,05$ мм;
- за відносною похибкою $K_\delta = 2$ %.

5.3 Результати експериментальних досліджень вимірювального каналу температури

Для експериментального дослідження та визначення метрологічних характеристик пірометричного сенсора, що реалізує біспектральний метод вимірювання температури у відповідності з рівнянням перетворення (3.8), було розроблено дослідну портативну версію вимірювального каналу температури. Структурна схема дослідної установки та зовнішній вигляд портативної версії вимірювального каналу температури наведено на рис. 5.5 та рис 5.6 відповідно.

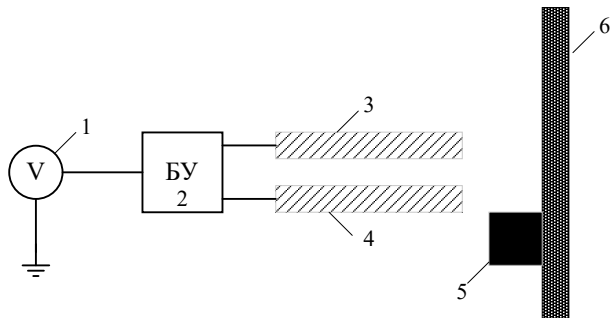


Рисунок 5.5 – Структурна схема дослідної установки для визначення метрологічних характеристик портативного каналу температури: 1 – вольтметр; 2 – блок управління пірометром; 3 – перший пірометр; 4 – другий пірометр; 5 – зразковий термометр; 6 – об’єкт вимірювання

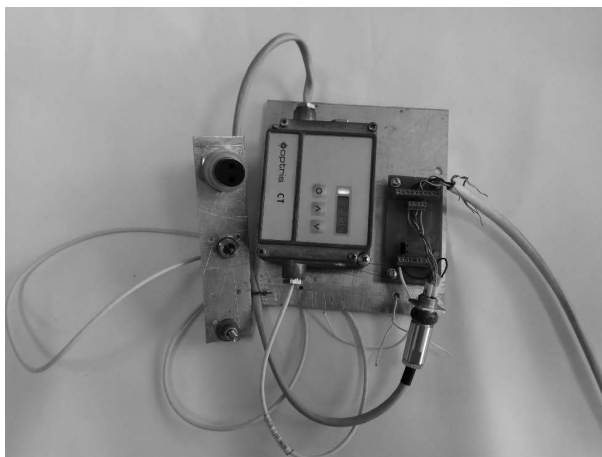


Рисунок 5.6 – Зовнішній вигляд дослідного каналу температури

У розробленій дослідній установці було використано пірометр з довжинами аналізованих хвиль $\lambda_1 = 9$ мкм та $\lambda_2 = 6$ мкм, прецизійний термометр Termoproduct 100-TP з максимальною похибкою $0,05^0$ С [240] та вольтметр цифровий В7-38 з максимальною допустимою відносною похибкою 0,05 % [239]. Результати дослідження наведені у табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Результати експериментального дослідження

біспектрального пірометра

Виміряне значення температури, °С	Дійсне значення температури, °С	Абсолютна похибка, °С	Відносна похибка, %
20	19,71	0,29	1,47
40	40,24	-0,24	0,6
60	60,15	-0,15	0,25
80	79,85	0,15	0,19
100	100,3	-0,3	0,3
120	120,25	-0,25	0,21
140	139,86	0,14	0,1
160	160,28	-0,28	0,17
180	180,14	-0,14	0,08

Як впливає з аналізу результатів експериментального дослідження, наведених у таблиці 5.3, досліджуваний біспектральний пірометр характеризуватиметься наступними класами точності:

- за абсолютною похибкою $K_A = 0,3^0$ С;
- за відносною похибкою $K_\delta = 1,5$ %.

ВИСНОВКИ

В роботі, на основі виконаних досліджень, було обґрунтовано перелік технологічних параметрів, що доцільно застосовувати в якості вхідних сигналів систем технічного контролю та діагностування обертових електричних машин змінного струму, а також розвинуто теоретичні та прикладні положення теорії їх вимірювального перетворення. Наукова новизна одержаних результатів полягає у розробці нових на подальшому розвитку існуючих методів вимірювання вібро-акустичного сигналу, температури обмоток, кліренсу, осьового зміщення ротора та механічної напруженості вузлів електричної машини, що дозволяють в умовах промислової експлуатації обладнання забезпечити вимірювання відповідних параметрів у режимі реального часу з прийнятними для сумісної роботи з системами технічного контролю та діагностування метрологічними характеристиками. Практична цінність роботи полягає у розробці засобів вимірювання зазначених технологічних параметрів, що реалізують запропоновані методи вимірювання.

Основні наукові та прикладні результати роботи такі.

1. Вперше отримано математичну модель ємнісного мікромеханічного акселерометра у динамічному та статичному режимах роботи, що дозволяє встановити однозначний зв'язок між значенням прискорення корпусу сенсора та його вихідною напругою. Встановлено, що даний акселерометр має постійну чутливість, тож його статична характеристика є лінійною. Показано, що у динамічному режимі роботи для зазначеного сенсора характерною є динамічна похибка, обумовлена інерційними властивостями рухомої частини та пружністю розтяжок. Отримано математичну залежність абсолютної динамічної похибки ємнісного мікромеханічного акселерометра, вилучення якої із результатів вимірювання дозволить підвищити точність зазначеного первинного вимірювального перетворювача. В результаті метрологічних досліджень дослідної версія вимірювального каналу віброприскорення на базі ємнісного мікромеханічного акселерометра встановлено нормовані значення абсолютної та відносної похибок. Максимальна відносна похибка

вимірювального каналу віброприскорення не перевищує 20 %, а клас точності даного приладу за відносною похибкою складає 20. Максимальна абсолютна похибка звимірювального каналу не перевищує $0,7 \text{ м/с}^2$, а клас точності даного приладу за абсолютною похибкою складає 0,7.

2. Вперше отримано математичні узагальнені оператори відображення відлікових значень послідовності віброприскорень в послідовності віброшвидкості та віброзміщення і на цій основі розроблено новий клас позасистемних фізичних величин – інтегральних віброприскорень, практичне використання окремих з яких – інтегральних віброприскорень 1-го та 2-го порядків – на відміну від традиційних підходів, в змозі зменшити загальний об'єм обчислювального навантаження на первинний тракт засобу вимірювання вібропараметрів і забезпечити проведення процедури динамічного контролю вібраційного стану обертових електричних машин під час їх електромеханічних перехідних процесів.

3. Набула подальшого розвитку математична модель параметричного накладного вихрострумowego вимірювального перетворювача. Показано, що у функціональній залежності від відстані між сенсором та струмопровідним середовищем при стабільній напрузі живлення перебуває як діюче значення вихідного струму, так і зміщення його початкової фази. Показано, що при збереженні допустимих габаритних розмірів сенсора чутливість при перетворенні відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у зміщення початкової фази вихідного струму є не достатньою для забезпечення необхідної точності вимірювання. Тоді як при перетворенні відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у діюче значення вихідного струму при тих же габаритних розмірах чутливість сенсора буде значно вищою, що обумовлює доцільність саме первинного вимірювального перетворення типу «відстань – діюче (амплітудне) значення вихідного струму». Доведено, що у діапазоні зміни відстані від Q_0 5 мм та первинному вимірювальному перетворенні типу «відстань – діюче (амплітудне) значення вихідного струму» можливо забезпечити лінійність статичної характеристики при прийнятних

габаритних розмірах та точності параметричного накладного вихрострумowego вимірювального перетворювача.

4. Набула подальшого розвитку математична модель накладного трансформаторного вихрострумowego вимірювального перетворювача. Доведено, що у функціональній залежності від відстані між сенсором та струмопровідним середовищем при постійному значенні струму струмової обмотки перебуває як діюче значення напруги вимірювальної обмотки, так і зміщення її початкової фази. Показано, що при збереженні допустимих габаритних розмірів сенсора чутливість при перетворенні відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у зміщення початкової фази вихідного струму є недостатньою для забезпечення необхідної точності вимірювання у повному діапазоні зміни аксіального зміщення. В той же час при перетворенні відстані між сенсором та струмопровідним середовищем у амплітудне значення напруги, значення останньої може бути доволі легко масштабоване для забезпечення необхідного значення чутливості. Теоретично доведено, що у необхідному діапазоні зміни відстані та первинному вимірювальному перетворенні типу «аксіальне зміщення – амплітудне (діюче) значення вихідної напруги» статична характеристика трансформаторного вихрострумowego вимірювального перетворювача матиме суттєву нелінійність. Для зменшення нелінійності статичної характеристики сенсорів зазначеного типу запропоновано несуттєве звуження діапазону вимірювання. В результаті метрологічних досліджень дослідного зразка накладного трансформаторного ВВП встановлено нормовані значення абсолютної та відносної похибок. Максимальна відносна похибка сенсора не перевищує 1,96 %, а клас точності даного приладу за відносною похибкою складає 2,0. Максимальна абсолютна похибка накладного трансформаторного ВВП не перевищує 0,5 мм, а клас точності даного приладу за абсолютною похибкою складає 0,5.

5. Вперше запропоновано удосконалений вихрострумований методу вимірювання осьового зміщення ротора обертової електричної машини, який за рахунок введення каналу компенсації методичної похибки, обумовленої власними віброколиваннями вихрострумowego сенсора, дозволяє підвищити

точність вимірювання осьового віброзміщення машини та є придатним для використання сумісно з електричними машинами в реальному часі їх експлуатації.

6. Розроблено структурну схему нового засобу вимірювання осьового зміщення ротора обертової електричної машини, яка, реалізуючи удосконалений вихрострумний метод вимірювання осьового зміщення ротора, характеризується підвищеною точністю за рахунок вилучення похибки власного віброзміщення вихрострумного сенсора та є придатною для використання сумісно з системами автоматизованого контролю та діагностування обертових електричних машин.

7. Запропоновано біспектральний пірометричний метод вимірювання температури, що передбачає одночасне перетворення у напругу функціонально залежних від температури спектральних густин випромінювання для двох спектрально близьких електромагнітних хвиль з подальшим знаходженням їх відношення, що дозволило вилучити найбільш істотні складові методичної похибки, характерної для класичного пірометричного методу вимірювання. Вперше отримано математичну модель, яка однозначно пов'язує відношення напруг на виході двох оптичних каналів з температурою об'єкта вимірювання. Показано, що чутливість засобу вимірювання, реалізованого на основі запропонованого біспектрального пірометричного методу вимірювання буде зростати при зростанні абсолютної різниці між довжинами досліджуваних електромагнітних хвиль, проте зазначений ефект супроводжуватиметься підвищенням нелінійності його статичної характеристики. За результатами метрологічних досліджень дослідного зразка біспектрального пірометра встановлено нормовані значення абсолютної та відносної похибок. Максимальна відносна похибка біспектрального пірометра не перевищує 1,47 %, а клас точності даного приладу за відносною похибкою складає 1,5. Максимальна абсолютна похибка сенсора не перевищує $0,0^{\circ}\text{C}$, а клас точності даного приладу за абсолютною похибкою складає 0,3.

8. Розроблено конструкцію реалізованої на основі біспектрального пірометричного методу вимірювання температури біспектральної

пірометричної вимірювальної система температури полюсних обмоток ротора обертових електричних машин, придатної для роботи у режимі реального часу сумісно з системами автоматизованого контролю технічного стану та діагностування. Показано, що застосування такої системи дає змогу вирішити проблему забезпечення необхідної точності вхідних значень температури без внесення додаткової маси на ротор електричної машини.

9. Вперше запропоновано новий безконтактний метод вимірювання температури, який за рахунок використання ефекту температурного згасання люмінофора дозволив забезпечити високу чутливість та перенесення інформативного сигналу в область більш високих частот, що дозволило підвищити точність вимірювання температури у порівнянні з методами теплової пірометрії. Розроблено конструкцію нового безконтактного сенсора температури, який, реалізуючи запропонований безконтактний метод вимірювання, характеризується лінійною статичною характеристикою у вузькому діапазоні зміни температури та низькою енергоємністю. Теоретично отримане рівняння перетворення, що пов'язує температуру об'єкта вимірювання з вихідною напругою розробленого безконтактного сенсора. Розроблено на його основі конструкцію люмінофорного безконтактного засобу вимірювання температури полюсних обмоток електричної машини, придатного для роботи сумісно з системою автоматизованого контролю та діагностування.

10. Запропоновано конструкцію та отримано уточнену математичну модель вторинного вимірювального перетворювача типу «ємність-напруга», який характеризується змінним коефіцієнтом підсилення, відносно простим конструктивним виконанням та низьким значенням додаткової внесеної похибки, що дозволить вирішити існуючу проблему узгодження вимірювального сигналу між ємнісним сенсором кліренсу та існуючими аналого-цифровими перетворювачами напруги, якими, зазвичай, комплектуються сучасні мікроконтролери.

11. Набув подальшого розвитку метод розрахунку випрямлячів Терентьєва (метод монограм), що дозволило адаптувати його для розрахунку випрямлячів з низьким значенням вхідної напруги живлення та малим

значенням струмів навантаження. Отримано уточнене рівняння перетворення послідовного з'єднання ємнісний сенсор повітряного зазору – вторинний вимірювальний перетворювач, що однозначно пов'язує величину кліренсу з рівнем постійної вихідної напруги. Експериментально доведено її адекватність.

12. Вперше запропоновано новий метод вимірювання різниці фаз гармонічних сигналів, який за рахунок відсутності проміжного перетворення різниці фаз у часовий інтервал характеризується підвищеною чутливістю при вимірюванні різниці фаз високочастотних сигналів. На основі нього розроблено новий фазовий безконтактний методу вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини, який за рахунок використання оптичної інформативної хвилі дозволяє забезпечити високу точність та чутливість засобів вимірювання.

13. Розроблено структурну схему нового засобу вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини, яка, реалізуючи фазовий безконтактний метод вимірювання осьового зміщення ротора, характеризується безконтактністю вимірювання при забезпеченні підвищеної точності вимірювань за рахунок зменшення методичної похибки, обумовленої власною вібрацією сенсора.

14. Отримано рівняння перетворення, що однозначно пов'язує значення модуля проекції вектора механічної напруженості на вісь OX з модулем вектора зміни магнітної проникності феромагнетичного матеріалу на вісь $O(Y+\alpha)$, що дозволило реалізувати вимірювання механічної напруженості у феромагнітному матеріалі вузлів електричної машини в режимі реального часу експлуатації з достатньою точністю. Набув подальшого розвитку метод вимірювання механічної напруженості феромагнітних вузлів, що ґрунтується на паралельному вимірюванні проекцій віброзміщення та механічної напруженості на довільно обрану вісь OX , що є придатним для роботи в режимі реального часу експлуатації сумісно з автоматизованою системою контролю технічного стану та діагностування.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кравчук Ю. Б. Економічна історія: навчальний посібник. Харків: ХНУВС, 2014. 223 с.
2. Mehrizi-Sani A. Electrical Machines and Their Applications. Third Edition. London: Taylor & Francis, 2024. 420 p.
3. Miller R., Miller M. R. Industrial Electricity and Motor Controls. Second Edition. New York: McGraw-Hill, 2013. 512 p.
4. Марченко О. С. Довідник по монтажу і налагодженню електрообладнання в сільськогосподарському виробництві. Київ: Урожай, 1994. 240 с.
5. Rosenberg R., Hand A. Electric Motor Repair. Third Edition. Oxford: Delmar Cengage Learning, 2007. 775 p.
6. Яцун М. А. Експлуатація та діагностування електричних машин і апаратів. Львів: Львівська політехніка, 2010. 228 с.
7. Проектування електричних машин: навчальний посібник / Д. В. Ципленков та ін. Дніпро: НТУ «ДП», 2020. 408 с.
8. Моніторинг, діагностування, та прогнозування вібраційного стану гідроагрегатів: монографія / Кухарчук В. В. та ін. Вінниця: ВНТУ, 2014. 168 с.
9. Morris A. S., Langari R. Measurement and Instrumentation: Theory and Application. Elsevier, 2020. 736 p.
10. Матвієнко М. Промислова електроніка: підручник. Київ: Ліра-К, 2019. 424 с.
11. Матвійчук В. А., Рубаненко О. Є., Гунько І. О. Діагностування електрообладнання. Вінниця: ВНАУ, 2020. 138 с.
12. Електропривод: підручник / Лавріненко Ю. та ін. Київ: Ліра-К, 2009. 580 с.
13. Електропривод виробничих машин і механізмів / Синявський О. Ю. та ін. За редакцією О. Ю. Синявського. Київ: ФОП Ямчинський О.В., 2020. 444 с.
14. Krause P., Wasynczuk O., O'Connell T., Hasan M. Introduction to Electric Power and Drive Systems. Newark: John Wiley & Sons, LTD, 2017. 256 p.

15. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф., Кацев С. Ш., Мадьяров В. Г. Особливості побудови системи моніторингу технічного стану та діагностування гідроагрегатів: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2019. 91 с.
16. Кучерук В. Ю. Елементи теорії побудови систем технічного діагностування електромоторів: монографія, Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2003. 195 с.
17. Зайцев Є. О. Розвиток теорії і практична реалізація оптоелектронних систем діагностування механічних параметрів потужних турбо- та гідрогенераторів: дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.05 / Інститут електродинаміки. Київ, 2019, 425 с.
18. Закладний О. О. Діагностування стану електричних двигунів насосних установок. *Електромеханічні та енергетичні системи. Методи моделювання та оптимізації*: матеріали XVIII Міжнародної науково-технічної конференції молодих учених і спеціалістів, 04–06 листопада 2020 р. Кременчук: КрНУ імені Михайла Остроградського, 2020. С. 55-57.
19. Єрмолаєв С. О., Мунтян В. О., Яковлев В. Ф. Експлуатація энергообладнання та засобів автоматизації в системі АПК: підручник / За редакцією С. О. Єрмолаєва. Київ: Мета, 2003. 543 с.
20. Купчук І. М., Яропуд В. М., Телекало Н. В., Граняк В. Ф. Перспективи та передумови впровадження автономних систем електрозабезпечення агропромислових підприємств. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. №3. С. 51-63.
21. Плоткін Л. Д., Янушевич О. К. Організація і планування виробництва на машинобудівному підприємстві. Львів: Світ, 1996. 250 с.
22. Hamid A. T., Subhasis N. S. C., Homayoun M. K. Electric Machines Modeling, Condition Monitoring, and Fault Diagnosis. New York: CRC Press, 2013. 256 p.
23. ДСТУ 2389-94 Технічне діагностування та контроль технічного стану. Терміни та визначення. [Чинний від 01.01.1995]. Київ: Держстандарт України, 1994. 26 с.
24. ISO 13373:2017. Condition monitoring and diagnostics of machines. Vibration condition monitoring. [Released: 10.2017]. ISO/TC 108/SC 2 Measurement and

- evaluation of mechanical vibration and shock as applied to machines, vehicles and structures, 2017. 23 p.
25. ISO 13374:2007. Condition monitoring and diagnostics of machines. Data processing, communication and presentation [Released: 07.2007] ISO/TC 108/SC 5 Condition monitoring and diagnostics of machine systems, 2007. 70 p.
 26. ISO 13381-1:2015. Condition monitoring and diagnostics of machines. Prognosics. Part 1: General guidelines. [Released: 09.2015]. ISO/TC 108/SC 5 Condition monitoring and diagnostics of machine systems, 2015. 21 p.
 27. Talas P., Toom P. Dynamic measurement and analysis of air gap variations in large hydroelectric generators. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. 2013. Vol. PAS-102, Issue 9. P. 3098-3106. DOI: 10.1109/TPAS.1983.318116
 28. Нестерчук Д. М., Попова І. О., Постнікова М. В. Метод та пристрій прогнозування поточного технічного стану ізоляції низьковольтних асинхронних електродвигунів. *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства імені Петра Василенка*. 2018. Вип. 195. С. 80–82.
 29. Войтюк В. Д. Теоретичне обґрунтування об'єктів і засобів діагностування при їх сертифікації: монографія. Київ: Центр учбової літератури, 2022. 264 с.
 30. Яременко В. В., Черниш О. М. Методологія технічного діагностування сільськогосподарської техніки за граничним станом: монографія. Київ: Центр учбової літератури, 2020. 605 с.
 31. On-line statistical conditional monitoring and fault diagnosis for motors with applications to rotor bars and bearings / Yazici B. et al. GE Research & Development center, 1997. 264 p.
 32. Діагностування тягових електродвигунів за нерівномірністю обертання якоря / Боднар Б. Є., Очкасов О. Б., Черняєв Д. В., Шевченко Я. І. *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетр. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна*. 2013. №3 (45). 13–21. DOI: 10.15802/stp2013/14793.

33. Panchal D., Ram M., Chatterjee P, Sachdeva A. K. Industrial Reliability and Safety Engineering: Applications and Practices. CRC Press, 2023. 480 p.
34. VETTUS.UA Проблеми в роботі асинхронного електродвигуна. Київ, 2024
URL: <https://www.ventus.kiev.ua/неполадки-в-работе-асинхронного-електродвигателя/>
35. Левицький А. С., Новік А. І., Неболюбов Є. Ю. Створення ємнісного вимірювача повітряного зазору між ротором та статором у потужних гідроагрегатах. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2010. № 26, С. 54-62.
36. Ялпачик Ф. Ю., Ломейко О. П., Олексієнко В. О., Циб В. Г. Монтаж та пусконаладження обладнання переробних підприємств: навчальний посібник. Мелітополь: Таврійський національний агротехнологічний університет, 2008. 154 с.
37. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Качив С. Ш. Стенд для випробування електричних машин: патент 137513 Україна: МПК₈ Н 02 К 51/00 № u 2019 03577, заявл. 08.04.2019; опубл. 25.10.2019, Бюл. №20. 6 с.
38. Ramamoorthy M., Sekhar O. C. Electrical machines. Vilayawada: PHI Learning, 2018. 326 p.
39. Єфремов Ю. Г. Розвиток та застосування методів аналізу і діагностування вібраційного стану потужних турбоагрегатів. дис. ... канд. техн. наук : 05.02.09/ Ін-т проблем машинобудування ім. А.М.Підгорного. Харків, 2007, 124 с.
40. Хоменко І. В., Плахтій О. А., Нерубацький В. П., Стасюк І. В. Електроенергетика України. Структура, керування, інновації: монографія. Харків: НТУ «ХПІ», ТОВ «Планета-Прінт», 2020. 132 с.
41. The Classification of Accidental Situations' Scenarios on Hydropower Plants / O. Skvortsova at al. *MATEC Web of Conferences*. 2016. № 53:01014. 8 p. DOI:10.1051/mateconf/20165301014
42. Загірняк М. В., Невзілін Б. І. Електричні машини: підручник. 2-ге видання, перероблене і доповнене. Київ: Знання, 2009. 399 с.

43. Счастливі Г. Г., Титко О. І., Ахременко В. Л., Васьковський Ю. М. Фізичні процеси в роторах енергетичних і електричних машин і способи підвищення їхньої надійності. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України: Збірник наукових праць*. Київ: Інститут електро-динаміки НАНУ, 2010. Вип 26. С. 105-113.
44. Кармазін В. В., Семенець В. В. Курс загальної фізики. Київ: Кондор, 2009. 786 с.
45. ДСТУ ISO 9000:2015. Системи управління якістю. Основні положення та словник термінів. [Чинний від 01-07-2016]. Київ: Держстандарт України, 2015. 45 с.
46. Kuksova V. I. Approaches to increasing the efficiency of systems of technical diagnostics. *Procedia Structural Integrity*. 2019. № 20. P. 98-102. DOI: 10.1016/j.prostr.2019.12.122
47. Литвиненко О. Є. Математичний метод визначення множинних відмов в складних технічних системах. *Вісник НАУ*, 2002. № 4. С. 143-150.
48. Нечипурук О. П. Інформаційна технологія діагностування багаторівневих технічних систем: дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.06/Національний авіаційний університет. Київ, 2021, 306 с.
49. Howard W. P. *Electrical Motor Diagnostics*. 2nd Edition. USA: Success by Design, 2014. 432 p.
50. El-Hawary M. E. *Principles of Electric Machines with Power Electronic Applications*. Second Edition. Newark: John Wiley & Sons, 2002. 862 p.
51. Correa J. C. A. J., Guzman A. A. L. *Mechanical Vibrations and Condition Monitoring*. Amsterdam: Elsevier, 2020. 208 p.
52. Губаревич О. В., Гулак С. О., Поляков А. П. Діагностування обмоток статора асинхронного двигуна з використанням моделювання на основі годографа вектора Парка. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2020. № 3. С. 29–36.

53. Левицький А. С. Розвиток теорії та практична реалізація ємнісного методу вимірювання параметрів дефектів потужних турбо- та гідрогенераторів: дис. ... д-ра техн. наук : 05.11.05 / Інститут електродинаміки. Київ, 2013, 311 с.
54. Левицький А. С., Зайцев Є. О., Березниченко В. О. Відносна та абсолютна вібрація вала вертикального гідроагрегата. *Гідроенергетика України*. 2019. № 3-4. С. 68-72.
55. Гераскін О. А. Надійність електричних машин. Вібрації та шуми електричних машин. Комп'ютерний практикум: навчальний посібник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. 125 с.
56. Bottega W. J. *Engineering Vibrations*. 2-nd Edition. CRC Press, 2015. 928 p.
57. Hughes A., Drury B. *Electric motors and drives*. 5th Edition. Elsevier Ltd, 2013. 511 p.
58. Кухарчук В. В., Каців С. Ш., Граняк В. Ф., Биковський С. О. Дискретні вейвлет-перетворення в діагностуванні гідроагрегатів: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2019. 118 с.
59. Gulliver J. S.; Roger E. A. A. *Hydropower engineering handbook*. McGraw-Hill, 2001. 752 p.
60. Professional Engineering Publishers. *Vibrations in Rotating Machinery*. Newark: John Wiley & Sons, 2000. 768 p.
61. Yang P., Yuan Q., Huang Ch, Zhou Y. and other Analysis of the impacts of bearing on vibration characteristics of rotor. *Vibration-Based Damage Identification and Condition Monitoring in Mechanical Structures and Components*. Vol. 2017. 7 p. DOI: 10.1155/2017/8098591
62. Меркель І. І. Деталі машин: навчальний посібник. Київ: Алерта, 2005. 368 с.
63. Коновалюк Д. М., Ковальчук Р. М. Деталі машин: підручник. 2-е видання. Київ: Кондор, 2004. 584 с.
64. Федорів М. Й., Галушак І. Д., Курляк П. О. Підвищення надійності електроприводів насосних агрегатів. *Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ*. 2018. № 2. С. 47-52.

65. Юхимчук В. Д. Технологія виробництва електричних машин. Харків: Тім Пабліш Груп, 2014. 750 с.
66. Диха О. В., Бабак О. П., Аулін В. В., Гриньків А. В. Методи оцінки зносостійкості упорного підшипника кочення в механізмі щеплення автомобіля. *Інноваційні технології розвитку та ефективності функціонування автомобільного транспорту: матеріали Міжнародної науково-практичної інтернет-конференції* (Кропивницький, 18-19 листопада) Кропивницький, 2018. URL: <http://dspace.kntu.kr.ua/jspui/bitstream/123456789/8393/1/1032.pdf> (дата звернення: 12.05.2024)
67. Okoro O. I., Agu M. U., Chinkuni E. Basic principles and functions of electrical machines. *The Pacific Journal of Science and Technology*. 2006. Issue 1. P. 45-52.
68. Яцун М. А. Електричні машини. Львів: Львівська політехніка, 2001. 428 с.
69. Півняк Г. Г., Шкрабець Ф. П., Довгань В. П. Електричні машини: навчальний посібник. Дніпропетровськ: Видавництво Національного гірничого університету, 2003. 329 с.
70. Метельський В. П. Електричні машини та мікро машини. Запоріжжя: ЗНТУ, 2005. 600 с.
71. Васильченко О. В., Квітковський Ю. В., Миргород О. В., Стельмах О. А. Будівельні конструкції та їх поведінка в умовах надзвичайних ситуацій: навчальний посібник. Харків: ХНАДУ, 2015. 488 с.
72. Ekeocha R. J. O. Vibration in systems. *Academic journals*. 2017. №. 10. P. 1-6. DOI: 10.5897/JMER2017.0487
73. Писаренко Г. С., Квітка О. Л., Уманський Е. С. Опір матеріалів: підручник. 2-ге видання, перероблене і доповнене. За редакцією Г. С. Писаренка. Київ: Вища школа, 2004. 655 с.
74. Електричні машини і апарати: навчальний посібник / Ю. М. Куценко та ін. Київ: Аграрна освіта, 2013. 449 с.

75. Виговський О. В. Діагностика асинхронних двигунів блоків атомних електростанцій. *Проблеми безпеки атомних електростанцій і Чорнобиля*. 2018. № 31. С. 36-40.
76. Babak V. P., Babak S. V., Myslovych M. V., Zaporozhets A. O. et al. Information Provision of Diagnostic Systems for Energy Facilities. Kyiv: Ukraine: Akadempriodyka, 2018.
77. Myslovych M. V., Sysak R. M. Design peculiarities of multi-level systems for technical diagnostics of electrical machines. *Computational Problems of Electrical Engineering*, 2014. Vol. 4, Issue 41. P. 47-50.
78. Iserman R. Fault–diagnosis applications. Model-based condition monitoring: actuators, drives, machinery, plants, sensors and fault–tolerant systems. New York: Springer. 2011. p. 354
79. Сухорукова О. Є., Єременко В. С. Система діагностування повітряного зазору гідрогенераторів з ємнісними сенсорами. *Ефективність інженерних рішень у приладобудуванні: Збірник праць XV Всеукраїнська науково-практична конференція студентів, аспірантів та молодих вчених (Київ, 10-11 грудня)*. Київ, 2019. С. 479-482.
80. Воронцов О. Г. Метод підвищення достовірності вібродіагностики роторних машин за комплексом діагностичних параметрів. *Електротехніка і енергетика: наукові праці Донецького державного технічного університету*. 2002. №. 38. С.250–256.
81. 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
82. System 1 Software Datasheet. URL: <https://dam.bakerhughes.com/m/42b9e9cdc7e44b92/original/System-1-Software-Datasheet-108M5214-pdf.pdf> (дата звернення: 10.05.2024)
83. Potter C., Negnevitsky M. An expert system for hydro electric generator scheduling in Tasmania. *Journal of Electric & Electronic Engineers, Australia*. 2003. Vol. 22, Issue 3. P. 167–171.

84. Institution of Mechanical Engineers. Hydropower Developments: New Projects, Rehabilitation, and Power Recovery. New York: Jon Wiley & Sons, 2005. 160 p.
85. Гижко Ю. І., Мислович М. В. Елементи теорії та питання практичного застосування систем вібродіагностування рухомих вузлів електричних машин. *Технічна електродинаміка*. 2015. №. 2. С.45–56.
86. Buzdugan Gh., Mihăilescu E., Rades M. Vibration measurement. New York: Springer Science+Business Media, 2006. 358 p.
87. Moheimani S. O. R., Fleming A. J. Piezoelectric Transducers for Vibration Control and Damping: monograph. New York: Springer, 2006. 289 p.
88. Chaurasiya H. Recent trends of measurement and development of vibration sensors. *International Journal of Computer Science Issues*, 2012, Vol. 9, No 1. 6 p.
89. Електричні машини і трансформатори: навчальний посібник / М. О. Осташевський та ін.; За загальною редакцією д.т.н., професора В. І. Мілих. Київ: Каравела, 2018. 452 с.
90. Мигаль В. Д. Механотронні та телематичні системи автомобіля: навчальний посібник. Хатків: Майдан, 2017. 314 с.
91. Кузнецов Ю. М., Придальний Б. І. Проектування цільових механізмів маніпулювання верстатів нового покоління: навчальний посібник. Луцьк: Вежа-Друк 2014. 428.с.
92. Kukharchuk V. V., Hraniak V. F., Vedmitskyi Y. G. Noncontact method of temperature measurement based on the phenomenon of the luminophor temperature. *Proceedings SPIE 10031, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*. 2016. 6 p. DOI: 10.1117/12.2249358
93. Брао І. Аналіз проблематики та перспективних напрямів розвитку безконтактної термометрії. *Вимірювальна техніка та метрологія*. 2014. № 75. С. 40-44.
94. Луцик Я. Т., Гук О. П., Лах О. І., Стадник Б. І. Вимірювання температури: теорія та практика. Львів: Бескид Біт, 2006. 560 с.

95. Левицький А. С., Федоренко Г. М., Грубой О. П. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою ємнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів: монографія. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2011. 242 с.
96. Хітров І. О., Гавриш В. С. Ремонт машин і обладнання: навчальний посібник. Рівне: НУВГП, 2012. 184 с.
97. Безпрозванних Г. В., Рогинський О. В. Конструктивно-технологічні рішення підвищення електричних характеристик високовольтної композитної електроізоляційної системи електричних машин : монографія. Харків: Друкарня Мадрид, 2023. 137 с.
98. Маслович М. В., Гижко Ю. І. Елементи теорії та питання практичного застосування систем вібродіагностування рухомих вузлів електричних машин. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 2. С. 45-46.
99. Гуторова М. С. Модельовання магнітного поля в проміжку АД за виткових замикань обмотки статора. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2015. № 40. С. 90–95.
100. Левицький А. С. Методи та прилади автоматичного виміру повітряного зазору в гідрогенераторах. *Гідроенергетика України*. 2007. №. 4. С. 29–35.
101. 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.
102. Граняк В. Ф. Аналоговий сенсор віброшвидкості для систем моніторингу та діагностування гідроагрегатів ГЕС та ГАЕС. *Технічне регулювання, метрологія, якість, інформаційні та транспортні технології*. Збірник праць X Міжнародної науково-практичної конференції молодих вчених і студентів (Одеса, 16–17 травня). Одеса, 2019. С. 96-97.
103. Стахов А. П., Квасніков В. П. Автоматизація виявлення дефектів машинного обладнання засобами вібродіагностики. *Вісник Черкаського державного технологічного університету*. 2021. № 1, С. 32–41.

104. Артёмов М. П. Динамічні випробування датчиків віброприскорень на лабораторному вібростенді. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2012. № 2 (66), С. 5–9.
105. Analog Devices. Small and Thin ± 5 g Accelerometer ADXL320: datasheet. 16 p. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADXL320.pdf> (дата звернення: 11.05.2024)
106. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Kucheruk V. Y., Katsyv S. Sh. et al. Mathematical model of capacitance micromechanical accelerometer in static and dynamic operating modes. *Bulletin of the Karaganda University. «Physics» series*. 2020. Issue 2. P. 60–67.
107. Граняк В. Ф., Каців С. Ш., Кухарчук В. В. Використання дискретного вейвлет аналізу вібро-акустичного сигналу для виявлення дебалансу ротора обертових електричних машин. *Науковий вісник ДонНТУ. Серія «Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка»*. 2021. № 2. С. 32–40
108. Кухарчк В. В., Ведміцький Ю. Г., Граняк В. Ф. Вимірювання параметрів обертального руху електромеханічних перетворювачів енергії в перехідних режимах роботи: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2019. 152 с.
109. Прохорчук О. В., Кузло С. А., Студзінська І. С. Інтегрована система навігації та орієнтації безпілотного літального апарату. *Інформаційні системи, механіка та керування*. 2013. № 9. С. 22–32. DOI: 10.20535/2219-38049201354318
110. Murphy C. Choosing the Most Suitable MEMS Accelerometer for Your Application. *ADI Analog Dialogue*. 2017. № 51-10. P. 1–6.
111. Rao S. S. *Vibration of continuous systems*. New York: Jon Wiley & Sons, 2007. 720 p.
112. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Математична модель ємнісного мікромеханічного акселерометра. Інтегровані інтелектуальні робототехнічні системи і комплекси. Збірник праць XIII Міжнародної наукової конференції (Київ, 19-20 травня). Київ, 2020. С. 94-96.

113. Hraniak V. F. Dynamic model of capacitance micromechanical accelerometer. Perspective directions of science and practice. Proceedings of the VI International scientific and practical conference (Athens, 2-3 March). Athens, Greece, 2020. P. 124-127.
114. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Bilichenko V. V., Bogachuk V. V. at 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, Vol. 11176. 7 p. DOI: 10.1117/12.2537215
115. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Katsyv S. Sh. Correlation method for calculation of weight coefficients of artificial neural-like network in hydraulic units' diagnostic systems. *ABIA-2019*. Збірник праць XV Міжнародної науково-технічної конференції (Київ, 23-25 квітня). Київ, 2019. Ч. 5. С.5.19 – 5.26.
116. Павленко І. В., Симоновський В. І. Методи ідентифікації параметрів математичних моделей коливальних процесів: монографія. Суми: Сумський державний університет, 2020. 145 с.
117. Бабенко А. Є., Боронко О. О., Лавренко Я. І., Трубочев С. І. Коливання неконсервативних механічних систем: монографія. Київ: Національний технічний університет України «КПІ імені Ігоря Сікорського», 2020. 153 с.
118. Hong K. S., Chen L. Q., Pham P. T., Yang X. D. Control of Axially Moving Systems. Springer, 2022. 516 p.
119. Кухарчук В. В., Кучерук В. Ю., Володарський Є. Т., Грабко В. В. Основи метрології та електричних вимірювань: підручник. Херсон: Олді-плюс, 2013. 538 с.
120. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф., Ведміцький Ю. Г. Метод аналітичного розрахунку віброшвидкості у режимі розгону гідроагрегату. *Вісник Інженерної академії України*. 2015. № 2. С. 66–70.
121. ДСТУ ISO 10816-5:2010 Вібрація. Оцінення вібрації машин за результатами вимірювання вібрації необертювих частин. [Чинний від 01.07.2011]. Київ: Держстандарт України, 2010. 38 с.

122. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф. Метод аналітичного розрахунку віброшвидкості у перехідних режимах роботи гідроагрегатів. *The top actual researches in modern science*. Proceedings of the top actual researches in modern science. International scientific and practical conference (Dubai, 18 – 19 July). Dubai, UAE, 2015. P. 5–8.
123. Ведміцький Ю. Г., Кухарчук В. В., Граняк В. Ф. Числове перетворення вібропараметрів гідрогенератора на основі інтегральних віброприскорень 1-го і 2-го порядків. *Метрологія та прилади*. 2015. №5. С. 21–27.
124. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф., Квасніков В. П. Особливості динамічного вимірювання параметрів обертального руху асинхронних машин. Інтегровані інтелектуальні робототенічні системи і комплекси. Збірник праць XII Міжнародної конференції (Київ, 21-22 травня). Київ, 2019. С. 103–105.
125. Нестерчук Д. М., Квітка С. О., Галько С. В. Основи метрології та засоби вимірювань: навчальний посібник. Мелітополь: Виданничо-поліграфічний центр «Люкс», 2017. 256 с.
126. Теоретичні основи інформаційно-вимірювальних систем. / за ред. чл.-кор. НАН України, В. П. Бабака. Київ: Університет новітніх технологій; НАУ, 2017. 496 с.
127. 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
128. Граняк В. Ф., Богачук В. В. Метод та засіб контролю віброшвидкості гідроагрегата у режимі розгону на основі інформаційної обробки параметрів віброприскорення. *Електронні інформаційні ресурси: створення, використання, доступ*. Збірник праць X Міжнародної науково-практичної інтернет конференції (Вінниця, 1–2 грудня). Вінниця, 2015. С. 129–138.
129. Граняк В. Ф. Вимірювальна система віброприскорення вузлів гідроагрегату. *Стан, досягнення і перспективи інформаційних систем і*

- технологій*. Збірник праць XX Всеукраїнської молодіжної конференції (Одеса, 21-22 квітня). Одеса, 2020. С. 40–42.
130. Кухарчук В. В., Мадьяров В. Г., Ніколаєв В. Я., Граняк В. Ф. Інтелектуальний засіб вимірювання віброприскорення: патент 105180 Україна: МПК₈ G 01 M7/00, G 01 M 7/00 № u 2015 07939, заявл. 10.08.2015; опубл. 10.03.2016, Бюл. №5. 5 с.
131. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Інтелектуальний самокалібрований засіб вимірювання віброприскорення: патент 129198 Україна: МПК₈ G 01 M7/00, G 01 M7/00 № u2018 04078, заявл. 16.04.2018; опубл. 25.10.2018, Бюл. №20. 6 с.
132. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Мадьяров В. Г. Інтелектуальний самокалібрований дводіапазонний засіб вимірювання віброприскорення: патент 134347 Україна: МПК₈ G 01 M7/00, G 01 M7/00 № u2018 12561, заявл. 17.12.2018; опубл. 10.05.2019, Бюл. №9. 5 с.
133. *Vibrations of Rotating Machinery. Volume 2. Advanced Rotordynamics: Applications of Analysis, Troubleshooting and Diagnosis / O. Matsushita at al. Springer, 2020. 577 p.*
134. Поліщук Є. С., Ванько В. М. Вимірювальні перетворювачі (сенсори). Львів: Львівська політехніка, 2015. 584 с.
135. Nielsen D. L., Omberg R. P., Polzin D. L., Makenas B. J. *Eddy Current Flow Measurements in the FFTF. Washington: Pacific Northwest National Laboratory Richland, 2016. 123 p.*
136. Граняк В. Ф. Математична модель накладного параметричного вихрострумowego первинного вимірювального перетворювача абсолютного переміщення. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. №2 (97). С.123–128.
137. Граняк В. Ф. Математична модель параметричного вихрострумowego сенсора абсолютного переміщення. *Прикладні науково-технічні дослідження*. Збірник праць Наукової конференції (Івано-Франківськ, 1–3 квітня). Івано-Франківськ, 2020. 2 с. URL: http://ukrtsa.org.ua/media/theses/4-prykladni-naukovo-tekhnichni-doslidzhennia/ATSU2020_T1_P93.pdf (дата звернення: 01.05.2024)

138. Russel F. J., Schuster V. E., Wiedelich D. L. Communication and electronics. Munich, 2002. 232 p.
139. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Математична модель накладного трансформаторного вихрострумowego первинного вимірювального перетворювача абсолютного переміщення. *Метрологія та прилади*. 2020. №3. С. 32-37.
140. The Mechatronics Handbook / Editor-in-Chief Robert H. Bishop. CRC Press, 2002. 1229 p.
141. RFHC. AE505: Datasheet. 5 p. URL: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/890164/RFHC/AE505.html> (дата звернення: 11.05.2024)
142. Граняк В. Ф. Математична модель накладного трансформаторного вихрострумowego сенсора осьового зміщення ротора. *Авіація, промисловість, суспільство*. Збірник праць I Міжнародної конференції (Кременчук, 14 травня). Кременчук, 2020. С. 146-148.
143. Гальченко В. Я., Трембовецька Р. В., Тичков В. В. Накладні вихроструміві перетворювачі з однорідною чутливістю: монографія. Харків: Новий курс, 2021. 280 с.
144. Скопенко В. В. Вихроструміві перетворювачі для контролю дефектів деталей енергетичного обладнання циліндричної форми. дис. ... канд. техн. наук : 05.11.13 / Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». Харків, 2012, 118 с.
145. Войцицький А. П., Войцицький М. А. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. 2-ге видання, виправлене і доповнене. Запоріжжя: Гальветика, 2018. 300 с.
146. Апаратно-програмне забезпечення моніторингу об'єктів генерування, транспортування та споживання теплової енергії: монографія / В. П. Бабак та ін. За редакцією чл. – кор. НАН України В. П. Бабака. Київ: Інститут технічної теплофізики НАН України, 2016. 298 с.
147. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Система вимірювального контролю биття ротора тихохідних електрогенеруючих машин. Контроль і управління в

- складних системах. Збірник праць XI Міжнародної конференції (Вінниця, 3–6 жовтня). Вінниця, 2016. С.146-148.
148. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Безконтактний метод вимірювання осьового зміщення ротора електричної машини. *Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка*. Збірник праць наукової конференції (Київ, 31 жовтня – 2 листопада). Київ, 2017. URL: <http://imt.kpi.ua/2017/11/18/materialy-naukovo-tehnichnoyi-konferentsiyi/> (дата звернення: 12.05.2024)
149. Rastogi P. *Digital Optical Measurement Techniques and Applications*. London: Artech House, Inc., 2015. 488 p.
150. Ma X., Peyton A. J. Eddy Current Measurement of the Electrical Conductivity and Porosity of Metal Foams. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2006. Vol. 55, Issue 2. P. 570–576. DOI: 10.1109/TIM.2006.873549
151. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Ведміцький Ю. Г. Удосконалений вихрострумний метод та засіб вимірювання осьового зміщення ротора гідроагрегату капсульного типу. *Вісник інженерної академії України*. 2017. №3. С. 148-153.
152. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Вихрострумний пристрій вимірювання абсолютного осьового зміщення ротора електричної машини: патент 127384 Україна: МПК₈ G01M 1/22 № u 2018 02501, заявл. 12.03.2018; опубл. 25.07.2018, Бюл. №14. 5 с.
153. Hraniak V. F. Contactless method and sensor for measurement of axial displacement of electric machine rotor. *Impact of modernity on science and practice*. Proceedings of the XII International scientific and practical conference (Edmonton, 13-14 April). Edmonton, Canada, 2020. P. 65-69.
154. Чиж І. Г. Теорія оптичних систем: підручник. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 426 с.
155. Поплавко Ю. М. Фізика діелектриків: підручник / За загальною редакцією ак. НАН України Ю. І. Якименка. Київ: НТУУ «КПІ», 2015. 572 с.
156. Hraniak V. F., Kukharchuk V. V., Bogachuk V. V., Vedmitskyi Y. G. at al. Phase noncontact method and procedure for measurement of axial displacement

of electric machine's rotor. *Proceedings SPIE 10808, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*. 2018. 7 p. DOI: 10.1117/12.2501611

157. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Квасніков В. П. Метод та засіб магнітопружного контролю механічної жорсткості вузлів конструктивних елементів силових електричних машин. *Інтегровані інтелектуальні робототенічні системи і комплекси*. Збірник праць X Міжнародної конференції (Київ, 16-17 травня). Київ, 2017. С.92-94.
158. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Безконтактний пристрій вимірювання осьового биття ротора електричних машин: патент 121538 Україна: МПК₈ G01M 1/22 № u 2017 05823, заявл. 12.06.2017; опубл. 11.12.2017, Бюл. №23. 6 с.
159. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Безконтактний пристрій вимірювання осьового биття ротора електричних машин: патент 121540 Україна: МПК₈ G01M 1/22 № u 2017 05825, заявл. 12.06.2017; опубл. 11.12.2017, Бюл. №23. 6 с.
160. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Фазовий безконтактний засіб вимірювання осьового биття ротора електричної машини: патент на винахід 119606 Україна: МПК₈ G01M 1/22 № a 2017 11327, заявл. 20.11.2017; опубл. 10.07.2019, Бюл. №13. 6 с.
161. Худий Є. Г., Пельтек І. І. Сучасні методи діагностики стану ізоляції електричних машин. *Вісник Національного технічного університету, серія «Електротехніка, електроніка та електропривод»*. 2010. № 31. С. 549–550.
162. Посудін Ю. І. Фізика і біофізика навколишнього середовища. Київ: Світ, 2000. 303 с.
163. Озгович А., Панчук О. Методи і засоби вимірювання розподілу температури. *Вимірювальна техніка та метрологія*. 2017. № 78. С 34–41.
164. Граняк В. Ф., Купчук І. М., Гонтар В. Г. Метод та засіб прямого автоматизованого вимірювального контролю ізоляції обмоток електричних машин. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. №2. С.129–137.

165. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Термічний метод та засіб контролю стану міжвиткової ізоляції обмоток збудження гідроагрегатів. *Вісник інженерної академії України*. 2016. №2. С.110–115.
166. Кухарчук В. В., Граняк В. Ф., Каців С. Ш., Байда Л. А. та ін. Залежність коефіцієнту нелінійних спотворень вихідного струму системи «Інвертор – LCL-фільтр». *Вісник інженерної академії України*. 2019. №4. С.250–254.
167. Граняк В. Ф. Автоматизований вимірювальний контроль ізоляції обмоток електричних машин. *Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка: застосування, дослідження, освіта*. Збірник праць Наукова конференція (Одеса, 15 квітня). Одеса, 2021. С. 44–47.
168. Boyko O., Barylo G., Holiyaka R., Hotra Z. et al. Development of signal converter of thermal sensors based on combination of thermal and capacity research methods. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2018. Vol. 4. Issue 9 (94): P. 36–42. DOI: 10.15587/1729-4061.2018.139763
169. Лукіянець Б. А., Понеділок Г. В., Рудавський Ю. К. Основи квантової фізики: навчальний посібник. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2009. 420 с.
170. Passon O., Grebe-Ellis J. Planck's radiation law, the light quantum, and the prehistory of indistinguishability in the teaching of quantum mechanics. *European Journal of Physics*. 2017. Vol. 38, Issue 3. 14 p.
171. Стадник В. Й. Оптика. Елементи атомної та ядерної фізики: навчальний посібник. Львів: Видавничий центр ЛНУ ім. Івана Франка, 2008. 360 с.
172. Гоц Н., Засименко В. Математична модель функціонування скануючої системи вимірювання температури рухомих об'єктів. *Вимірювальна техніка та метрологія*. 2001. № 58. С. 75–78
173. Liptuga A. I., Morozhenko V. O., Pipa V. I. Thermal emission of one-dimensional magnetophotonic crystals. *Journal of Optics*. 2013. Vol. 15, Issue 7. 15 p.
174. Doubenskaia M., Bertrand Ph., Smurov I. Pyrometry in Laser Surface Treatment. *Surface and Coatings Technology*. 2006. Vol. 201, Issue 5. P.1955-1961. DOI:10.1016/j.surfcoat.2006.04.060

175. Белікова Л. Я., Шевченко В. П. Електричні машини: навчальний посібник. Одеса: Наука і техніка, 2012. 480 с.
176. Бродин О. М. Теоретична фізика. Квантова механіка: навчальний посібник. Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022. 233 с.
177. Anastopoulos Ch. Quantum Theory. A Foundational Approach. Patras: University of Patras, 2023. 650 p.
178. Коваленко В. Ф., Халімонова І. М., Харченко Н. П., Стецюк В. М. Загальна фізика у прикладах, запитаннях і відповідях. Оптика: навчальний посібник. Київ: Видавничо-поліграфічний центр «Київський університет», 2012. 447 с.
179. Stenberg J., Frederick W. J., Boström S., Hernberg R. et al. Pyrometric temperature measurement method and apparatus for measuring particle temperatures in hot furnaces: Application to reacting black liquor. *Review of Scientific Instruments*. 1996. Vol. 67, Issue 5. P. 1976–1984. DOI: 10.1063/1.1146954
180. Prutchi D. Exploring Quantum Physics through Hands-on Projects. Newark: John Wiley & Sons, LTD, 2012. 290 p.
181. Kuzema P. O., Bolbukh Yu. M., Tertykh V. A. Luminescent materials based on organic salts pyrolyzed at the silica surface. *Chemistry, Physics and Technology of Surface*. 2018. Vol. 9, Issue 4. P. 404–410. DOI: 10.15407/hftp09.04.404
182. Малюкін Ю. В. Новітні люмінесцентні матеріали: фундаментальні властивості, біомедичні та технічні застосування (за матеріалами наукової доповіді на засіданні Президії НАН України 11 жовтня 2017 р.). *Вісник Національної академії наук України*. 2017. № 12. С. 28–34. DOI: 10.15407/visn2017.12.028
183. Ogorodnikov I. N., Sedunova I. N., Isaenko L. I., Zhurkov S. A. Luminescence and electronic excitations in $\text{Li}_6\text{Gd}(\text{BO}_3)_3:\text{Ce}_3^+$ crystals. *Physics of the Solid State*. 2012. Vol. 54. P. 485–492. DOI: 10.1134/S1063783412030225
184. Ковальчук М. Л., Колісник М. Г., Копач О. В., Балазюк В. Н. та ін. Фізико-хімічні та фізичні властивості кристалів і гетероструктур на базі

- радіаційностійких напівпровідників групи $A_2^3B_3^6$. *Фізика і хімія твердого тіла*. 2008. Т. 9, № 4 С. 716–722.
185. Новосад С. С., Новосад І. С., Рудка М. М., Калівошка Б. М. та ін. Люмінесцентні та електрофізичні властивості кристалів бромистого кадмію. *Фізика і хімія твердого тіла*. 2011. Т. 12, № 3. С. 567–572.
186. Deshpande S. S. Principles and applications of luminescence spectroscopy. *Critical reviews in food science and nutrition*. 2010. № 41. P. 155–224.
187. Вакарчук І. О. Квантова механіка: підручник. 4-те видання, доповнене. Львів: ЛНУ імені Івана Франка, 2012. 872 с.
188. Cuevas-Diarte M. A., Oonk H. A. J. *Molecular Mixed Crystals (Physical Chemistry in Action)*. New York: Springer, 2021. 343 p.
189. Wright J. D. *Molecular Crystals*. 2-nd edition. Canterbury: University of Kent, 1995. 236 p.
190. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Люмінофорний безконтактний датчик температури полюсних обмоток електричної машини: патент 116429 Україна: МПК8 G 01 K 11/32 № u 2016 10669, заявл. 24.10.2016; опубл. 25.05.2017, Бюл. №10. 5 с.
191. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Безконтактний метод діагностування полюсних обмоток ротора тихохідних електричних машин на основі використання ефекту температурного згасання люмінофору. *ABIA - 2017*. Збірник праць XIII Міжнародної науково-технічної конференції (Київ, 19–21 квітня). Київ, 2017. С.5.16-5.20.
192. Граняк В. Ф., Чурюмов К. І., Пономаренко В. О., Мельник М. В. Про можливість використання безконтактного методу визначення температури на основі ефекту згасання люмінофора у спектральних спостереженнях комет. *Астрономія та сьогодення*. Збірник праць V Міжрегіональної науково-практичної конференції (Вінниця, 12 квітня). Вінниця, 2016. С. 48-53.
193. Anghel S., Boulon G., Kulyuk L., Sushkevich K. Luminescent properties of cobalt-doped α -ZnAl₂S₄ spinel type single crystals. *Journal of Luminescence*. 2011. Vol. 131, Issue 12. P. 2483-2486.

194. Поплавко Ю. М. Фізика твердого тіла: підручник. Том 1: Структура, квазічастинки, метали, магнетики. Київ: «Політехніка», 2017. 415 с.
195. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Люмінофорний засіб індикації перегріву полюсних обмоток електричної машини: патент 115600 Україна: МПК₈ G 01 K 11/32 № u 2016 10041, заявл. 03.10.2016; опубл. 25.04.2017, Бюл. №8. 5 с.
196. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Система для вимірювання і контролю температур полюсних обмоток ротора обертових електричних машин: патент 129741 Україна: МПК₈ G 01 K 11/32 № u 2018 05004, заявл. 07.05.2018; опубл. 12.11.2018, Бюл. №21. 5 с.
197. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Люмінофорний безконтактний засіб вимірювання температури полюсних обмоток електричної машини: патент 117321 Україна: МПК₈ G 01 K 11/32 № u 2016 13331, заявл. 26.12.2016; опубл. 26.06.2017, Бюл. №12. 5 с.
198. Зайцев Е. А., Левицкий А. С., Сидорчук В. Е. Система контролю повітряного зазору гідроагрегатів. *Прилади і методи вимірювань*. 2017. Том 8, № 2, С. 122–130.
199. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Оптичний засіб вимірювання повітряного зазору між ротором та статором гідроагрегату: патент 126111 Україна: МПК₈ G01R 27/26, G01B 11/14, G01B 7/14 № u 2017 12220, заявл. 11.12.2017; опубл. 11.06.2018, Бюл. №11. 6 с.
200. Gunko I. V., Hraniak V. F., Yaropud V. M., Kupchuk I. M. and other. Optical sensor of harmful air impurity concentration. *Przegląd elektrotechniczny*. 2021. Issue 7. P. 76–79. DOI: 10.15199/48.2020.09.22
201. Тимчик Г., Скицюк В., Клочко Т. Оптичні вимірювання у механічній обробці деталей: монографія. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. 332 с.
202. Raghavendra N. V., Krishnamurthy L. *Engineering metrology and measurements*. Oxford: University press, 2013. 508 p.
203. Нестерчук Д. М., Квітка С. О., Галько С. В. *Методи і засоби вимірювань електричних та неелектричних величин: навчальний посібник*. Мелітополь: Виданничо-поліграфічний центр «Люкс», 2017. 206 с.

204. Герасим М. Р., Походило Є. В., Нечай О. М. Вимірювальні перетворювачі параметрів контактних ємнісних сенсорів. 2013. 5 с. URL: <http://ena.lp.edu.ua/bitstream/ntb/23329/1/4-15-19.pdf> (дата звернення: 12.05.2024)
205. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В., Кацев С. Ш. Параметричний ємнісний вимірювальний перетворювач повітряного зазору між ротором і статором електромеханічних перетворювачів енергії. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2020. №6 (153). С. 7–15.
206. Граняк В. Ф. Вторинний вимірювальний перетворювач типу «ємність-напруга». *Інтеграція освіти, науки та бізнесу в сучасному середовищі: зимові диспути*. Збірник праць II Міжнародної науково-практичної конференції (Дніпро, 4–5 лютого). Дніпро, 2021. С.279–281.
207. Карпов Ю. А., Кацев С. Ш., Кухарчук В. В., Ведміцький Ю. Г. Теоретичні основи електротехніки. Усталені режими лінійних електричних кіл із зосередженими та розподіленими параметрами: підручник. Вінниця: ВНТУ, 2011. 377 с.
208. Маляр В. С. Теоретичні основи електротехніки. Електричні кола: навчальний посібник. Львів: Видавництво львівської політехніки, 2012. 312 с.
209. Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. 2-ге видання, доповнене і перероблене / В. І. Бойко та ін. Київ: Вища школа, 2004. 366 с.
210. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Електроніка і мікросхемотехніка: підручник. 2-ге видання. / За редакцією А. Г. Соскова. Київ: Каравела, 2009. 416 с.
211. Сисоєв В. М. Основи радіоелектроніки. Київ: Техніка, 2001. 224 с.
212. Філінюк М. А., Лазарєв О. О., Войцеховська О. В. та ін. Елементна база електронних апаратів. Частина III. Напівпровідникові діоди та тиристори. Вінниця: ВНТУ, 2016. 92 с.
213. Ларін В. Ю. Теоретичне обґрунтування принципу дії феромагнітного перетворювача механічних величин. *Вісник інженерної академії України*. 2012. № 2 С. 235–237.

214. Webster W. L. Magnetic Properties of Single Crystals of Iron. *Nature*. 1926. Issue 117. P. 859–867. DOI: 10.1038/117859a0
215. Jackiewicz D., Kachniarz M., Bieńkowski A. Investigation of the magnetoelastic Villari effect in steel truss. *Engineering, Physics, Materials Science*. 2017. P. 63–70. DOI:10.1007/978-3-319-46490-9_9
216. Учанін В. М., Мінаков С. М. Вплив механічних напружень на сигнал вихрострумowego перетворювача магнітної анізотропії. *Технічна діагностика і неруйнівний контроль*. 2018. №1. С. 21–26.
217. Zivkovic L. J. M. Electrotechnical materials: Microphysics structure properties. *Microelectronics Journal*. 2004. Vol. 26, Issue 5, 2004. P. 113–124.
218. Дідух Л. Д. Електрика і магнетизм: підручник. Тернопіль: Підручники і посібники, 2020. 464 с.
219. Чолпан П. П. Фізика: підручник. Київ: Знання, 2015. 663 с.
220. Вашпанов Ю. О. Сучасні сенсори автоматичних систем: навчальний посібник. Одеса: ВМВ, 2014. 240 с.
221. Кучерук М. І., Горбачук І. Т., Луцик П. П. Загальний курс фізики. Том 2. Електрика і магнетизм. Київ: Техніка, 2001. 452 с.
222. Cullity B. D., Graham C. D. Magnetic Materials. 2-nd Edition. New York: Wiley-IEEE Press, 2008. 568 p.
223. Oudet X. Atomic magnetic moments and spin notion. *Journal of Applied Physics*. 1996. Issue 79 (8). P. 5416–5418. DOI: 10.1063/1.362324
224. Лаврин В. Ю. Принципи побудови феромагнітних перетворювачів типу ФоМА. *Наукові праці Донецького національного технічного університету*. 2009. № 176. С. 127–135.
225. Бабак С. В., Богачев І. В. Сенсори систем діагностування на основі магнітострикційного ефекту. *Методи та прилади контролю якості*. 2014. № 2 (33). С. 20–31.
226. Bozorth R. M. Ferromagnetism. New York: Wiley-IEEE Press, 1993. 992 p.
227. Calkins T., Flatau A., Dapino M. Overview of Magnetostrictive Sensor Technology. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. 2007. Issue 18 (10). P. 1057–1066. DOI: 10.1177/1045389X06072358

228. Kukharchuk V. V., Bogachuk V. V., Hraniak V. F., Wójcik W. and other. Method of magneto-elastic control of mechanic rigidity in assemblies of hydropower units. *Proceedings SPIE 10445, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High Energy Physics Experiments*. 2017. 7 p. DOI: 10.1117/12.2280974
229. Kwun H., Bartels K. A. Magnetostrictive sensor technology and its applications. *Ultrasonics*. 1998. Volume 36, Issue 1–5. P. 171–178. DOI: 10.1016/S0041-624X(97)00043-7
230. Spaldin N. A. *Magnetic Materials: Fundamentals and Applications*. 2nd Edition. Cambridge: Cambridge University Press, 2010. 290 p.
231. Леонтьєв В. О., Бєвз С. В., Видмиш В. А. Електротехнічні матеріали: навчальний посібник. Вінниця: ВНТУ, 2013. 122 с.
232. Rajagopal M. C., Sinha S. Design and analysis of magnetostrictive sensors for wireless temperature sensing. *Review of Scientific Instruments*. 2021. Issue 92. 11 p. DOI: 10.1063/5.0035296
233. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Система магнітного контролю механічної жорсткості вузла електричної машини: патент 116646 Україна: МПК₈ G 01 M7/00 G 01 M7/02 № u 2016 13378, заявл. 26.12.2016; опубл. 25.05.2017, Бюл. №10. 5 с.
234. Граняк В. Ф., Кухарчук В. В. Електромагнітний засіб визначення механічної напруженості у матеріалах конструктивних елементів: патент 120125 Україна: МПК₈ G01N 27/80 G01R 1/02 № u 2017 03785, заявл. 18.04.2017; опубл. 25.10.2017, Бюл. №20. 6 с.
235. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Магнітопружний засіб вимірювання механічної жорсткості конструктивних елементів силових електричних машин: патент 120911 Україна: МПК₈ G01N 27/80 G01R 1/02 № u 2017 04884, заявл. 22.05.2017; опубл. 27.11.2017, Бюл. №22. 7 с.
236. Граняк В. Ф., Пономаренко В. О., Кухарчук В. В. Засіб індикації механічної перенапруги у феромагнітних опорних конструкціях: патент 123860 Україна: МПК₈ G01N 27/80 G01R 1/02 № u 2017 09610, заявл. 02.10.2017; опубл. 13.03.2018, Бюл. №5. 6 с.

237. Wintact MODEL: WT63B. Руководство пользователю. 8 с. URL: <https://protester.com.ua/images/products/manuals/wt63b/wt63brus.pdf> (дата звернення: 12.05.2024)
238. Головка мікромеханічна МГ-15 0.01. Опис. URL: <https://izm.by/mg-15-golovka-mikrometricheskaja.html> (дата звернення: 12.05.2024)
239. В7-38 Вольтметр універсальний цифровий. Технические характеристики. URL: <https://www.priborelektro.ua/product/catalog/voltmetry-5/342.html> (дата звернення: 12.05.2024)
240. Прицельный термометр Термородукт 100-ТР. Опис. URL: https://chemtest.com.ua/precision_thermometer_100_tp (дата звернення: 12.05.2024)

Наукове видання

Граняк Валерій Федорович

**МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ВХІДНИХ
ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ
ОБЕРТОВИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН
ЗМІННОГО СТРУМУ**

Монографія

Підписано до друку 1.11.2024.

Формат 60x84/16. Папір офсетний.

Друк цифровий.

Друк. арк. 12,5. Умов. друк. арк. 11,6. Обл.-вид. арк. 7,38.

Наклад 40 прим. Зам. № 7841/1.

Віддруковано з оригіналів замовника.

Виготовлювач ТОВ «Нілан-ЛТД».

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до
Державного реєстру видавців, виготовлювачів і розповсюджувачів
видавничої продукції серія ДК № 4299 від 11.04.2012 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>