

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Факультет Магістерської підготовки
Кафедра Автоматизованих систем
моніторингу навколишнього середовища

Кваліфікаційна магістерська робота

на тему: Діагностика напівпровідникових перетворювачів із застосуванням
Вейвлет-функцій

Виконала студентка 2 року навчання
групи МКМ- 19
спеціальності 122 Комп'ютерні науки
та інформаційні технології
Мушак Катерина Євгенівна

Керівник: Ковальчук
Володимир Володимирович,
д.ф.-м.н., професор

Рецензент Сербов
Микола Георгійович,
к. г. н, професор

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ
ОДЕСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ЕКОЛОГІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет Магістерської підготовки
Кафедра Автоматизованих систем моніторингу навколишнього середовища
Рівень вищої освіти Магістр
Спеціальність 122 Комп'ютерні науки
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

**Завідувач кафедри Автоматизованих систем
моніторингу навколишнього середовища**

к.т.н., доцент Перелигін Борис Вікторович

“26” грудня 2020 року



З А В Д А Н Н Я

НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Мушак Катерини Євгенівни

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Діагностика напівпровідникових перетворювачів із застосуванням вейвлет-функцій

керівник роботи Ковальчук Володимир Володимирович д.ф.-м.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом закладу вищої освіти від “16” жовтня 2020 року
№ 194 «С»

2. Строк подання студентом роботи 7 грудня 2020 р.

3. Вихідні дані до роботи напівпровідникові перетворювачі, їх переваги та недоліки, вейвлет-функції як математичний апарат для діагностування

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити): 1) розвинути математичний апарат вейвлет-аналізу для діагностування напівпровідникових перетворювачів; 2) запропонувати підхід спрямований на зменшення кількості параметрів, за якими виконується діагностування, але збільшує обсяг інформації про сигнали без зростання обсягу обчислень; 3) розвинути алгоритм класифікації станів перетворювачів; 4) впровадити результати роботи у навчальний процес Одеського фахового коледжу комп'ютерних технологій Одеського державного екологічного університету (172 спеціальність «Телекомунікації та радіотехніка»)

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання 26 жовтня 2020 р.**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Термін виконання етапів роботи	Оцінка виконання етапу	
			у %	за 4-х бальною шкалою
1	Одержання завдання на виконання кваліфікаційної магістерської роботи	26.10.2020	100	відмінно
2	Пошук та підбір літератури та інших джерел інформації	30.10.2020	100	відмінно
3	Вступ	03.11.2020	100	відмінно
4	Математичний апарат вейвлет-аналізу для діагностування напівпровідникових перетворювачів	04.11.2020	100	відмінно
5	Підхід спрямований на зменшення кількості параметрів	12.11.2020	100	відмінно
6	Рубіжна атестація	19.11.2020	100	відмінно
7	Алгоритм класифікації станів перетворювачів	20.11.2020	100	відмінно
8	Висновок	24.11.2020		
9	Подання роботи до кафедри	07.12.2020		
10	Здача готової магістерської кваліфікаційної роботи та документів секретарю АК	11.12.2020		
11	Рецензування	16.11.2020		
	Інтегральна оцінка виконання етапів календарного плану (як середня по етапам)		100	відмінно

Студент


 (підпис)

Мушак К.Є.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи


 (підпис)

Ковальчук В.В.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Кваліфікаційна магістерська робота: 89 с., 23 рис., 38 джерел.

Робота присвячена розвитку математичного апарату вейвлет-аналізу для діагностування напівпровідникових перетворювачів імпульсів енергії. Новий підхід ґрунтується на спільному застосуванні теорії класифікації та вейвлет-аналізу. Таким чином визначається ступінь наближення поточного стану перетворювача до непрогнозованої відмови. Для вирішення задач технічної діагностики узгоджених фільтрів з кінцевими імпульсними характеристиками пропонується використання вейвлет-функцій m -ічного аргументу. У порівнянні з існуючими методами, це відкриває шлях до зменшення кількості параметрів, за якими виконується діагностування. Запропоновано базисний набір функцій (при побудові дискретного перетворення), що збільшує обсяг інформації про сигнали без зростання обсягу обчислень.

Представлені у роботі способи діагностування напівпровідникових перетворювачів довели ефективність для різних типів. Модифіковано алгоритм побудови дискретних вейвлет-перетворень для випадку N базисних функцій дійсного аргументу. При цьому процедура періодизації не враховується. Розроблений алгоритм класифікації станів перетворювачів базується на роботі з даними, представленими в матричному вигляді, і добре адаптований до реалізації в мікропроцесорній системі. Шляхом використання N різних фільтрів збільшилась кількість коефіцієнтів деталізації. Отже, розширився спектр інформації про високочастотні складові функції-оригіналу, без збільшення кількості рівнів розкладання. Запропоновані способи діагностування на базі вейвлет-спектрів дозволили виконувати ідентифікацію стану перетворювача лише за одним типом вейвлет-коефіцієнтів. Це дозволяє зменшити обсяг обчислень при виконанні діагностування.

ANNOTATION

Qualifying master's thesis: 89 pp., 23 figs., 38 sources.

The work is devoted to the development of the mathematical theory of Wavelet analysis (WA) for diagnosing semiconductor converters of energy pulses. The new approach based on the joint application of classification theory and WA. This determines the degree of approximation of the current state of the converter to the unpredictable failure. To solve the problems of technical diagnostics of matched filters with finite impulse characteristics, the wavelet functions of the m -th argument used. Compared to existing methods, this opens the way to reducing the number of parameters by which the diagnosis is performed. A basic set of functions (when constructing a discrete transformation) was proposed, which increases the amount of information about signals without increasing the amount of computation.

The methods of diagnosing semiconductor transducers presented in the paper have proved their effectiveness for different types. The algorithm for constructing discrete Wavelet transforms for the case of N basis functions of a real argument modified. The periodization procedure is not taken into account. Using N different filters, the number of detail coefficients has increased. Thus, the range of information about the high-frequency components of the original function has expanded, without increasing the number of levels of decomposition. The proposed methods of diagnosis based on wavelet spectra allowed performing the identification of the state of the transducer by only one type of Wavelet coefficients. This allows you to reduce the amount of calculations when performing the diagnosis.

ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень.....	7
Вступ.....	8
1 Загальні поняття технічної діагностики та типи діагностичних систем	12
1.1 Напівпровідникові перетворювачі як об'єкти діагностування	12
1.2 Діагностика електротехнічних об'єктів	19
1.3 Спектральні методи в задачах діагностики	27
2 Діагностика напівпровідникових перетворювачів з залученням теорії класифікації	35
2.1 Класифікація станів перетворювача на базі вейвлет-спектрів	35
2.2 Аналіз режимів роботи перетворювача за різницеvими вейвлет-спектрами	56
3 Система діагностування стану автономного інвертора напруги	66
3.1 Мікропроцесорна система діагностування та керування автономного інвертора напруги	66
3.2 Класифікація станів широтно-імпульсного перетворювача	73
3.3 Система діагностування стану квазірезонансного перетворювача з комутацією в нулі струмі	77
Висновки.....	85
Перелік джерел посилання	86

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АІС	– автономний інвертор струму
КІХ	– кінцева імпульсна характеристика
КРІП-ПНС	– квазірезонансний перетворювач, що перемикається в нулі струму
СКІ	– симетричне перетворення на кінцевих інтервалах
ШП	– широтно-імпульсний перетворювач
СКІ-ВП ЗС	– СКІ-вейвлет перетворення з компактним носієм змінної структури
СКІ-ВП ПС	– СКІ-вейвлет перетворення з компактним носієм постійної структури
ОБ	– перетворення в орієнтованому базисі
МПСДК	– мікропроцесорна система діагностування та керування
ПК	– персональний комп'ютер
МПСЗД	– мікропроцесорна система збору діагностичних даних
АЦП	– аналого-цифровий перетворювач

ВСТУП

Актуальність теми. Системи перетворення електричної енергії широко використовуються в різних галузях народного господарства. Зростаючі вимоги до надійності та безвідмовності їх роботи обумовлюють необхідність діагностування їх стану в процесі функціонування. Сучасні електронні та електротехнічні системи складаються з множини функціонально завершених блоків та підсистем, що випускаються як окремі структурні одиниці і не передбачають доступу до їх внутрішніх елементів. Надійність роботи таких систем визначається станом їх складових, вихід з ладу яких призводить або до неможливості виконання заданої функції, або до погіршення показників роботи. Для запобігання цьому виконується резервування окремих каналів, блоків та підсистем, здійснюється ідентифікація стану системи та моніторинг зміни її параметрів.

В роботах таких вчених, як Шидловський А.К., Долбня В.Т., Сокол Є.І., Жуйков В.Я., Стжелецькі Р.Г., Мислович М.В., Денисов О.І. розглядаються проблеми аналізу процесів, керування та діагностування напівпровідникових перетворювачів як окремих об'єктів та як складових систем перетворення енергії.

Найбільшого розвитку на сьогодні набули системи діагностування цифрових систем, систем з мікропрограмним керуванням, в яких на кожному інтервалі розгляду функціонує лише один елемент та систем неруйнівної діагностики напівпровідникових приладів та мікросхем як окремих об'єктів. Існуючі системи діагностування пристроїв силової електроніки розроблені для таких класів об'єктів як потужне електрообладнання, розподільчі електромережі, електродвигуни, силові трансформатори, авіаційні двигуни, лінійні неперервні системи та системи, що описуються диференційними рівняннями першого-другого порядку, тобто є достатньо спеціалізованими і враховують специфіку конкретних об'єктів діагностування. При діагностуванні

складних електричних схем виникає необхідність їх декомпозиції та виконання діагностування частинами. Зростання порядку диференційних рівнянь, що описують процеси в схемі, обумовлює необхідність застосування при її дослідженні спеціальних методів розрахунку, збільшення об'ємів розрахунків та ускладнення аналізу процесів. Особливостями напівпровідникових перетворювачів, як об'єктів діагностування, є їх приналежність до класу нелінійних параметричних схем, використання рівнянь вищих порядків для опису електромагнітних процесів в них, періодична зміна структури, обумовлена алгоритмом роботи, та можливість каскадного розвитку аварійних ситуацій. Існуючі способи діагностування, що дозволяють виконати прогнозування стану перетворювачів та передбачити виникнення аварійної ситуації, орієнтовані на застосування в схемах до другого порядку, а при зростанні порядку схеми вимагають застосування додаткових процедур та допущень. Врахування нелінійного та параметричного характеру елементів перетворювачів призводить до зростання складності відповідних математичних моделей, що їх описують, і на основі яких виконується діагностування. Тому виникає необхідність розробки таких способів діагностування, які б не залежали від порядку схеми, ступеня її складності, наявності нелінійних елементів та були придатними до застосування в різних типах перетворювачів.

Процеси в перетворювачах описуються часовими залежностями їх струмів та напруг, тому доцільно використовувати ці залежності як діагностичні показники. Зміна параметрів джерел живлення, навантаження, поступова або раптова зміна номіналів елементів викликає зміну форми струмів та напруг перетворювачів, причому у випадку виникнення аварійних ситуацій зміна форми є набагато суттєвішою, ніж при поступовому погіршенні параметрів. Виявлення цих змін шляхом порівняння струмів та напруг на поточному інтервалі з еталонними значеннями та відстеження динаміки розвитку змін в процесі роботи перетворювача допоможе запобігти виникненню аварійних ситуацій, обумовлених поступовими відмовами елементів. У випадку великої

кількості виміряних значень струмів та напруг на поточному інтервалі доцільно виконати перетворення отриманих часових залежностей з метою зменшення кількості параметрів, за якими буде виконуватися порівняння. Це можливо при переході із часової в частотну, або частотно-часову область за допомогою спектрального вейвлет-перетворення, яке дозволяє виокремити низькочастотні та високочастотні складові сигналів та здійснювати аналіз кожної з цих складових окремо. Таким чином, задача розробки способів діагностування, які не залежать від порядку схеми напівпровідникових перетворювачів, орієнтовані на виявлення поступових відмов елементів перетворювачів та засновані на застосуванні дискретних вейвлет-перетворень функцій дійсного m -ічного аргументу, є актуальною.

Мета і задачі дослідження. *Метою* роботи є розробка нових підходів до діагностування напівпровідникових перетворювачів на основі вейвлет-спектрів часових залежностей їх параметрів електричного струму для попередження поступових відмов та визначення причин раптових відмов.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні **задачі**:

- провести аналіз існуючих систем діагностування, способів аналізу даних та особливостей напівпровідникових перетворювачів як об'єктів діагностування;
- розвинути математичний апарат вейвлет-аналізу для діагностування напівпровідникових перетворювачів;
- запропонувати підхід спрямований на зменшення кількості параметрів, за якими виконується діагностування, але збільшує обсяг інформації про сигнали без зростання обсягу обчислень;
- розвинути алгоритм класифікації станів перетворювачів;
- дослідити залежність коефіцієнтів вейвлет-спектрів від форми часових діаграм характеристик струмів перетворювачів;

- запропонувати підходи до діагностики напівпровідникових перетворювачів шляхом використання теорії класифікаційного розподілу об'єктів, узгоджених фільтрів та вейвлет-спектрів;
- впровадити результати роботи у навчальний процес Одеського фахового коледжу комп'ютерних технологій Одеського державного екологічного університету (172 спеціальність «Телекомунікації і радіотехніка»)

Об'єктом дослідження є діагностування напівпровідникових перетворювачах на основі часових залежностей характеристик електричного струму.

Предметом дослідження є особливості діагностування напівпровідникових перетворювачів із застосуванням вейвлет-перетворення з функціями m -ічного аргументу.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених в магістерській роботі задач використовувались методи математичного моделювання, математичний апарат дискретних спектральних перетворень на кінцевих інтервалах та дискретних вейвлет-перетворень, теорія класифікаційного розподілу об'єктів, принципи побудови узгоджених фільтрів.

1 ЗАГАЛЬНІ ПОНЯТТЯ ТЕХНІЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ ТА ТИПИ ДІАГНОСТИЧНИХ СИСТЕМ

1.1 Напівпровідникові перетворювачі як об'єкти діагностування

Напівпровідникові перетворювачі енергії як об'єкти діагностування характеризуються великою різноманітністю схемних рішень та алгоритмів функціонування, взаємною залежністю умов функціонування елементів, що входять до їх складу, зміною структури перетворювача в процесі роботи, стрибкоподібною зміною струмів та напруг на елементах. На стан перетворювача впливають такі фактори як частота роботи, режим роботи, температура навколишнього середовища, робочі струми та напруги, спосіб з'єднання елементів. Врахування цих факторів в процесі діагностування є обов'язковим.

Розв'язання задачі діагностування напівпровідникового перетворювача передбачає виконання аналізу процесів в перетворювачі на основі діагностичних показників та ідентифікацію його стану.

Множина всіх можливих станів напівпровідникового перетворювача поділяється на два класи – працездатних та непрацездатних станів [1]¹⁾. Останній клас, в свою чергу, розбивається на більш дрібні підкласи неподібних станів, що відрізняються типами дефектів. Під дефектом розуміють неприпустимі кількісні зміни параметрів або зміну структурних зв'язків в перетворювачі. Наслідком виникнення дефекту є відмова відповідного елемента або ділянки електричного кола напівпровідникового перетворювача.

¹⁾ [1] Агамалов О.Н. Оценка технического состояния электрооборудования в реальном времени методом нейро-нечеткой идентификации. –Электричество, 2013, № 7, с. 10-18.

Класифікація відмов, що виникають в електричному колі, наведена в таблиці 1.1 [7] ²⁾.

Таблиця 1.1 – Класифікація відмов елементів електричного кола

Група відмов	Причина відмови
Безумовні (раптові)	Обриви та короткі замикання
Умовні (поступові)	Повільна зміна параметру та вихід його за допустимі межі
Незалежні	Несправність одного елемента – первинна відмова
Залежні	Пошкодження раніше справних елементів внаслідок протікання через них аварійних струмів чи появи перенапруг в результаті появи первинної відмови

Встановлення причини відмови здійснюється шляхом аналізу даних, отриманих від зовнішніх та вбудованих датчиків. Використання при діагностуванні напівпровідникових перетворювачів виключно зовнішніх датчиків можливе лише у випадку, коли струм, викликаний дією зовнішнього джерела, повністю або частково протікає через елемент, який діагностується, і паралельно цьому елементу підключені лише справні елементи (див. рисунок 1.1) [10]¹⁾. Якщо кожна несправність в колі викликає притаманні лише їй зміни діагностичних показників, то для отримання максимального об'єму діагностичної інформації як контрольні точки обираються вузли схеми, через які замикається найбільша кількість контурів з різноманітними несправностями. В напівпровідникових перетворювачах це вузли, до яких підключаються джерела живлення, навантаження, та комутаційні вузли в пристроях з вимушеною комутацією.

²⁾ [7] В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. Баланс энергий в электрических цепях – К.: Наукова думка, 1992, 430 с.

¹⁾ [10] Бутырин П.А., Васьковская Т.А. Принцип декомпозиции сложных электрических цепей при их диагностике по частям. – Электричество, 2001, №6, с.41-48.

Як показують дослідження, про появу несправності або зміну параметрів елементів напівпровідникового перетворювача, свідчить зміна форм часових діаграм його струмів та напруги [12]²⁾.

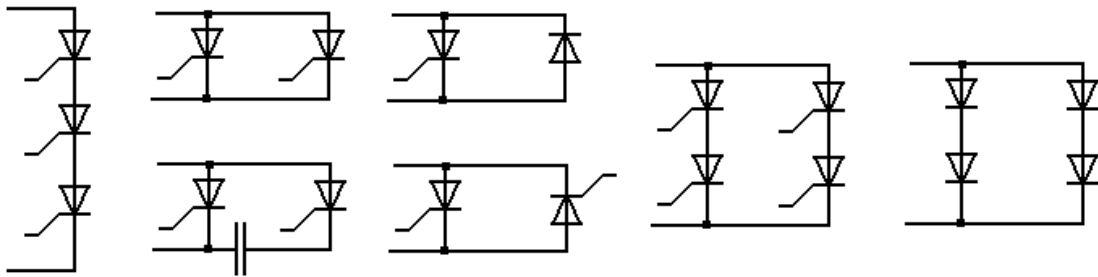


Рисунок 1.1 – Способи вмикання вентильних елементів в коло

В таблиці 1.2 наведено вигляд струму конденсатора в схемі автономного інвертора струму (див. рисунок 1.2) для декількох режимів роботи [3]¹⁾. Кожна з несправностей по різному впливає на форму часової залежності струму, що робить можливим виконання діагностики шляхом встановлення відповідності між станом перетворювача та виглядом часових залежностей його струмів і напруг.

²⁾ [12] Водоватов И. А., Высоцкий М.Г., Рогов С.А., Ткаченко А.Г. Использование время-частотного распределения Вигнера для распознавания близких сигналов. – Радиотехника и электроника, 2004, Том 49, № 10, с. 1222-1227.

¹⁾ [3] Андронников Д. Особенности выбора и применения резисторов в силовой технике. – Силовая электроника, 2017, № 2, с. 4-8.

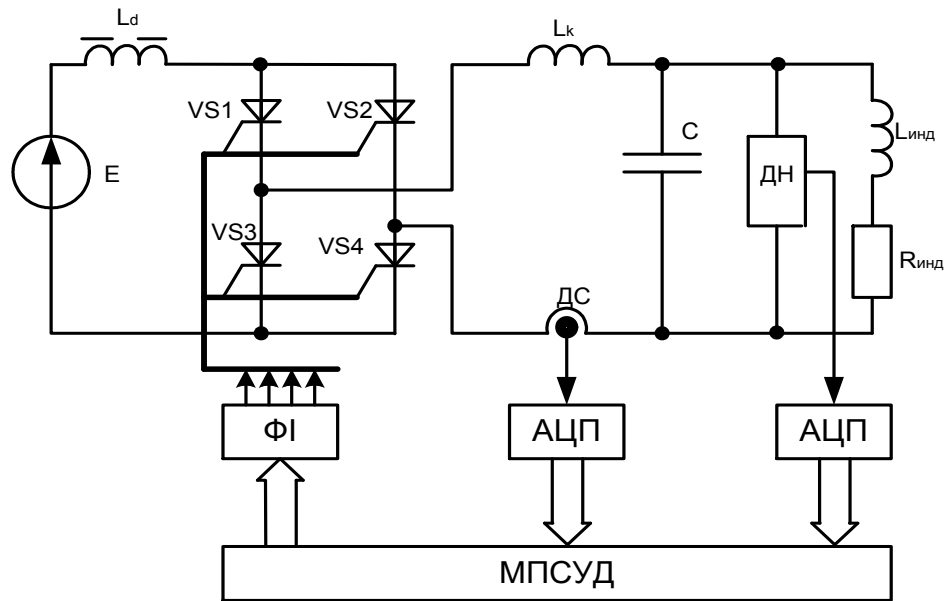


Рисунок 1.2 – Автономний інвертор струму

Таблиця 1.2 – Часові діаграми струмів та напруг АІС в різних режимах роботи

Справний стан	Пробій конденсаторної батареї	Пробій індуктора	Обрив індуктора
Невмикання тиристора	Пробій тиристора ($\beta=45$ ел.град.)	Пробій тиристора ($\beta=30$ ел.град.)	Пробій тиристора ($\beta=60$ ел.град.)

Використовуючи як діагностичні показники часові залежності струмів та напруг перетворювачів, необхідно враховувати значну різноманітність їх форм, присутність в діаграмах як корисної складової, так і шумів, а також знати залежність форми діаграми від стану перетворювача.

При діагностуванні напівпровідникових перетворювачів значна увага приділяється визначенню стану напівпровідникових ключів. Їх відмови спричиняються не лише внутрішніми дефектами, але й ушкодженнями таких допоміжних елементів, як резистивні ділянки напруги та *RC*-ланцюжки для зниження швидкості наростання напруги. Оскільки стан напівпровідникового перетворювача визначається не лише комутатором, але і станом інших складових, таких як трансформатори, котушки індуктивності, конденсатори та резистори, то процедури діагностування застосовуються також і до них. Можливі стани елементів напівпровідникового перетворювача зведені в таблиці 1.3, яка сформована з використанням матеріалів [4]¹⁾.

¹⁾ [4] Аронов И.З., Бурдасов Е.И. Оценка надежности по результатам сокращенных испытаний. – М.: Издательство стандартов, 1987, 184 с.

Таблиця 1.3 – Стани елементів напівпровідникових перетворювачів

Елементи	Можливі стани	Причини виникнення
Напівпровідникові вентилі	<ul style="list-style-type: none"> – справний – обрив – коротке замикання – втрата керованості 	<p><i>Технологічні:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> – неоднорідність товщини з'єднувальних дротів; – порушення режиму паяння; – недотримання умов виготовлення друкованих плат. <p><i>Схемотехнічні:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> – несправність резистивних дільників; – неправильний вибір снаберних елементів; – виникнення перевантажень внаслідок розвитку залежних відмов. <p><i>Експлуатаційні:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> – тепловий пробій внаслідок перенапруг та виникнення струмів „утікання” – виникнення мікротріщин кристалу при негативних температурах внаслідок відмінності температурних коефіцієнтів лінійного розширення <i>Ge, C, GaAs</i> та електродних матеріалів; – погіршення параметрів внаслідок зміни стану поверхні кристалу; – порушення умов нормальної тепловіддачі; – порушення герметизації і зміна поверхневої провідності кристалів.
Резистори	<ul style="list-style-type: none"> – справний – обрив 	<ul style="list-style-type: none"> – перегорання та обрив резистивного струмопровідного шару; – порушення контакту між струмопровідним шаром та зовнішнім виводом; – вихід за допустимі межі значення потужності розсіювання; – локальні перегриви в імпульсних режимах роботи.

Продовження табл. 1.3

Конденсатори	<ul style="list-style-type: none"> – справний – пробій – обрив – часткова втрата ємності 	<ul style="list-style-type: none"> – пробій діелектрика внаслідок недоліків конструкції та прихованих виробничих дефектів; – перегрів, переохолодження; – порушення герметичності; – перевищення максимального значення струму пульсацій; – перевантаження за напругою при роботі в колах з ключовими елементами; – при роботі на підвищених частотах перевищення допустимих значень потужності розсіювання, діючого струму, амплітудного значення напруги; – залежність внутрішнього опору від частоти.
Котушки індуктивності	<ul style="list-style-type: none"> – справний – обрив (малоймовірний для потужнострумівих реакторів) – міжвиткове замикання – міжшарове замикання 	<ul style="list-style-type: none"> – вплив паразитних ефектів, що викликають втрати в дротах, діелектрику, сердечнику, екрані; – перевищення допустимого значення робочого струму; – недотримання температурних режимів, особливо в процесі пайки.
Трансформатори	<ul style="list-style-type: none"> – відмова реакторів – міжобмоточне замикання – замикання з магнітопроводом 	<ul style="list-style-type: none"> – погане кріплення трансформатора; – недбала намотка; – поганий захист від вологи; – важкий тепловий режим.

Відмови силової частини напівпровідникового перетворювача зазвичай пов'язані зі зміною структури кола та перерозподілом струмів і спричиняють зростання навантаження окремих елементів і ланок кола, що призводить до появи залежних відмов та каскадного розвитку аварійної ситуації. Існування залежних відмов ускладнює процес діагностування, тому актуальною є задача передбачення виникнення відмов елементів, зокрема таких, що обумовлені поступовою зміною їх параметрів. Вирішення цієї задачі покладається на системи діагностування, що відрізняються як за структурою, але методами діагностування.

1.2 Діагностика електротехнічних об'єктів

Технічна діагностика охоплює теорію, методи та засоби виявлення та пошуку дефектів електротехнічних об'єктів [13]¹⁾. В процесі діагностування першим кроком є визначення приналежності стану об'єкту до класу працездатних чи непрацездатних станів, тобто виконується контроль працездатності об'єкту. У випадку віднесення стану об'єкту до класу непрацездатних станів, подальше діагностування полягає в пошуку несправності, вказанні місця та можливих причин її виникнення.

Об'єкт діагностування та засоби, за допомогою яких виконується діагностування його стану, формують систему діагностування. Класифікація систем діагностування здійснюється за наступними ознаками:

- 1) за ступенем охоплення об'єкту діагностування – локальні та загальні;
- 2) за принципом дії – автоматичні, автоматизовані та ручні;
- 3) за місцем розташування відносно об'єкту діагностування – зовнішні та вбудовані;
- 4) за призначенням – універсальні та спеціалізовані;

¹⁾ [13] Денисов А.И. Применение функций Уолша к приближенному аналитическому расчету систем электропитания с глубокой широтно-импульсной модуляцией. – Электричество, 1980, №2, с.63-68.

5) за способом діагностування – функціональні та тестові.

Ступінь охоплення системою діагностування об'єкту, що діагностується, визначає швидкість та точність пошуку елементів чи блоків, що призвели до зміни стану об'єкту. В загальному випадку, об'єкт діагностування може бути представлений як система з декількома рівнями ділення k , що відображають глибину пошуку дефектів. Значення $k=0$ присвоюється об'єкту в цілому, а $k=1,2,\dots$ – його окремим підсистемам [15]¹⁾. Кількість рівнів, що виділяються в об'єкті, залежить від структури об'єкту, необхідної глибини та точності визначення дефекту. Засоби діагностування, що використовуються для визначення стану кожної k -ї підсистеми та її елементів зводять в окремі інформаційні канали.

Вибір структури системи діагностування визначається особливостями об'єкту діагностування та вимогами, що висуваються до процесу виконання діагностики – тривалість діагностування, кількість станів об'єкту, які необхідно розрізняти, необхідність виявлення та ідентифікації дефектів і т.п.

За способом діагностування системи, поділяються на системи тестового діагностування, які використовуються для перевірки справності і працездатності, а також пошуку дефектів, що порушують справність або працездатність об'єкту, та системи функціонального діагностування, необхідні для перевірки правильності функціонування і для пошуку дефектів, що порушують правильне функціонування об'єкту.

Особливістю систем тестового діагностування є можливість підбору тестових впливів, які дозволяють виявити конкретний тип дефекту. Системи функціонального діагностування позбавлені таких можливостей, оскільки множина тестових впливів в цьому випадку визначається алгоритмом функціонування об'єкту. Тому в цьому випадку особливо актуальним є вибір

¹⁾ [15] Дремін І.М., Іванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование. – Успехи физических наук, 2001, т 171, № 5, с. 465-501.

таких методів діагностування, які при обмеженій кількості впливів на об'єкт дозволяли б визначати його стан та локалізувати несправності.

В багатьох сучасних електротехнічних об'єктах функції діагностики покладені на їх системи керування. Так в [19]¹⁾ запропонована мікропроцесорна система керування, яка не лише формує керуючі впливи, але також здійснює діагностику і адаптацію параметрів перетворювача та навантаження із забезпеченням їх багатоступеневого захисту.

Особливістю використання таких мікропроцесорних систем при вирішенні задач керування та діагностики напівпровідникових перетворювачів є те, що їх робота пов'язана з обробкою достатньо складних алгоритмів керування, і при цьому всі обчислення повинні виконуватися в реальному масштабі часу при дуже малих значеннях сталих часу, що передбачає використання швидкодіючих мікропроцесорних пристроїв.

На рисунку 1.3 представлена структура багатофункціональної системи діагностування, яка виконує не лише ідентифікацію поточного стану електротехнічного об'єкту, але і моніторинг та прогнозування його стану в майбутньому .

З огляду на структуру системи рисунку 1.3, доцільно виділити три основні етапи в процесі діагностування електротехнічного об'єкту (див. рисунок 1.4):

- 1- отримання діагностичних даних;
- 2- перетворення діагностичних даних;
- 3- аналіз діагностичних даних та прийняття рішення про стан об'єкту діагностування.

Для отримання діагностичних даних про об'єкт система діагностування використовує зовнішні або вбудовані датчики.

¹⁾ [19] Жернаков С.В. Активная экспертная система комплексной диагностики и контроля ГТД. – Автоматизация и современные технологии, 2001, № 6, с.16-22.

Вибір контрольних точок, в яких знімаються діагностичні дані, виконується з використанням теорії чутливості [28]²⁾. Чутливість об'єкту до зміни окремих параметрів визначається шляхом розрахунку функцій чутливості, як часткових похідних i -го діагностичного показника об'єкту, по варіації j -го параметру.



Рисунок 1.3 – Автоматизована система діагностування, моніторингу та прогнозування

Діагностичні показники, що отримуються в межах першого етапу діагностування, можуть бути:

- електричними величинами, що не потребують додаткових перетворень;
- електричними величинами, що потребують додаткових перетворень;

²⁾ [28] Котенев С., Евсеев А. Переходные процессы при включении трансформатора в сеть с синусоидальным напряжением. – Силовая электроника, 2005, № 4, с.34-37.

- неелектричними величинами, що потребують попереднього перетворення;

- такими, що оцінюються візуально.

До першої групи належать напруги та струми (постійні та змінні), амплітуди імпульсів струму та напруги, частота змінної синусоїдальної напруги, частота імпульсів струму та напруги, часові інтервали, що характеризують тривалість імпульсів, ємність, індуктивність, опір елементів.

Переважає більшість діагностичних даних, що отримуються системою діагностування, потребують подальшого перетворення.

Перетворення діагностичних даних виконується в межах другого етапу діагностування і має на меті одержання найбільш важливої інформації про об'єкт діагностування [16]¹⁾.

Перетворення даних здійснюється в часовій або частотній області з використанням спеціальних перетворень, таких як перетворення Фур'є, Лапласа, z-перетворення, спектральні перетворення Уолша та Хаара, дискретні перетворення на кінцевих інтервалах та вейвлет-перетворення [11]²⁾. Крім того, до даних застосовуються процедури дискретизації, апроксимації поліномами, згладжування, фільтрації, інтегрування та диференціювання [23]³⁾.

Третій етап діагностування полягає в аналізі перетворених діагностичних даних та прийнятті рішення про стан об'єкту діагностування. Формулювання висновку залежить від поставленої задачі. Наприклад, у випадку перевірки знаходження значення діагностичного показника в деяких допустимих межах, висновок формується як „поточне значення показника лежить в допустимих межах” або „поточне значення показника перевищує допустиме значення”. У

¹⁾ [16] Доценко Б.И. Диагностирование динамических систем. – К.: Техніка, 1983, 159 с.

²⁾ [11] Ведешенков В.А. Метод локального самодиагностирования отказавших компонентов цифровых систем. – Автоматика и телемеханика, 2004, №5, с. 126-141.

³⁾ [23] Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С., Хижняк Т.А., Гусев А.А. Вейвлет-преобразование в задачах диагностики и распознавания изображений. – Спектральные преобразования с *m*-ичным аргументом: теория и применения – К.: Аверс, 2006, 293 с.

випадку визначення приналежності поточного стану об'єкту до одного з заздалегідь заданих класів станів, висновок матиме вигляд „поточний стан i є найбільш близьким до стану j і належить до класу A ”. Аналіз діагностичних даних фактично полягає в порівнянні даних, отриманих для поточного інтервалу часу, з даними, отриманими на попередніх часових інтервалах [27]¹⁾, даними, що розглядається як номінальні чи початкові, або даними, що відповідають заздалегідь відомим станам об'єкту [8]²⁾. Порівняння виконується системою порівняння, що входить до складу системи діагностування, і результатом порівняння є визначення поточного стану об'єкту діагностування.

¹⁾ [27] Корсун О.Н. Алгоритм идентификации динамических систем с функционалом в частной области. – Автоматика и телемеханика, №5, 2003, с. 111-121.

²⁾ [8] Брейсуэлл Р.Н. Преобразование Хартли. – М.: Мир, 1990, 175 с.

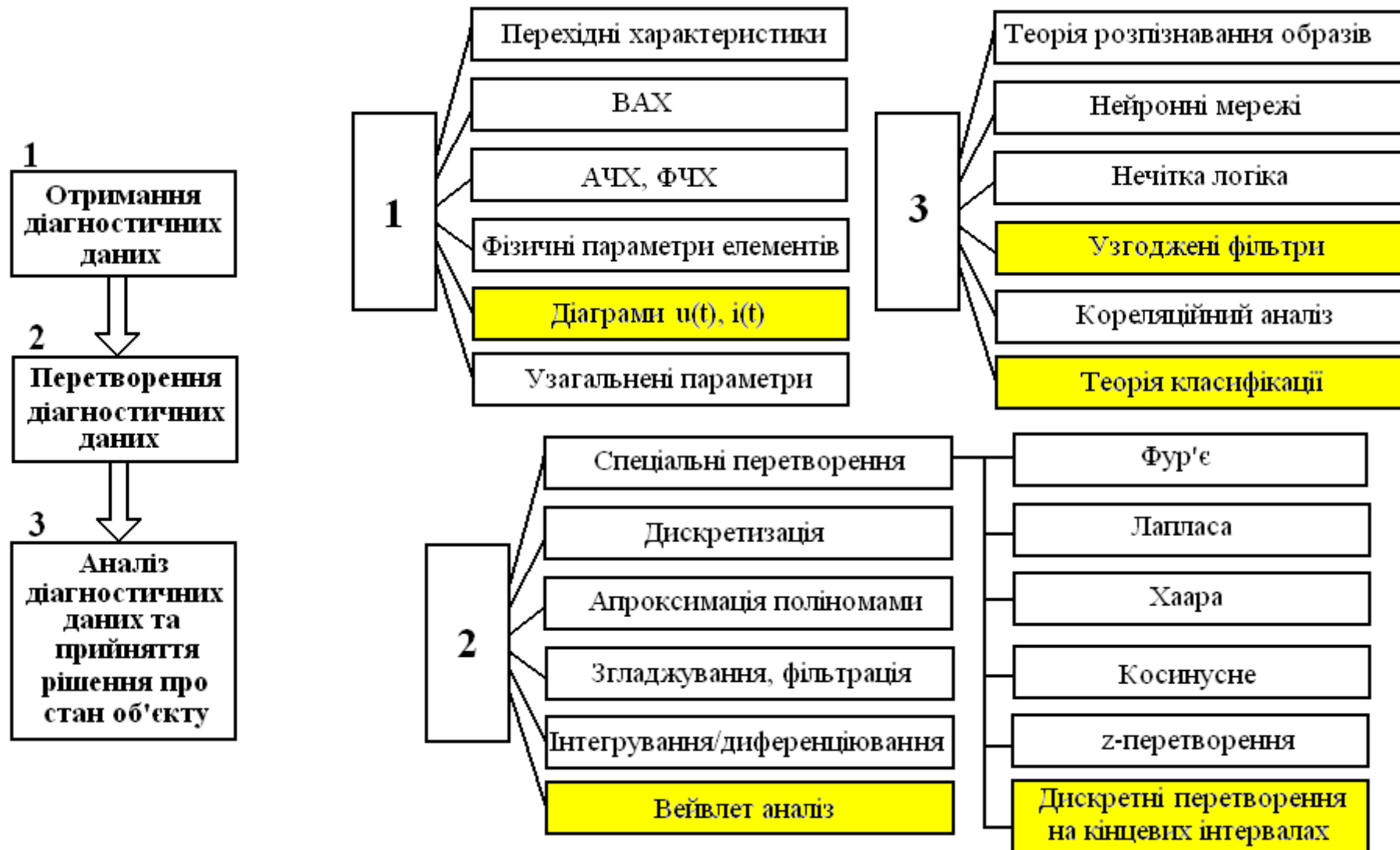


Рисунок 1.4 – Процес діагностування електротехнічного об'єкту

Одним з методів визначення несправних елементів в пристроях з мікропроцесорним керуванням є метод струмової діагностики, заснований на використанні математичної моделі пристрою, представленій у вигляді матриці [17]¹⁾. Коефіцієнти в матриці відповідають значенням струму споживання, і визначаються номерами елементів пристрою та моментами квантування функції струму пристрою. Струмові моделі використовуються для визначення несправних елементів в кристалах КМОН-структур [18]²⁾. Недоліком даних методів діагностування є вимога роботи на кожному кроці квантування лише одного елемента, який і визначає споживання струму. В реальних силових схемах забезпечити дану умову практично неможливо.

Широкого застосування при визначенні поточного стану об'єкту діагностування набули матричні методи розпізнавання та методи, засновані на розрахунку математичного очікування, теорія розпізнавання образів [26]³⁾, нейронні мережі, кореляційний аналіз, методи на базі узгоджених фільтрів та теорія класифікації [6]⁴⁾.

В [1] представлена методика оцінки технічного стану електрообладнання, заснована на створенні нечіткої, нелінійної авторегресійної моделі (NARX) об'єкта контролю в його справному технічному стані. При цьому модель має відображати зміну вхідних і вихідних параметрів об'єкту в усіх можливих експлуатаційних режимах роботи.

Прикладом спільного використання нейронної мережі та апарату нечіткої логіки є побудова адаптивних нейро-нечітких систем (ANFIS) [2]⁵⁾. Опис можливих експлуатаційних режимів роботи електрообладнання здійснюється за

¹⁾ [17] Дремін І.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование. – Успехи физических наук, 2001, т 171, № 5, с. 465-501.

²⁾ [18] Дубицкий Л.Г. Предвестники отказов в изделиях электронной техники.– М.: Радио и связь, 1989, 96 с.

³⁾ [26] Колпаков А. IGBT: инструкция по эксплуатации, или об уважительном отношении к силовой электронике. – Силовая электроника, 2007, № 1, с. 17-26.

⁴⁾ [6] Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения. – Успехи физических наук, 1996, № 166, с. 1145-1170.

⁵⁾ [2] Айзинов М.М. Избранные вопросы теории сигналов и цепей. – М.: Связь, 1971, 349 с.

допомогою бази „нечітких” правил. Для векторів входу і виходу об'єкта моделювання задаються символічні нечіткі змінні. На базі зареєстрованих вибірок реальних перехідних процесів справного електрообладнання створюються тренувальні, тестові та перевірочні бази даних для навчання адаптованої нейро-нечіткої мережі ANFIS.

Апарати нечіткої логіки та нейронних мереж використовуються для ідентифікації стану об'єкту в системах діагностики, які отримали назву активних експертних систем [14]¹⁾. В експертних системах ідентифікація стану об'єкту виконується шляхом співвіднесення наявних порушень в поведінці системи та причин їх виникнення з використанням таблиці асоціативних зв'язків між типами поведінки систем та діагнозами. При цьому використовуються наявні знання про структуру системи та її слабкі місця, на базі чого робиться припущення про несправності, сумісні з поточною поведінкою системи. В подібних експертних системах використовуються бази даних прецедентів [11,14]. Як прецедент розглядається опис проблеми в поєднанні з детальним вказанням дій, що були при цьому здійснені. Розв'язок в новій проблемній ситуації здійснюється шляхом знаходження подібного прецедента в минулому.

До недоліків методів діагностування, заснованих на застосуванні нейронних мереж, слід віднести потребу в швидкодіючих мікропроцесорних системах, те, що моделювання нейронної мережі є достатньо об'ємним, що збільшує вартість подібних систем, і крім того, навчена нейронна мережа не піддається будь-якій змістовній інтерпретації.

Нечітка логіка застосовується переважно для об'єктів, реакцію яких достатньо просто емпірично алгоритмізувати залежно від сигналів датчиків стану об'єкту діагностування. Однак, апарат нечіткої логіки не містить механізмів

¹⁾ [14] Денисов Ю.А. Абсолютная устойчивость стабилизаторов постоянного напряжения с квазирезонансными импульсными преобразователями, переключаемыми при нулевом токе. – Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силовая електроніка та енергоефективність”, 2000, Ч.1, с. 79-82.

навчання, тому результати його застосування суттєво залежать від виду функцій приналежності.

Одним із методів ідентифікації об'єктів є застосування до них теорії класифікаційного розподілу [7,8]. Перевагами даного методу є його орієнтованість на роботу з бінарними матрицями номінальних та рангових ознак, що спрощує процедуру обробки даних при використанні мікропроцесорних систем, недоліком – складність визначення ознак, за якими виконується класифікація об'єктів. У випадку використання як діагностичних показників струмів та напруг напівпровідникових перетворювачів, ознаками можуть бути амплітудні значення, тривалості імпульсів, фазові зсуви. При розгляді діагностичних показників не в часовій області, а в спектральній, як ознаки можуть розглядатися спектральні коефіцієнти. Такий перехід здійснюється, наприклад, з метою очищення реальних вимірних сигналів від шумів. Запропонована в [16] система діагностування містить блок попередньої фільтрації вимірних сигналів з використанням вейвлет-перетворення (див. рисунок 1.5).

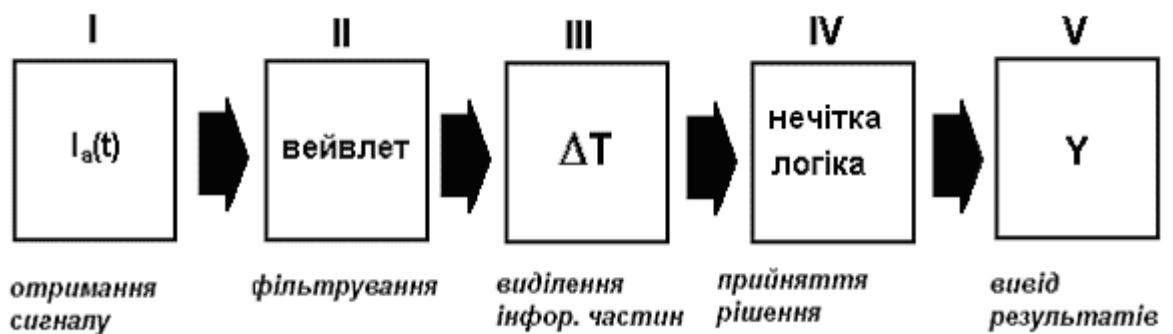


Рисунок 1.5 – Система діагностування на базі нечіткої логіки та вейвлет-перетворення

Застосування до сигналів спектральних перетворень дозволяє виконувати порівняння діагностичних показників в частотній області [6,13,17], наприклад, за допомогою перетворення Фур'є чи дискретних перетворень на кінцевих

інтервалах. Порівняння в часовій області здійснюється з використанням процедур апроксимації та інтерполяції поліномами [34]¹⁾, а в часо-частотній області – спеціальних методів ідентифікації [16,18] або представлення діагностичних показників у вигляді частотно-часової розгортки з використанням спектрального вейвлет-перетворення [13,15].

1.3 Спектральні методи в задачах діагностики

Спектральні перетворення сигналів широко використовуються при аналізі процесів в напівпровідникових перетворювачах та при побудові їх систем керування. Наприклад, базисні функції перетворення Уолша використовуються як апроксиматори дискретних сигналів, що комутуються перетворювачем в процесі широтно-імпульсної модуляції [13,12]. Перетворення Фур'є дозволяє представляти дані про сигнал у вигляді частотно-спектральної розгортки і аналізувати частотну інформацію, яка міститься в сигналі [5]²⁾. Воно широко використовується не лише для дослідження спектрального складу сигналів, але і для знаходження похідних дискретних функцій [22]³⁾.

Одним з основних недоліків перетворення Фур'є, який обумовив необхідність пошуку нових методів аналізу сигналів, є погана локалізація у часі його базисних функцій. Для виявлення характерних особливостей сигналів необхідно використовувати частотно-часове представлення сигналу, яке отримується або при застосуванні віконного перетворення Фур'є, або за допомогою вейвлет-перетворення. Перевагою вейвлет-перетворення порівняно з перетворенням Фур'є, є незалежність двох змінних – часу та частоти, що дозволяє в процесі аналізу збільшувати роздільну здатність за однією змінною без

¹⁾ [34] Теория и практика вейвлет-преобразования. Воробьев В.И., Грибунин В.Г.– Санкт-Петербург: Изд-во ВУС, 1999. – 208 с.

²⁾ [5] Артюхов В.Г., Лабзин К.В., Ионенко Д.В. Инструментарий для вейвлет-анализа выходных реакций нелинейных динамических систем –Электроника и связь, 2006, № 4, с.33-43

³⁾ [22] Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С. Преобразование дискретных сигналов на конечных интервалах в ориентированном базисе. – К.: Аверс, 2004, 274 с.

погіршення роздільної здатності за іншою [9]¹⁾. Ще однією перевагою вейвлет-перетворення є використання єдиної базисної функції. До недоліків можна віднести відсутність для переважної більшості вейвлетів аналітичного представлення у вигляді функції, однак ітераційні вирази, якими вони задаються, є простими для обчислення з використанням сучасної комп'ютерної бази.

Вейвлет-перетворення отримало широке застосування в різних галузях, таких як медицина, фізика, авіація (зокрема для дослідження зміни тиску в компресорі авіаційного двигуна з плином часу), біології, в задачах стиснення даних [37]²⁾.

Все активніше апарат вейвлет-перетворення використовується в задачах діагностики [10, 23], зокрема для ідентифікації дефектів при реалізації такого методу неруйнівного контролю як магнітний метод полів розсіювання [19].

Завдяки своїм властивостям вейвлет-перетворення використовується як проміжний етап обробки діагностичних даних, отриманих від датчиків, наприклад, для очищення цих даних від шумів або для виявлення високочастотних пульсацій напруги, характерних для промислових середовищ та для фазних напруг двигунів, що живляться від інверторів [26]. Іншою сферою застосування вейвлетів є отримання декількох рівнів сигналу залежно від частотних діапазонів, та вибору тих з них, які дозволяють найбільш точно визначити появу несправності [32]³⁾. Вейвлет пакети лягли в основу нової цифрової технології захисту трансформаторів, яка заснована на отриманні прямої числової залежності між сигналом аварійного струму та сигналом передаварійної напруги [11,13], а також використовуються для виділення корисного сигналу в високошвидкісних домашніх комунікаційних мережах, побудованих з використанням силових ліній [13,14]. Вейвлет-перетворення використовується з метою виявлення нестационарностей в нарузі мережі, викликаних роботою

¹⁾ [9] Бурков В.Н., Новиков Д.А. Теория активных систем: состояние и перспективы. – М.: СИНТЕГ, 1999.

²⁾ [37] Шищенко В.А., Любимов В.В., Иванова Т.И. Обработка сигнала на основе вейвлет-спектра. – Автоматизация и современные технологии, 2002, №1, с.3-7.

³⁾ [32] Слесарев Д.А. Вейвлет-преобразование для обнаружения и оценки параметров дефектов – Контроль. Диагностика, 2006, №1, с.25-28.

потужних суттєво нелінійних споживачів електроенергії в моменти їх вмикання, вимикання чи у випадку виникнення аварійних ситуацій [17]. Застосування вейвлет-перетворення до таких сигналів дозволяє розпізнавати неоднорідності в часовому та частотному просторах, і формувати відповідний сигнал для коригуючих пристроїв.

В перетворювальній техніці вейвлет-перетворення використовується для визначення оптимальної частоти комутації вентилів у перетворювачах з ШІМ та лягло в основу побудови систем керування цими перетворювачами [15].

Вейвлет-перетворення використовується для аналізу наближених розв'язків систем рівнянь, що використовуються при дослідженні хаосу, статистичних та періодичних нелінійних динамічних систем [29]¹⁾. Наближені (числові) розв'язки розглядаються як сигнал, який має бути досліджений на різних рівнях розкладання за допомогою лінійного дискретного вейвлет-перетворення. Сигнал розкладається на декілька компонент і далі, згідно зі схемою лінійної апроксимації вейвлет-перетворення, аналіз сигналу обмежується декількома спектральними коефіцієнтами. Спектральні коефіцієнти тісно пов'язані зі схемою кінцевих різниць і містять інформацію про властивості початкових даних першого та другого порядку. Зокрема коефіцієнти деталізації для різних масштабів володіють певними властивостями кореляції, які характеризують разом із функцією інформації Шенона хаос, стохастичність та періодичність.

З точки зору аналізу процесів в напівпровідникових перетворювачах цікавим є застосування вейвлет-перетворення для знаходження похідних від функції та для представлення різних операторів, в тому числі і операторів диференціювання. Інтерес викликаний тим, що найбільш повно ці процеси описуються диференційними рівняннями різних порядків, причому при зростанні порядку рівняння збільшується складність знаходження його розв'язку. Крім того, оператори диференціювання використовуються і для визначення чутливості

¹⁾ [29] Кудрявцев В.Б. Теория тестового распознавания. – Дискретная математика, 2006, т.18, № 3, с. 3-34.

процесів у перетворювачі до зміни його параметрів. Коефіцієнти розкладання, що отримуються при застосуванні вейвлет-перетворення, несуть інформацію про низькочастотні та високочастотні складові сигналу, тобто про його середнє значення та швидкість зміни. Фактично коефіцієнти розкладання на малих масштабах є результатом взяття похідних від сигналу, а на великих масштабах – результатом його інтегрування.

Система функцій Хаара є базисом власних елементів оператора часу, який визначається в статистичній фізиці [5]. При цьому оператор часу для системи Хаара є оператором множення на координату і після застосування до нього відповідного перетворення переходить в еквівалентний йому диференційний оператор першого порядку (оператор типу імпульс). При переході від неперервної похідної до її дискретного аналогу у вигляді різницевого рівняння $\frac{di}{dt} = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\Delta i}{\Delta t}$, де $\Delta i(kT) = i([k + 1]T) - i(kT)$, $\Delta t = T$, розрахунок першої похідної від функції можна розглядати як застосування до цієї функції відповідного оператора на базі функцій Хаара.

Диференціювання дискретних сигналів виконується також за допомогою вейвлет-перетворення Мейера [15]. При цьому, похідна функції-оригіналу записується як лінійна комбінація похідних від вейвлетів Мейера.

Для роботи з операторами в вейвлет-базисі використовується їх матричне представлення. Заданий оператор T описується набором його матричних елементів за вейвлет базисом [19]. На цьому засновано розв'язання нелінійних диференційних рівнянь в часткових похідних з використанням вейвлет-перетворень [27, 28].

Широкі можливості вейвлет-перетворення обумовили його використання для розв'язання багатьох задач. Однак для отримання бажаних результатів при мінімальних затратах необхідно при вирішенні конкретної задачі обирати найбільш зручний вид вейвлет-перетворення. Сучасні пакети прикладних програм

Незважаючи на достатньо широке застосування вейвлетів в різних областях науки та техніки, вейвлет аналіз і досі залишається досить суб'єктивним, оскільки не існує чіткого алгоритму вибору оптимального вейвлету, який би найкраще відповідав конкретному сигналу. Одна з практичних рекомендацій щодо вибору вейвлету це те, що для кожного конкретного сигналу необхідно вибирати вейвлет з найбільш подібної до нього вейвлетутворюючою функцією і на її основі будувати відповідний базис. В цьому випадку спектр сигналу буде найбільш вузьким, оскільки його розкладання по вейвлетах по суті є розкладанням саме по базису сигналу, тобто до нього застосовується узгоджений фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ) у вигляді вейвлетоутворюючої функції. У випадку застосування вейвлет-перетворення з метою очищення сигналу від шумів рекомендується при співвідношенні сигнал/шум $q_0 \geq 1$ використовувати як дискретне, так і неперервне вейвлет перетворення, при $10^{-3} < q_0 < 1$ – застосовувати вейвлет пакети, а при $q_0 \leq 10^{-4}$ – або модифікувати існуючі вейвлети, або шукати інші підходи до розв'язання задачі виділення сигналу з шуму та його аналізу.

Як видно з табл. 1.4, найбільшими перевагами володіють ортогональні вейвлети з компактним носієм, тому доцільно при побудові нового вейвлет-перетворення використовувати функції, що формують ортогональний базис. Іншою вимогою є скінченність інтервалу визначення базисних функцій.

Застосування вейвлет-перетворення для аналізу часових залежностей струмів і напруг напівпровідникових перетворювачів обумовлює необхідність вибору різних за формою та інтервалом визначення базисних функцій.

Такими функціями є базисні функції симетричного перетворення на кінцевих інтервалах (СКІ-перетворення) [34]. СКІ-перетворення оперує виключно з дійними значеннями дискретних функцій і при цьому має m різних значень

базисних функцій на інтервалі визначення $N=m^n$. Завдяки цьому знижується трудомісткість обчислень, порівняно з перетворенням Хартлі (див. рисунок 1.6) [24]¹⁾.

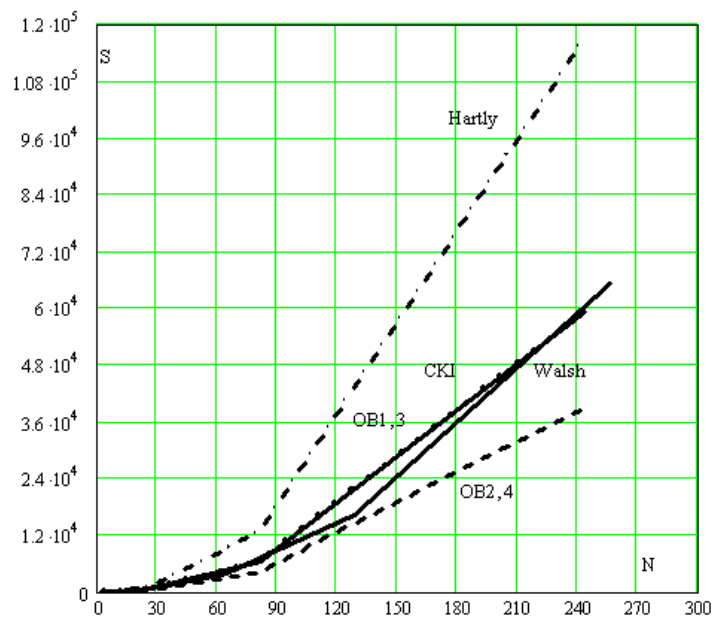


Рисунок 1.6. – Залежність кількості операцій S від інтервалу визначення N функції

Крім того, обсяг машинної пам'яті, необхідний для зберігання значень базисних функцій СКІ-перетворення, в $\frac{N}{m} = m^{n-1}$ разів менше порівняно з перетвореннями Фур'є та Хартлі.

СКІ-перетворення узагальнює перетворення дискретних функцій з аргументом, заданим на кінцевому інтервалі (див. рисунок 1.7).

m \ n	1	2	3	4
2	<div style="display: flex; align-items: center; justify-content: center;"> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; margin-right: 10px;">Хартлі</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px; margin-right: 10px;">Уолша</div> <div style="border: 1px solid black; padding: 5px;">СКІ</div> </div>				
3					
4					
5					
....					

¹⁾ [24] Замараев К.С. Диагностика состояния подшипников качения по спектру вибросигнала. – Контроль. Диагностика, 2015, № 11, с. 28-29.

Рисунок 1.7 – Інтервали визначення аргументів базисних функцій перетворень на кінцевих інтервалах

Однією з властивостей СКІ-перетворення, яка обумовлює використання його базисних функцій при побудові вейвлет-перетворення, є рівність нулю середнього значення цих функцій, що є однією з вимог в вейвлет-аналізу. Ортогональність системи базисних функцій СКІ-перетворення дозволяє побудову як прямого, так і зворотного перетворення на їх базі [34].

Зважаючи на все вище сказане, доцільним є об'єднання позитивних якостей дискретного вейвлет-перетворення та СКІ-перетворення при розробці нового спектрального перетворення на їх базі, придатного для застосування в задачах діагностування напівпровідникових перетворювачів.

Можна зробити висновок:

1. Існування залежних відмов в напівпровідникових перетворювачах ускладнює процес діагностування, тому актуальною є задача передбачення виникнення відмов елементів, зокрема таких, що обумовлені поступовою зміною їх параметрів.

2. Часові залежності струмів і напруг доцільно розглядати як діагностичні показники, що характеризують стан перетворювачів, внаслідок їх залежності від параметрів елементів.

3. Застосування вейвлет аналізу часових залежностей струмів та напруг в задачах діагностування напівпровідникових перетворювачів обумовлено можливістю локалізації в просторі та часі характерних особливостей сигналів.

4. Вимоги збільшення обсягу інформації про об'єкт діагностування, зменшення тривалості обчислень та прискорення процесу діагностування обумовлюють необхідність розробки нового дискретного вейвлет-перетворення функцій дійсного m -ічного аргументу.

2 ДІАГНОСТИКА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З ЗАЛУЧЕННЯМ ТЕОРІЇ КЛАСИФІКАЦІЇ

2.1 Класифікація станів перетворювача на базі вейвлет-спектрів

При діагностиці напівпровідникових перетворювачів метою класифікації є визначення приналежності поточного стану перетворювача до одного з L відомих для даного перетворювача класів. Основою для класифікації є вейвлет-спектри часових залежностей струмів та напруг перетворювача, побудовані із застосуванням СКІ-ВП ЗС та СКІ-ВП ПС. Об'єктами класифікації є стани перетворювача, їх ознаками – коефіцієнти вейвлет-спектрів. Класифікація виконується із застосуванням понять номінальних ознак та бінарних відносин. Попередньо кожному стану перетворювача присвоюється деякий порядковий номер $z = 1, 2, \dots, L$. Поточному стану, який необхідно класифікувати, присвоюється номер $(L + 1)$.

Алгоритм класифікації відомих станів та ідентифікації поточного стану перетворювача наведений на рисунку 2.1.



Рисунок 2.1 – Алгоритм класифікації та ідентифікації станів
напівпровідникового перетворювача

При виконанні класифікації на базі вейвлет-спектрів СКІ-ВП ЗС застосовуються умовні позначення, наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Умовні позначення для випадку класифікації за вейвлет-спектрами СКІ-ВП ЗС

Умовне позначення	Пояснення
z	Порядковий номер стану напівпровідникового перетворювача: $z = \overline{1, L+1}$
K	Кількість дискретних відліків часової залежності напруги або струму
x	Номер дискретного відліку часової залежності
f_x^z	Значення x -го відліку часової залежності у стані z
N	Інтервал визначення вейвлет-базисної функції: $N = \overline{1, K}$
τ	Інтервал зсуву вейвлет-базисної функції: $\tau = \overline{0, K-1}$
ψ_{xN}^τ	Значення x -го відліку вейвлет-базисної функції, визначеної на інтервалі N та зміщеної на інтервал τ
$\mathbf{Y}, y_{\tau N}^z$	Вейвлет-спектр та його коефіцієнти, розраховані для z -го стану перетворювача з використанням вейвлет-базисної функції, визначеної на інтервалі N та зсунутої на інтервал τ
V	Кількість піддіапазонів розбиття значень вейвлет-коефіцієнтів
v	Кількість елементів в піддіапазоні
$\mathbf{Y}^*, y_{\tau N}^{z*}$	Вейвлет-спектр та вейвлет-коефіцієнти після заміни значень коефіцієнтів номерами піддіапазонів, до яких вони належать
$\mathbf{P}_{\tau N}$	Номинальні матриці – матриці <u>номинальних</u> ознак розмірністю $(L+1) \times (L+1)$, побудовані для $N = \overline{0, K}$ при $\tau = const$
$\mathbf{A}_\tau, \mathbf{A}_N$	Матриці зв'язку, побудовані відповідно при здійсненні вибірки по τ та по N

\mathbf{A}_Σ	Узагальнена матриця зв'язку – формується шляхом підсумовування елементів матриць зв'язку \mathbf{A}_τ або \mathbf{A}_N для всіх значень $\tau = \overline{0, K-1}$ та $N = \overline{0, K}$
---------------------	--

Розглянемо детальніше етапи класифікації (див. формулу 2.1).

Етап 1. При застосуванні СКІ-ВП ЗС для випадку використання матриць вейвлет-базисних функцій вигляду \mathbf{F}_τ (2.6) формується матриця вейвлет-коефіцієнтів розмірністю $K \times K$:

$$\mathbf{Y}_z = \begin{array}{c} \tau=0 \\ 1 \\ \dots \\ K-1 \end{array} \begin{array}{c} N=1 \\ 2 \\ \dots \\ K \end{array} \begin{array}{|c|c|c|c|} \hline y^{z_{01}} & y^{z_{02}} & \dots & y^{z_{0K}} \\ \hline y^{z_{11}} & y^{z_{12}} & \dots & y^{z_{1K}} \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline y^{z_{(K-1)1}} & y^{z_{(K-1)2}} & \dots & y^{z_{(K-1)K}} \\ \hline \end{array} = \left[y_{\tau N}^z \right]_{\substack{\tau=\overline{0, K-1} \\ N=\overline{1, K}}}^{\tau=\overline{0, K-1}}, \quad (2.1)$$

для кожного стану $z = \overline{1, L+1}$.

Етап 2. Для спрощення процесу порівняння весь діапазон значень вейвлет-коефіцієнтів матриць \mathbf{Y}_z розбивається на піддіапазони, кожному з яких присвоюється порядковий номер. Одним з варіантів є розбиття на піддіапазони однакової тривалості з присвоєнням номерів від 0 до V в порядку зростання значень коефіцієнтів. При цьому першим елементом нульового піддіапазону вважається мінімальний елемент в матриці \mathbf{Y}_z , а останнім елементом V -го піддіапазону є максимальний елемент. Кількість елементів в кожному піддіапазоні v визначається розкидом значень вейвлет-коефіцієнтів та бажаною точністю класифікації.

Інший підхід полягає у використанні змінного кроку при розбитті на піддіапазони. Така необхідність може виникнути у випадку, коли відмінність між значеннями вейвлет-коефіцієнтів вимірюється порядками, а їх кількість значно відрізняється для різних піддіапазонів.

Після визначення меж кожного піддіапазону всім елементам матриці вейвлет-коефіцієнтів \mathbf{Y}_z ставиться у відповідність номер піддіапазону, до якого він належить. В результаті, формуються модифіковані матриці вейвлет-коефіцієнтів, елементами яких $y_{\tau N}^{z*}$ є номери відповідних піддіапазонів:

$$\mathbf{Y}_z^* = \left[y_{\tau N}^{z*} \right]_{N=1, \overline{K}}^{\tau=0, \overline{K-1}}, \quad (2.2)$$

де $y_{\tau N}^{z*} = \overline{0, V}$, $z = \overline{1, L+1}$.

Крім того, для забезпечення можливості розширення діапазону числових значень, використовуються як додатні, так і від'ємні номери піддіапазонів, які в свою чергу відповідають додатнім та від'ємним значенням вейвлет-коефіцієнтів. При цьому поява нових коефіцієнтів, значення яких виходить за межі існуючого діапазону, призведе лише до появи додаткових піддіапазонів у додатному чи від'ємному напрямку і не потребуватиме нового розбиття вже існуючого діапазону значень та зміни нумерації піддіапазонів в ньому.

Етап 3. Для спрощення процесу порівняння вейвлет-спектрів, що характеризують різні стани перетворювача, з усіх матриць \mathbf{Y}_z^* вибираються вейвлет-коефіцієнти, що відповідають одному значенню τ чи N .

Оскільки ці дві змінні є незалежними, то вибірка здійснюється лише за однією з них. Надалі розглядається змінна τ , а для змінної N процедура буде аналогічною. Результатом вибірки по τ для матриць \mathbf{Y}_z^* (2.2) є класифікаційна таблиця виду таблиця 2.2, яка формується з відповідних рядків матриць і дозволяє кількісно оцінити подібність вейвлет-спектрів, використовуючи поняття номінальної ознаки.

Класифікаційна таблиця містить інформацію про спектри дискретних функцій для L станів перетворювача. Вона зберігається в базі даних і

використовується для знаходження міри близькості спектру поточної часової залежності та залежностей, що відповідають різним станам перетворювача.

Таблиця 2.2 – Класифікаційна таблиця

Інтервал зсуву	Номер стану, z	Інтервал визначення вейвлет-базисної функції			
		$N=1$	2	..	K
$\tau = 0$	1	y_{01}^{1*}	y_{02}^{1*}	...	y_{0K}^{1*}
	2	y_{01}^{2*}	y_{02}^{2*}	...	y_{0K}^{2*}

	L	y_{01}^{L*}	y_{02}^{L*}	...	y_{0K}^{L*}
$\tau = 1$	1	y_{11}^{1*}	y_{12}^{1*}	...	y_{1K}^{1*}
	2	y_{11}^{2*}	y_{12}^{2*}	...	y_{1K}^{2*}

	L	y_{11}^{L*}	y_{12}^{L*}	...	y_{1K}^{L*}
...
$\tau = K-1$	1	$y_{(K-1)1}^{1*}$	$y_{(K-1)2}^{1*}$...	$y_{(K-1)K}^{1*}$
	2	$y_{(K-1)1}^{2*}$	$y_{(K-1)2}^{2*}$...	$y_{(K-1)K}^{2*}$

	L	$y_{(K-1)1}^{L*}$	$y_{(K-1)2}^{L*}$...	$y_{(K-1)K}^{L*}$

Для класифікації поточного стану до класифікаційної таблиці (див. таблицю 2.2) для кожного значення τ додається рядок з номером $(L+1)$, сформований за результатами розрахунку вейвлет-спектру СКІ-ВП ЗС для поточної часової залежності струму чи напруги.

Етап 4. На базі класифікаційної таблиці (див. таблицю 2.2) складаються матриці номінальних ознак (або номінальні матриці) шляхом почергового

порівняння елементів N -ї колонки таблиці, що відповідають одному значенню τ , але різним станам перетворювача z (наприклад, для $\tau = 0$, $N = 1$, $z = \overline{1, L}$).

Порівняння виконується згідно зі співвідношенням для номінальних ознак. В загальному випадку, для кожного значення τ формується K номінальних матриць розмірністю $L \times L$:

$$\mathbf{P}_{\tau N} = \begin{bmatrix} P_{11}^{\tau N} & P_{12}^{\tau N} & \dots & P_{1L}^{\tau N} \\ P_{21}^{\tau N} & P_{22}^{\tau N} & \dots & P_{2L}^{\tau N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{L1}^{\tau N} & P_{L2}^{\tau N} & \dots & P_{LL}^{\tau N} \end{bmatrix} = \left[P_{ij}^{\tau N} \right]_{i,j=\overline{1,L}}^{\tau=const}, \quad (2.3)$$

елементи яких розраховуються наступним чином:

$$P_{ij}^{\tau N} = \begin{cases} 1, & y_{\tau N}^{i*} = y_{\tau N}^{j*} \\ 0, & y_{\tau N}^{i*} \neq y_{\tau N}^{j*} \end{cases}, \quad (2.4)$$

де $y_{\tau N}^{i*}, y_{\tau N}^{j*}$ – елементи модифікованих матриць вейвлет-коефіцієнтів \mathbf{Y}_z^* для $z=i$ та $z=j$ станів перетворювача.

Етап 5. Міри близькості станів перетворювача для фіксованого значення τ визначаються шляхом підсумовування номінальних матриць $\mathbf{P}_{\tau N}$ (2.3), отриманих для різних значень N .

Результатом складання є матриця зв'язку \mathbf{A}_τ розмірністю $L \times L$:

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} a_{11}^\tau & a_{12}^\tau & \dots & a_{1L}^\tau \\ a_{21}^\tau & a_{22}^\tau & \dots & a_{2L}^\tau \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{L1}^\tau & a_{L2}^\tau & \dots & a_{LL}^\tau \end{bmatrix} = \left[a_{ij}^\tau \right] \Big|_{i,j=\overline{1,L}}, \quad (2.5)$$

елементи якої a_{ij}^τ визначають міру зв'язку станів i та j :

$$a_{ij}^\tau = \sum_{N=1}^K p_{ij}^{\tau N}. \quad (2.6)$$

Загальна кількість матриць зв'язку, що розраховуються на даному етапі, складає K , оскільки $\tau = \overline{0, K-1}$.

Етап 6. Класифікація станів напівпровідникового перетворювача здійснюється за узагальненою матрицею зв'язку \mathbf{A}_Σ :

$$\mathbf{A}_\Sigma = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1L} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2L} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{L1} & a_{L2} & \dots & a_{LL} \end{bmatrix} = \left[a_{ij} \right] \Big|_{i,j=\overline{1,L}}, \quad (2.7)$$

елементи якої a_{ij} визначаються як сума відповідних елементів матриць \mathbf{A}_τ :

$$a_{ij} = \sum_{\tau=0}^{K-1} a_{ij}^\tau. \quad (2.8)$$

Задаючись граничними значеннями коефіцієнтів a_{ij} для кожного класу, виконується розподіл відомих станів перетворювача за класами. При цьому, чим більшим є значення коефіцієнту a_{ij} , тим більш подібними є відповідні стани i та j .

Етап 7. Цей етап передбачає, що розбиття станів перетворювача на класи вже виконано і визначається лише приналежність $(L+1)$ -го стану до одного з цих класів. При цьому на етапах 4, 5, 7 використовуються спрощені матриці $\mathbf{P}_{\tau N}$, \mathbf{A}_{τ} , \mathbf{A}_{Σ} , які дозволяють визначити міру близькості поточного стану $(L+1)$ та всіх відомих станів $z = \overline{1, L}$. Спрощені матриці формуються згідно виразів (2.3) - (2.8) у вигляді вектор-колонок наступного вигляду:

$$\mathbf{P}_{\tau N} = \begin{bmatrix} p_{1(L+1)}^{\tau N} \\ p_{2(L+1)}^{\tau N} \\ \dots \\ p_{(L+1)(L+1)}^{\tau N} \end{bmatrix} = \left[p_{i(L+1)}^{\tau N} \right]_{i=\overline{1, L+1}}^{\tau=const}, \quad p_{i(L+1)}^{\tau N} = \begin{cases} 1, & y_{\tau N}^{i*} = y_{\tau N}^{(L+1)*} \\ 0, & y_{\tau N}^{i*} \neq y_{\tau N}^{(L+1)*} \end{cases}. \quad (2.9)$$

$$\mathbf{A}_{\tau} = \begin{bmatrix} a_{1(L+1)}^{\tau} \\ a_{2(L+1)}^{\tau} \\ \dots \\ a_{(L+1)(L+1)}^{\tau} \end{bmatrix} = \left[a_{i(L+1)}^{\tau} \right]_{i=\overline{1, L+1}}^{\tau=const}, \quad a_{i(L+1)}^{\tau} = \sum_{N=1}^K p_{i(L+1)}^{\tau N}. \quad (2.10)$$

$$\mathbf{A}_{\Sigma} = \begin{bmatrix} a_{1(L+1)} \\ a_{2(L+1)} \\ \dots \\ a_{(L+1)(L+1)} \end{bmatrix} = \left[a_{i(L+1)} \right]_{i=\overline{1, L+1}}, \quad a_{i(L+1)} = \sum_{\tau=0}^{K-1} a_{i(L+1)}^{\tau}. \quad (2.11)$$

Максимальний з елементів узагальненої матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ (2.11) визначає i -й стан перетворювача, найбільш близький до поточного.

В узагальненому вигляді алгоритм класифікації станів перетворювача для випадку класифікації за значенням зсуву τ містить наступні кроки:

1. Для дискретних функцій-оригіналів (часових залежностей) струмів та напруг, що відповідають L відомим станам перетворювача та деякому поточному стану $(L+1)$, будуються вейвлет-спектри СКІ-ВП ЗС \mathbf{Y}_z , $z = \overline{1, L+1}$, за формулами (2.7) – (2.13).

2. Весь діапазон значень спектральних коефіцієнтів розбивається на V піддіапазонів та формуються модифіковані матриці \mathbf{Y}_z^* за виразом (2.2).

3. Здійснюються вибірки значень вейвлет-коефіцієнтів матриць \mathbf{Y}_z^* для фіксованих значень інтервалу зсуву вейвлет-базисних функцій τ , та всіх значень інтервалу визначення $N = \overline{1, K}$, на основі яких будується класифікаційна таблиця (див. таблицю 2.2).

4. Розраховуються номінальні матриці $\mathbf{P}_{\tau N}$ згідно (2.3) – (2.4) при класифікації станів або спрощені номінальні матриці (2.9) при ідентифікації поточного стану.

5. Розраховуються матриці зв'язку \mathbf{A}_τ для $\tau = \overline{0, K-1}$ за формулами (2.5) – (2.6) або спрощені матриці (2.10).

6. Формується узагальнена матриця зв'язку \mathbf{A}_Σ (2.7) – (2.8) для всіх станів або спрощена узагальнена матриця зв'язку для поточного стану (2.11).

7. Визначаються найбільш подібні стани напівпровідникового перетворювача з номерами i та j , для яких елемент a_{ij} матриці \mathbf{A}_Σ є максимальним.

Розглянемо наведений алгоритм на прикладі аналізу часових залежностей струму конденсатора I_C автономного інвертора струму (див. рисунок 1.2).

Серед часових залежностей, отриманих в процесі моделювання даної схеми

[37], для класифікації обираються дискретизовані залежності струму конденсатора (див. рисунок 2.2) для станів, перерахованих в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 – Перелік станів АІС, що підлягають класифікації

Номер стану, z	Назва стану перетворювача	Номер рисунка
1	справний	4.2,а
2	пробій конденсатора	4.2,б
3	пробій індуктора	4.2,в
4	невмикання тиристора	4.2,г
5	короткочасне спотворення форми струму I_C (1 відлік)	4.2,д
6	короткочасне спотворення форми струму I_C (3 відліки)	4.2,е

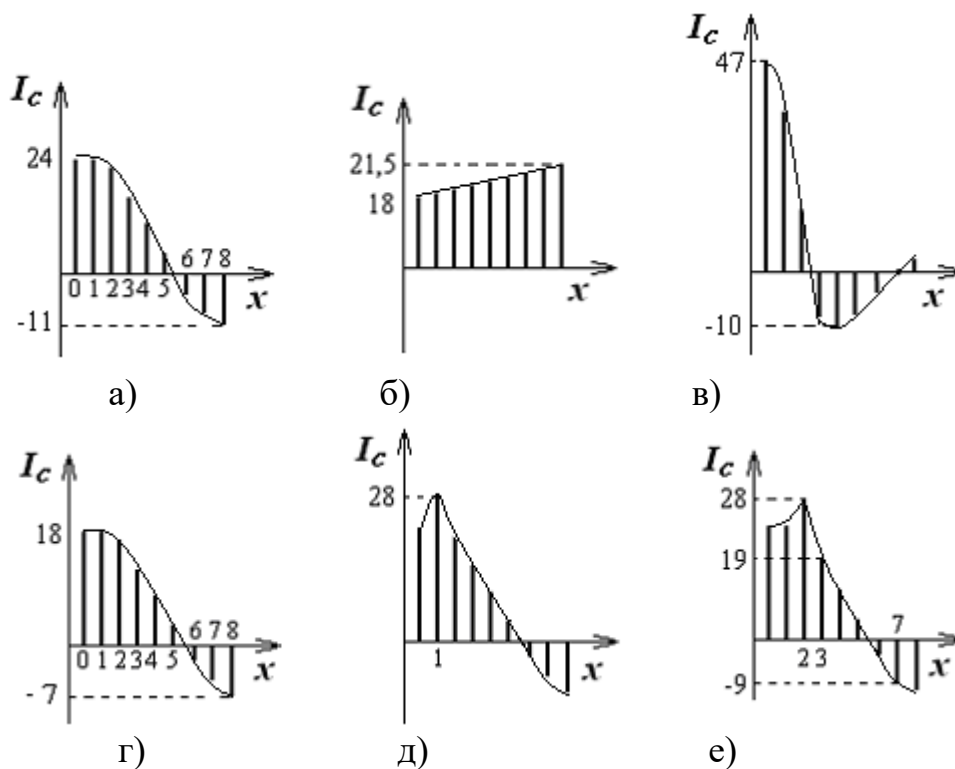


Рисунок 2.2 – Часові залежності струму конденсатора АІС для різних станів перетворювача

Згідно таблиці 2.3 розглядається 6 станів АІС, отже $z = \overline{1,6}$. Стани №5 та №6 (див. таблицю 2.3) відповідають випадкам, коли часові залежності струму конденсатора I_C мають короткочасні спотворення форми, що однак не свідчить

про настання аварії. Відмінність даних режимів полягає у кількості відліків, в яких значення струму I_C відрізняються від відповідних значень для справного стану перетворювача.

Часові залежності, зображені на рисунку 2.2, мають $K=9$ відліків. Процес класифікації розглядається поетапно згідно рисунку 2.1.

Етап 1. З використанням 9 вейвлет-базисних функцій, визначених на інтервалах $N = \overline{1,9}$, формується базис СКІ-ВП ЗС, до функцій якого застосовується циклічний зсув. Формуються матриці вейвлет-базисних функцій F_τ розмірністю 9×9 і розраховуються вейвлет-спектри Y_z вигляду (2.1):

$$Y_z = \begin{bmatrix} y_{01}^z & y_{02}^z & y_{03}^z & y_{04}^z & y_{05}^z & y_{06}^z & y_{07}^z & y_{08}^z & y_{09}^z \\ y_{11}^z & y_{12}^z & y_{13}^z & y_{14}^z & y_{15}^z & y_{16}^z & y_{17}^z & y_{18}^z & y_{19}^z \\ y_{21}^z & y_{22}^z & y_{23}^z & y_{24}^z & y_{25}^z & y_{26}^z & y_{27}^z & y_{28}^z & y_{29}^z \\ y_{31}^z & y_{32}^z & y_{33}^z & y_{34}^z & y_{35}^z & y_{36}^z & y_{37}^z & y_{38}^z & y_{39}^z \\ y_{41}^z & y_{42}^z & y_{43}^z & y_{44}^z & y_{45}^z & y_{46}^z & y_{47}^z & y_{48}^z & y_{49}^z \\ y_{51}^z & y_{52}^z & y_{53}^z & y_{54}^z & y_{55}^z & y_{56}^z & y_{57}^z & y_{58}^z & y_{59}^z \\ y_{61}^z & y_{62}^z & y_{63}^z & y_{64}^z & y_{65}^z & y_{66}^z & y_{67}^z & y_{68}^z & y_{69}^z \\ y_{71}^z & y_{72}^z & y_{73}^z & y_{74}^z & y_{75}^z & y_{76}^z & y_{77}^z & y_{78}^z & y_{79}^z \\ y_{81}^z & y_{82}^z & y_{83}^z & y_{84}^z & y_{85}^z & y_{86}^z & y_{87}^z & y_{88}^z & y_{89}^z \end{bmatrix} = \left[y_{\tau N}^z \right] \Big|_{N=\overline{1,9}}^{\tau=\overline{0,8}}.$$

Для струму I_C , що відповідає справному стану перетворювача (див. рисунок 2.2,а), нормований за максимальним коефіцієнтом вейвлет-спектр СКІ-ВП ЗС має вигляд:

$$Y_1 = \begin{bmatrix} 0.219 & 0 & 0.025 & 0.082 & 0.163 & 0.356 & 0.405 & 0.72 & 1 \\ 0.219 & 0.018 & 0.08 & 0.155 & 0.255 & 0.478 & 0.535 & 0.82 & 0.549 \\ 0.2 & 0.046 & 0.108 & 0.2 & 0.319 & 0.524 & -0.594 & 0.474 & 0.009 \\ 0.155 & 0.046 & 0.133 & 0.237 & 0.349 & 0.498 & 0.52 & 0.018 & -0.628 \\ 0.109 & 0.064 & 0.151 & 0.237 & 0.324 & -0.037 & 0.026 & -0.465 & -0.627 \\ 0.046 & 0.064 & 0.126 & 0.191 & 0.037 & -0.63 & -0.565 & -0.929 & -0.548 \\ -0.018 & 0.046 & 0.095 & -0.2 & -0.523 & -0.611 & -0.841 & -0.647 & -0.372 \\ -0.064 & 0.036 & -0.399 & -0.601 & -0.673 & -0.489 & -0.612 & -0.237 & 0.078 \\ -0.1 & -0.319 & -0.319 & -0.301 & -0.253 & -0.089 & -0.068 & 0.246 & 0.557 \end{bmatrix}$$

Етап 2. Нормування вейвлет-спектрів Y_z за максимальним в межах кожного спектру коефіцієнтом, дозволяє виконувати розбиття на 21 піддіапазон, як показано в таблиці 2.4, де для кожного піддіапазону вказується значення його першого елементу.

Таблиця 2.4 – Розбиття на піддіапазони множини значень коефіцієнтів нормованих вейвлет-спектрів струму АІС

Піддіапазони					
Елементи	Номер	Елементи	Номер	Елементи	Номер
-1...	0	-0,3 ...	7	0,4 ...	14
-0,9 ...	1	-0,2 ...	8	0,5 ...	15
-0,8 ...	2	-0,1 ...	9	0,6 ...	16
-0,7 ...	3	0 ...	10	0,7 ...	17
-0,6 ...	4	0,1 ...	11	0,8 ...	18
-0,5 ...	5	0,2 ...	12	0,9 ...	19
-0,4 ...	6	0,3 ...	13	1 ...	20

Для матриці вейвлет-коефіцієнтів Y_1 формується модифікована матриця Y_1^* згідно (2.2):

$$Y_z^* = \left[y_{\tau N}^{z*} \right]_{N=1,9}^{\tau=0,8},$$

	$N=1$	2	3	4	5	6	7	8	9
--	-------	---	---	---	---	---	---	---	---

$$Y_1^* =$$

$\tau = 0$	12	10	10	10	11	13	14	17	20
1	12	10	10	11	12	14	15	18	15
2	12	10	11	12	13	15	4	14	10
3	11	10	11	12	13	14	15	10	3
4	11	10	11	12	12	9	10	5	3
5	10	10	11	11	10	3	4	0	4
6	9	10	10	8	4	3	1	3	6
7	9	10	6	3	3	5	3	7	10
8	9	6	6	6	7	9	9	12	15

Етап 3. Класифікація виконується для всіх шести станів, однак стани 5 та 6 використовуються по чергово як поточні. Класифікаційна таблиця (див. таблицю 2.2) містить 9 блоків для різних значень $\tau = \overline{0,8}$ по 6 рядків в кожному ($z = \overline{1,6}$) та 9 колонок для різних N ($N = \overline{1,9}$). Таблиця 2.5 є класифікаційною таблицею для значень $\tau = 0;8$.

Таблиця 2.5 – Класифікаційна таблиця для АІС

Інтервал зсуву, τ	Номер стану, z	Інтервал визначення вейвлет-базисної функції, N								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	1	12	10	10	10	11	13	14	17	20
	2	18	9	9	9	9	8	8	6	5
	3	13	11	13	15	16	17	18	16	15
	4	12	10	10	10	11	12	13	16	20
	5	12	9	10	11	12	13	14	17	20
	6	12	10	9	10	11	13	14	17	20
...
8	1	9	6	6	6	7	9	9	12	15
	2	20	11	11	11	10	10	9	8	7
	3	9	9	9	6	3	7	4	15	14
	4	9	6	6	6	7	8	8	11	14
	5	9	6	6	6	7	9	9	12	15
	6	9	7	7	6	6	9	8	12	15

Етап 4. За класифікаційною таблицею (див. таблицю 2.5) згідно з (2.4) формуються номінальні матриці (2.3) для $N = \overline{1,9}$ та $\tau = \overline{0,8}$:

$$\mathbf{P}_{\tau N} = \left[p_{ij}^{\tau N} \right]_{i,j=\overline{1,6}}^{\tau=const}.$$

Для значення $\tau = 0$ номінальні матриці згідно з таблиці 4.5 виглядатимуть наступним чином:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{01} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{02} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{03} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{P}_{04} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{05} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{06} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{P}_{07} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{08} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{P}_{09} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Для кожного значення τ формується по 9 номінальних матриць.

Етап 5. Відповідно до виразів (2.5) – (2.6) розраховуються міри близькості станів a_{ij}^{τ} для значень $\tau = \overline{0,8}$ та формуються матриці зв'язку \mathbf{A}_{τ} :

$$a_{ij}^{\tau} = \sum_{N=1}^9 p_{ij}^{\tau N}, \mathbf{A}_{\tau} = \left[a_{ij}^{\tau} \right]_{i,j=\overline{1,6}}^{\tau=const}.$$

Для значення $\tau = 0$ відповідна матриця зв'язку виглядає наступним чином:

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 9 & 0 & 0 & 6 & 6 & 8 \\ 0 & 9 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 9 & 1 & 0 & 0 \\ 6 & 0 & 1 & 9 & 3 & 5 \\ 6 & 1 & 0 & 3 & 9 & 5 \\ 8 & 1 & 0 & 5 & 5 & 9 \end{bmatrix}.$$

Згідно з отриманою матрицею \mathbf{A}_0 до першого стану найбільш подібними є шостий, четвертий та п'ятий (в порядку зменшення подібності). Про це свідчать коефіцієнти $a_{61}^0 = a_{16}^0 = 8$, $a_{41}^0 = a_{14}^0 = 6$, $a_{51}^0 = a_{15}^0 = 6$. Найменш подібним до інших станів є стан під номером 2. Елементи a_{ij}^0 , що формують основну діагональ матриць, відповідають випадку $i=j$, тобто порівнянню i -го стану самого з собою.

Загалом розраховується 8 матриць зв'язку \mathbf{A}_{τ} .

Етап 6. За результатами розрахунку матриць зв'язку \mathbf{A}_{τ} формується узагальнена матриця зв'язку \mathbf{A}_{Σ} згідно з (2.7) – (2.8):

$$a_{ij} = \sum_{\tau=0}^8 a_{ij}^{\tau}, \mathbf{A}_{\Sigma} = \left[a_{ij} \right]_{i,j=\overline{1,6}}.$$

Для часових залежностей струму конденсатора АІС (див. рисунок 2.2) узагальнена матриця зв'язку \mathbf{A}_{Σ} виглядає наступним чином:

$$\mathbf{A}_{\Sigma} = \begin{bmatrix} 81 & 3 & 6 & 42 & 70 & 67 \\ 3 & 81 & 16 & 3 & 2 & 4 \\ 6 & 16 & 81 & 8 & 6 & 6 \\ 42 & 3 & 8 & 81 & 39 & 40 \\ 70 & 2 & 6 & 39 & 81 & 59 \\ 67 & 4 & 6 & 40 & 59 & 81 \end{bmatrix}.$$

Елементи кожної j -ї колонки узагальненої матриці зв'язку характеризують міру близькості j -го стану перетворювача до всіх інших станів. Для розбиття на класи розглядається окремо перша колонка, яка відповідає справному стану перетворювача:

$$\mathbf{A}_{\Sigma}^1 = \begin{bmatrix} 81 \\ 3 \\ 6 \\ 42 \\ 70 \\ 67 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 100\% \\ 3.7\% \\ 7.4\% \\ 51.9\% \\ 86.4\% \\ 82.7\% \end{bmatrix}.$$

Найбільш близькими в процентному співвідношенні є стани 1, 5, 6. Стан 1 відповідає справному стану перетворювача, в якому він виконує всі передбачені алгоритмом функції та значення його параметрів зберігаються в допустимих межах. Стани 2, 3, 4 суттєво відрізняються між собою, що пов'язано з різним типом пошкоджень, якими вони характеризуються (див. таблицю 2.2). Тому здійснюється розбиття станів на два класи:

- 1- клас неаварійних станів;
- 2- клас аварійних станів.

До першого класу належать стани 1, 5, 6, до другого – стани 2,3,4. Другий стан в свою чергу може бути розбитий на класи, що відповідають конкретному типу несправностей.

Етап 7. Якщо як поточний для перетворювача розглядати стан під номером 5 (див. таблицю 2.2), то згідно отриманої узагальненої матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ він буде найбільш подібним до стану 1, про що свідчить значення елемента $a_{15} = 70$ матриці \mathbf{A}_Σ . Міра близькості 5-го стану до всіх інших станів перетворювача в процентному співвідношенні виражається наступним чином:

$$\mathbf{A}_\Sigma^5 = \begin{bmatrix} 70 \\ 2 \\ 6 \\ 39 \\ 81 \\ 59 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 86.4\% \\ 2.47\% \\ 7.4\% \\ 48.15\% \\ 100\% \\ 72.84\% \end{bmatrix}.$$

Згідно узагальненої матриці зв'язку \mathbf{A}_Σ^5 стан 5 є найбільш близьким до стану 1, тобто належить до класу неаварійних станів. Наступним за мірою близькості до стану 5 є стан 6, який також належить до класу неаварійних станів. Розглянутий приклад підтверджує попередні теоретичні викладки та доводить можливість виконання класифікації станів напівпровідникового перетворювача на базі вейвлет-спектрів СКІ-ВП ЗС.

Застосування як основи для класифікації вейвлет-спектрів СКІ-ВП ПС дозволить виконувати класифікацію не за всією множиною вейвлет-коефіцієнтів, як для СКІ-ВП ЗС, а за вейвлет-коефіцієнтами одного типу (усереднення чи деталізації), що дозволяє краще враховувати характер часових залежностей. Наприклад, для залежностей, що повільно змінюються у часі порівняння доцільніше виконувати за коефіцієнтами усереднення, а для діаграм з великою кількістю пульсацій – за коефіцієнтами деталізації.

Застосування СКІ-ВП ПС дозволяє представляти вейвлет-спектр трьома способами: у вигляді однієї матриці \mathbf{Y}_{sd} , що містить всі вейвлет-коефіцієнти, отримані в процесі розкладання; у вигляді окремих матриць \mathbf{S} та $\mathbf{D}^{(i)}$ для кожного типу вейвлет-коефіцієнтів у вигляді вектор-колонки \mathbf{Y}_{CKI} , яка містить один коефіцієнт усереднення та $(K-1)$ коефіцієнт деталізації.

Класифікація з використанням вейвлет-спектрів СКІ-ВП ПС виконується окремо для кожного типу коефіцієнтів. При $K=9$ та $m=3$ класифікаційні таблиці (див. таблицю 2.2) для кожного з типів коефіцієнтів мають структуру таблиці 2.6. При зміні значень K та m в таблиці 2.6 змінюється кількість відповідних колонок та блоків, що відповідають різним значенням рівня розкладання j . В загальному випадку для $K=m^n$ класифікаційна таблиця складається для $(n+1)$ -го значення $j = \overline{0, n}$, та m^n значень інтервалу розгляду k .

Таблиця 2.6 – Класифікаційна таблиця для випадку класифікації за коефіцієнтами усереднення СКІ-ВП ПС

Рівень розкладання j	Стан перетворювача z	Інтервал розгляду k								
		0	1	2	3	4	5	6	7	8
0	1	$s_{0,0}^1$								

	L	$s_{0,0}^L$								
	1	$s_{1,0}^1$			$s_{1,1}^1$			$s_{1,2}^1$		
1
	L	$s_{1,0}^L$			$s_{1,1}^L$			$s_{1,2}^L$		
	1	$s_{2,0}^1$	$s_{2,1}^1$	$s_{2,2}^1$	$s_{2,3}^1$	$s_{2,4}^1$	$s_{2,5}^1$	$s_{2,6}^1$	$s_{2,7}^1$	$s_{2,8}^1$

2	L	$s_{2,0}^L$	$s_{2,1}^L$	$s_{2,2}^L$	$s_{2,3}^L$	$s_{2,4}^L$	$s_{2,5}^L$	$s_{2,6}^L$	$s_{2,7}^L$	$s_{2,8}^L$

Елементи номінальних матриць (2.4) для випадку класифікаційної таблиці вигляду табл. 4.6 розраховуються наступним чином:

$$P_{il}^{jk} = \begin{cases} 1, & s_{j,k}^i = s_{j,k}^l \\ 0, & s_{j,k}^i \neq s_{j,k}^l \end{cases} \quad (2.12)$$

а сама номінальна матриця має вигляд:

$$\mathbf{P}_{jk} = \begin{bmatrix} P_{11}^{jk} & P_{12}^{jk} & \cdots & P_{1(L+1)}^{jk} \\ P_{21}^{jk} & P_{22}^{jk} & \cdots & P_{2(L+1)}^{jk} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ P_{(L+1)1}^{jk} & P_{(L+1)2}^{jk} & \cdots & P_{(L+1)(L+1)}^{jk} \end{bmatrix} = \left[P_{il}^{jk} \right]_{\substack{j=\text{const}, k=0, \overline{(N^j-1)} \\ i,l=1, \overline{(L+1)}}} \quad (4.13)$$

Як видно з класифікаційної таблиці (див. таблицю 2.6), для рівнів розкладання $j=0,1$ спектральні коефіцієнти є однаковими для декількох значень інтервалів розгляду k . Виходячи з цього, для значення $j=0$ буде розраховуватися одна номінальна матриця \mathbf{P}_{00} , для $j=1$ – три матриці \mathbf{P}_{10} , \mathbf{P}_{11} , \mathbf{P}_{12} , а для $j=2$ – дев'ять номінальних матриць \mathbf{P}_{2k} , де $k = \overline{0, (K-1)}$. Таким чином, при збільшенні значення інтервалу розгляду на 1 кількість номінальних матриць зростає в m разів.

Матриці зв'язку (2.5) – (2.6) для різних значень рівня розкладання j розраховуються за наступними співвідношеннями:

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{P}_{00}, \quad \mathbf{A}_1 = [\mathbf{P}_{10} + \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}], \quad \mathbf{A}_2 = [\mathbf{P}_{20} + \mathbf{P}_{21} + \dots + \mathbf{P}_{28}]. \quad (2.14)$$

Узагальнена матриця зв'язку \mathbf{A}_Σ (4.7) для випадку класифікації на базі вейвлет-спектрів СКІ-ВП ПС, розраховується як:

$$\mathbf{A}_\Sigma = [\mathbf{A}_0 + \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2]. \quad (2.15)$$

6 (рис. 4.2,е)	$\mathbf{A}_\Sigma =$	$\begin{bmatrix} 7 \\ 1 \\ 1 \\ 2 \\ 8 \\ 13 \end{bmatrix}$	$=$	$\begin{bmatrix} 54\% \\ 8\% \\ 8\% \\ 15\% \\ 62\% \\ 100\% \end{bmatrix}$	$\mathbf{A}_\Sigma =$	$\begin{bmatrix} 2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 4 \end{bmatrix}$	$=$	$\begin{bmatrix} 50\% \\ 0\% \\ 0\% \\ 0\% \\ 25\% \\ 100\% \end{bmatrix}$	$\mathbf{A}_\Sigma =$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 4 \end{bmatrix}$	$=$	$\begin{bmatrix} 0\% \\ 0\% \\ 25\% \\ 0\% \\ 25\% \\ 100\% \end{bmatrix}$

Відмінність числових значень відліків, яка присутня в даних часових залежностях, краще відстежується за відповідною матрицею \mathbf{A}_Σ (див. таблицю 2.7) для випадку класифікації за коефіцієнтами усереднення СКІ-ВП ПС.

- для стану 6 у випадку використання СКІ-ВП ПС найбільш близьким обрано стан 5, а наступним після нього – стан 1. Візуальна оцінка форми відповідних діаграм (див. рисунок 2.1,д,е) підтверджує результати числових обчислень. Для випадку використання СКІ-ВП ЗС найбільш близьким для обох станів 5 та 6 обрано стан 1.

- збільшення в діаграмі кількості відліків, що відрізняють її від діаграми (див. рисунок 2.2,а), призводить до зменшення відповідних коефіцієнтів матриць зв'язку \mathbf{A}_Σ , що співпадає з результатами, отриманими з використанням СКІ-ВП ЗС. У випадку СКІ-ВП ПС ступінь відмінності між формами діаграм для різних станів найкраще відстежувати за узагальненими матрицями зв'язку, отриманими при класифікації за коефіцієнтами деталізації. Так, матриця \mathbf{A}_Σ для класифікації за $d^{(2)}$ свідчить про наявність незначної подібності (25%) стану 6 лише до станів 3 та 5. Аналогічна матриця для стану 5 (див. таблицю 2.7) свідчить про його суттєву подібність до стану 1 (50%) та про існування невеликої подібності до станів 4 та 5 (25%).

Для випадку представлення вейвлет-спектру СКІ-ВП ПС у вигляді вектор-колонки класифікація здійснюється аналогічним чином – окремо для кожного типу коефіцієнтів на різних рівнях розкладання j та інтервалах розгляду k .

Таким чином, класифікація станів напівпровідникового перетворювача за вейвлет-спектрами часових залежностей його струмів та напруг для випадків застосування перетворень СКІ-ВП ЗС та СКІ-ВП ПС є подібною.

Перевагою використання при класифікації станів СКІ-ВП ПС є можливість обмежити процес класифікації розглядом лише одного типу вейвлет-коефіцієнтів, а не всієї їх множини, як для СКІ-ВП ЗС, зменшивши тим самим обчислювальні та часові затрати без втрати точності виконання класифікації, та можливість спільного використання результатів класифікації за коефіцієнтами усереднення та деталізації для кращого аналізу міри близькості станів.

Зміна форми часової залежності струму чи напруги перетворювача може бути викликана не лише виникненням аварійної ситуації, але і поступовою зміною параметрів елементів. В першому випадку зміна форми може бути достатньо суттєвою, а в другому незначною, що в свою чергу впливає на діапазон зміни вейвлет-коефіцієнтів та процес розбиття його на піддіпазони при класифікації. Тому першим етапом діагностики має бути визначення чи є поточний режим аварійним за допомогою різницевих вейвлет-спектрів, які являють собою різницю еталонного вейвлет-спектру (наприклад, спектру, що описує справний стан перетворювача) та поточного вейвлет-спектру.

2.2 Аналіз режимів роботи перетворювача за різницевими вейвлет-спектрами

В процесі діагностики стану перетворювача з використанням вейвлет-спектрів СКІ-ВП ЗС та СКІ-ВП ПС вважається, що можливі несправності і їхній вплив на форму часових залежностей струмів та напруг відомі заздалегідь. Прикладом розбиття відомих для даного перетворювача станів на класи є виокремлення двох класів – аварійних та неаварійних станів. Використання різницевих вейвлет-спектрів має на меті визначення приналежності поточного

стану перетворювача до одного з цих класів, а також, у випадку виникнення аварії – визначення несправності, що до неї призвела.

З математичної точки зору вейвлет-спектр часової залежності струму є матрицею вейвлет-коефіцієнтів. Різницевий вейвлет-спектр розраховується як різниця еталонного та поточного вейвлет-спектрів:

$$\mathbf{Y}'_z = \mathbf{Y}_{\text{etalon}} - \mathbf{Y}_{\text{current}}, \quad (2.16)$$

де \mathbf{Y}'_z – різницева матриця або різницевий спектр; z – номер поточного стану перетворювача, для якого розрахована матриця $\mathbf{Y}_{\text{current}}$, $z = \overline{1, (L+1)}$; $\mathbf{Y}_{\text{etalon}}$ – еталонний вейвлет-спектр – матриця вейвлет-коефіцієнтів, розрахована для справного стану перетворювача.

Елемент $y'_{\tau N}{}^z$ різницевої матриці \mathbf{Y}'_z розраховується як різниця відповідних елементів матриць \mathbf{Y}_1 та \mathbf{Y}_z :

$$\begin{aligned} y'_{\tau N}{}^z &= y_{\tau N}^1 - y_{\tau N}^z = \sum_{x=0}^{K-1} f_x^1 \psi_{xN}^\tau - \sum_{x=0}^{K-1} f_x^z \psi_{xN}^\tau = \\ &= \sum_{x=0}^{K-1} (f_x^1 - f_x^z) \psi_{xN}^\tau, \end{aligned} \quad (2.17)$$

де $y_{\tau N}^1, y_{\tau N}^z$ – вейвлет-коефіцієнти, розраховані для 1-го (еталонного) та z -го (поточного) станів перетворювача; f_x^1 та f_x^z – значення x -го відліку функцій-оригіналів $f(x)$ відповідно для першого та z -го станів перетворювача; ψ_{xN}^τ – значення x -го відліку вейвлет-базисної функції, визначеної на інтервалі N та зміщеної на інтервал τ .

Якщо значення функції-оригіналу у відліках f_x^1 та f_x^z співпадають, то, згідно з (2.17), відповідний елемент різницевої матриці \mathbf{Y}'_z буде нульовим. Зі зростанням кількості відліків x функції-оригіналу $f^z(x)$, значення яких відрізняється від

значення $f^1(x)$, зростає кількість ненульових елементів різницевої матриці \mathbf{Y}'_z , що свідчить про зростання відмінності функцій-оригіналів. Таким чином, за виглядом різницевих спектрів можна визначити характер зміни поточної функції-оригіналу.

В таблиці 2.8 наведені різницеві спектри, розраховані для часових залежностей струму АІС (див. рисунок 4.2) для випадків пробою конденсаторної батареї (див. рис. 4.2,б), спотворення залежності (див. рис. 4.2,а), шляхом збільшенні значення всіх відліків на 5% та зміни значення одного з відліків. Розрахунок виконувався з використанням СКІ-ВП ЗС.

Різницеві спектри представляються або у вигляді тривимірної поверхні в координатах $N\tau Y$ (де N – інтервал визначення вейвлет-базисної функції, τ – значення зсуву вейвлет-базисної функції, Y – числове значення вейвлет-коефіцієнтів), або у вигляді її проекції на площину $N\tau$. Зміна значень спектральних коефіцієнтів у площині $N\tau$ відображається щільністю розташування ізоліній і відтінками сірого кольору. Чим густіше розташовані ізолінії, тим більша різниця між коефіцієнтами. Максимальним значенням коефіцієнтів відповідають світлі ділянки, мінімальним – темні.

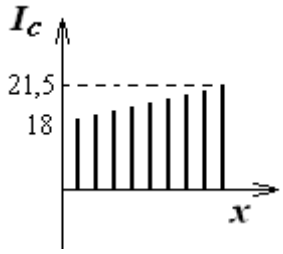
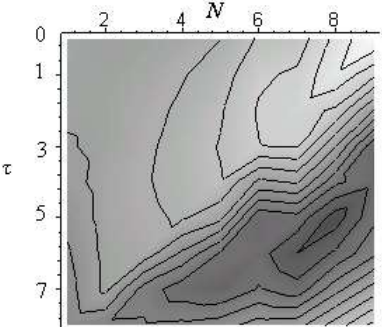
З аналізу наведених в таблиці 2.8 часових залежностей і різницевих спектрів, та згідно рівняння (2.17) можна зробити наступні висновки:

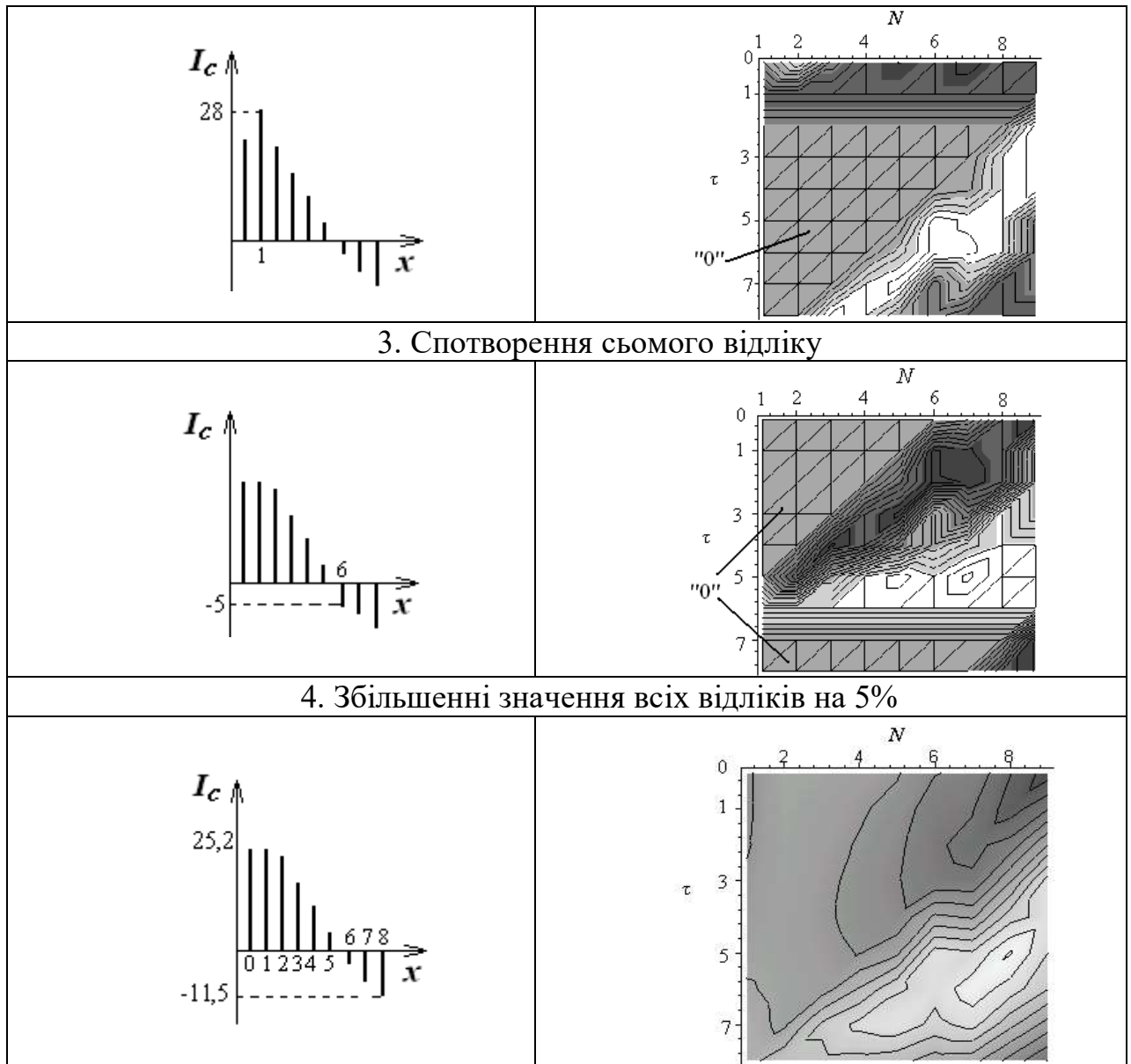
1. Неспотвореним відлікам часової залежності відповідають нульові значення спектральних коефіцієнтів, що формують зони „0”, показані на різницевих спектрах в табл. 2.8, розташування та розмір яких залежить від протяжності спотворення часової залежності та вигляду вейвлет-базисних функцій.

2. Чим більша відмінність поточної часової залежності від еталонної, тим більше ненульових елементів містить різницевий спектр (випадок 4, в таблиці 2.8). З огляду на рівняння (2.17) це означає зростання кількості ненульових складових $(f_x^1 - f_x^z)$.

Кількість ненульових елементів різницевого спектру збільшується зі зростанням значення інтервалу визначення вейвлет-базисних функцій N . Це пояснюється тим, що чим більшим є значення N , тим більшою є кількість інтервалів зсуву τ , для яких розглядається спотворений відлік поточної функції-оригіналу. Тому спотворений відлік спричиняє відмінність більшого числа вейвлет-коефіцієнтів від еталонного значення. В результаті елементи різницевого спектру є ненульовими. Крім того, збільшення N означає збільшення інтервалу розгляду часової залежності.

Таблиця 2.8 – Різницеві спектри для діаграм струму АІС

Часова діаграма	Різницевий спектр
1. Пробій конденсаторної батареї	
	
2. Спотворення першого відліку	



Оскільки елементи вейвлет-спектру СКІ-ВП ЗС визначаються як сума добутків дискретних значень часової залежності та вейвлет-базисної функції, то зі зростанням N дана сума буде зростати. За умови $N=1$ та $\tau=0$ рівняння (2.17) має вигляд

$$y_{01}^z = (f_0^1 - f_0^z) \cdot \psi_{01}^0 + 0.$$

При $\tau \neq 0$ вейвлет-базисна функція $\psi(x)$ поступово зміщується, проходячи по чергово всі відліки часової залежності. Враховуючи те, що для $N=1$ вейвлет-базисна функція має лише один ненульовий відлік $\psi_{01}^0 = 1$, елемент різницевої матриці є різницею відповідних відліків часових залежностей. Значення елементів

різницевого спектру для $N=1$ дозволяє виявити який саме відлік функції-оригіналу є спотвореним.

Таким чином, різницеві вейвлет-спектри дають змогу оцінити відмінності поточної та еталонної часових залежностей.

Результати розрахунків різницевих спектрів на базі СКІ-ВП ЗС для струму АІС, в які було введено спотворення в межах від $\pm 1\%$ до $\pm 5\%$, та для розглянутих раніше аварійних режимів роботи АІС показали існування досить значного діапазону зміни спектральних коефіцієнтів. Такий діапазон значень різницевих коефіцієнтів обумовлений значеннями коефіцієнтів вейвлет-спектрів СКІ-ВП ЗС для аварійних станів.

Для випадку короткочасних збурень зі зміною значень відповідних відліків часової залежності до 30% значення коефіцієнтів лежать в межах $(-20;20)$. Зважаючи на це, порядок коефіцієнтів різницевих матриць можна використовувати для попередньої класифікації режимів роботи перетворювача на рівні аварійний стан чи неаварійний, з подальшим уточненням за допомогою процедури класифікації, розглянутої в п.2.1. Якщо ідентифікується один з аварійних станів з метою виявлення причини його виникнення, в процесі класифікації можна обирати більший крок при розбитті на піддіапазони, а у випадку ідентифікації неаварійних режимів, що відрізняються значеннями параметрів перетворювача, крок розбиття необхідно зменшувати.

Визначення стану перетворювача за різницеви матрицями у випадку використання СКІ-ВП ПС розглянемо на прикладі часових залежностей вихідної напруги квазірезонансного перетворювача (див. рисунок 2.11), отриманих в процесі моделювання для різних значень параметрів резонансного контуру.

На рисунку 2.3,а представлена форма вихідної напруги U КРІП-ПНС для номінальних значень параметрів резонансного контуру $L_k = 8 \text{ мкГн}$, $C_k = 0.7 \text{ мкФ}$ та відповідний їй вейвлет-спектр в проекції на осі j та Sp , де j – рівень розкладання, Sp – числові значення вейвлет-коефіцієнтів (див. рисунок 2.2,б), побудований згідно алгоритму СКІ-ВП ПС.

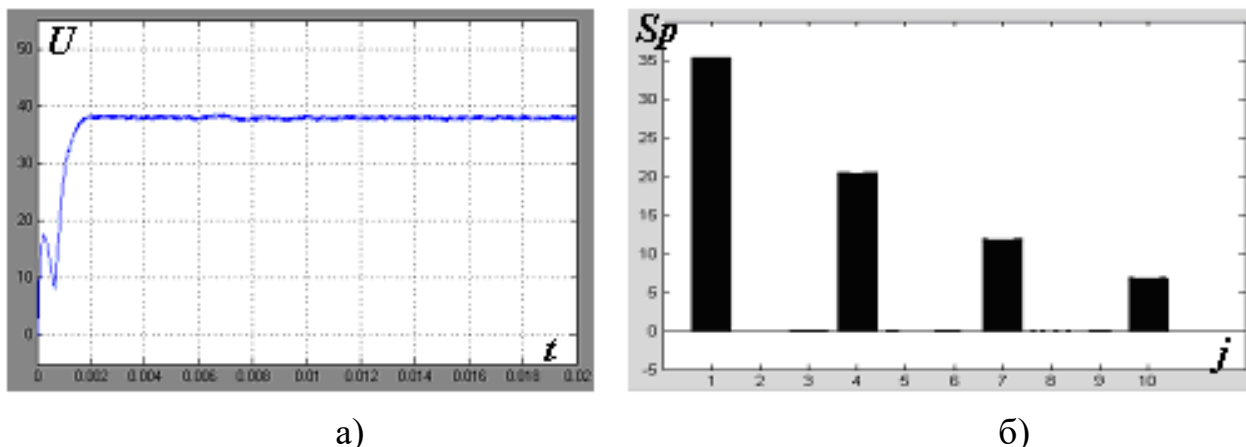


Рисунок 2.3 – Діаграма вихідної напруги КРІП-ПНС та її вейвлет-спектр СКІ-ВП ПС

Розрахунок вейвлет-спектрів вихідної напруги КРІП-ПНС показав, що для випадку роботи перетворювача в усталеному режимі вейвлет-спектр має чотири піки, тривалістю в 27 відліків, які відповідають рівням розкладання $j = 0, 1, 2, 3$ (рис. 2.3). В межах одного рівня коефіцієнти кожного типу не змінюються.

Згідно з результатами моделювання КРІП-ПНС (див. таблицю 2.2), усталений процес для перетворювача існує лише в обмеженому діапазоні зміни резонансної індуктивності $L_{k \min} = 7$ мкГн та $L_{k \max} = 9$ мкГн. За межами цього діапазону в часових залежностях напруги відсутній інтервал усталеної роботи, і вони втрачають періодичний характер.

Перехід перетворювача в квазіхаотичний режим призводить до появи у вейвлет-спектрах яскраво виражених груп, в яких коефіцієнти відрізняються за значеннями (див. таблицю 2.9, значення $L_k=6$ мкГн, $L_k=11$ мкГн). Крім того, коефіцієнти спектрів, побудованих для різних режимів роботи перетворювача, суттєво відрізняються за діапазоном числових значень.

Виконавши моделювання роботи перетворювача для різних значень параметрів та сформувавши відповідну базу даних часових залежностей та

вейвлет-спектрів, можна в подальшому відстежувати поточні значення параметрів порівнюючи відповідні вейвлет-спектри з уже наявними.

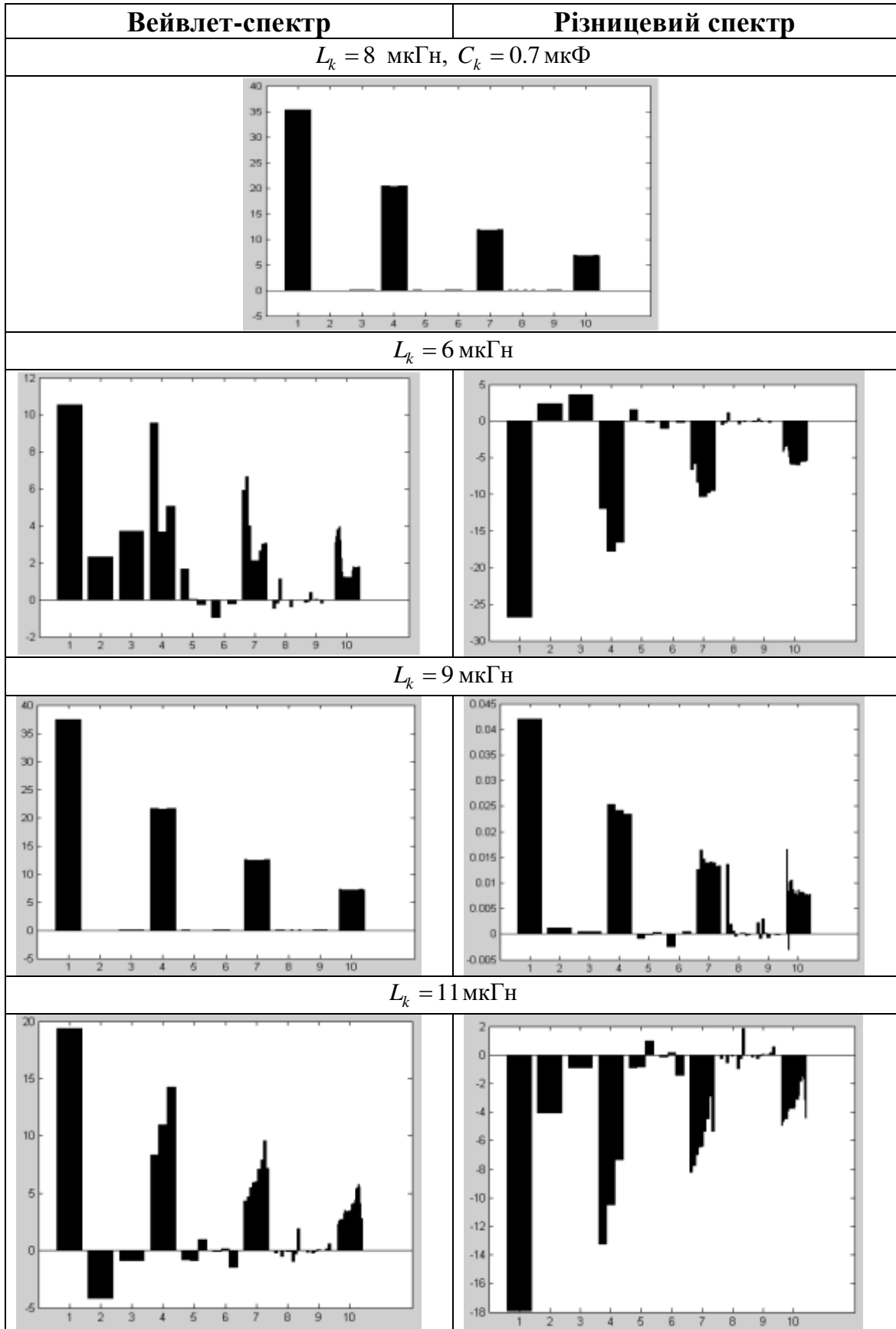
При цьому, з'являється можливість передбачити перехід перетворювача у квазіхаотичний режим за коефіцієнтами різницевих вейвлет-спектрів.

Про зміну параметрів елементів судять за виглядом різницевих спектрів, отриманих шляхом віднімання еталонної матриці вейвлет-коефіцієнтів від матриці, розрахованої для поточного режиму роботи (див. таблицю 2.9).

Як еталонна при цьому використовується матриця вейвлет-коефіцієнтів, побудована для номінальних значень параметрів елементів перетворювача. Поява в різницевій матриці ненульових коефіцієнтів свідчить про зміну параметрів КРП-ПНС.

Для діапазону зміни індуктивності $L_k = (7 - 9)$ мкГн коефіцієнти різницевих спектрів змінюються в межах $(-0,0431...1,8287)$. При виході за допустимий діапазон, коефіцієнти різницевих спектрів різко зростають (див. таблицю 2.10, $9 \text{ мкГн} < L_k < 7 \text{ мкГн}$).

Таблиця 2.9 – Вейлет-спектри вихідної напруги КРІП-ПНС



Таблиця 2.10 – Діапазони зміни різницевих вейвлет-коефіцієнтів в різних режимах роботи КРП-ПНС

Режим роботи квазірезонансного перетворювача		Діапазон зміни коефіцієнтів різницевого спектра
Усталений	$7 \text{ мкГн} \leq L_k \leq 9 \text{ мкГн}$ при $C_{k_{\text{ном}}}=0.7 \text{ мкФ}$	(-0.0431...1.8287)
	$0.4 \text{ мкФ} \leq C_k \leq 1.1 \text{ мкФ}$ при $L_{k_{\text{ном}}}=8 \text{ мкГн}$	(-9.4876...8.7731)
Квазіхаотичний	$L_k < 7 \text{ мкГн}$ при $C_{k_{\text{ном}}}=0.7 \text{ мкФ}$	(-0.033...20.8422)
	$L_k > 9 \text{ мкГн}$ при $C_{k_{\text{ном}}}=0.7 \text{ мкФ}$	(-6.6567...16.7932)
	$C_k < 0.4 \text{ мкФ}$ при $L_{k_{\text{ном}}}=8 \text{ мкГн}$	(-0.65...27.53333)
	$C_k > 1.1 \text{ мкФ}$ при $L_{k_{\text{ном}}}=8 \text{ мкГн}$	(-3.2301...13.3896)

Таким чином, різницеві спектри, побудовані на базі вейвлет спектрів СКІ-ВП ЗС та СКІ-ВП ПС, дозволяють за значеннями їх коефіцієнтів не лише виконати попередню класифікацію стану перетворювача, але і передбачити вихід тих чи інших параметрів перетворювача за допустимі межі, тим самим попередивши зміну його режиму роботи чи вихід з ладу.

3 СИСТЕМА ДІАГНОСТУВАННЯ СТАНУ АВТОНОМНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

3.1 Мікропроцесорна система діагностування та керування автономного інвертора напруги

Система діагностування входить до складу дослідної установки для вивчення процесів в перетворювальних системах з нетрадиційними джерелами живлення (див. рисунок 3.1).

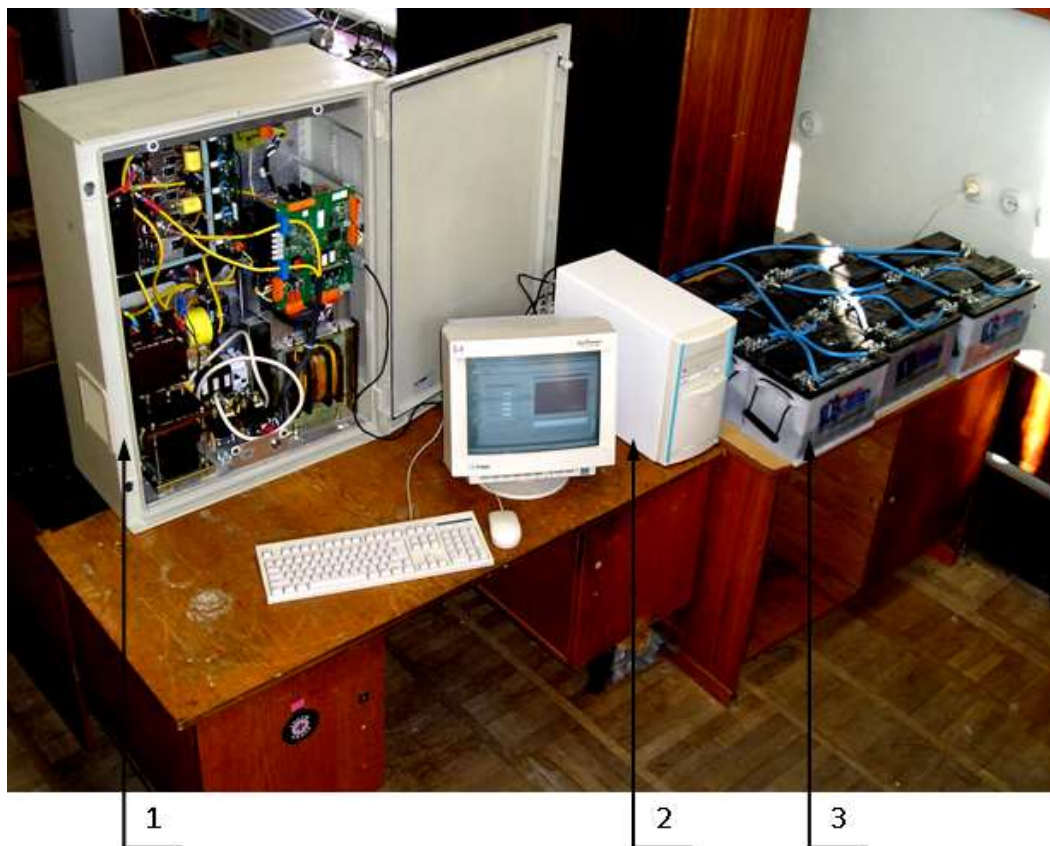


Рисунок 3.1 – Дослідна система перетворення енергії

До складу дослідної установки входять:

1. Автономний інвертор з встановленою платою мікропроцесорної системи діагностування та керування;

2. Персональний комп'ютер з пристроєм збору та відображення діагностичної інформації;
3. Акумуляторна батарея.

Як джерела живлення в дослідній системі використовуються фото-генератори та акумуляторні батареї.

Параметри дослідної установки:

- потужність фотоелектричних генераторів - 2.1 кВА;
- номінальна постійна напруга акумуляторних батарей 110В;
- ємність накопичувачів 100 А*год;
- параметри мережі живлення: 220 В+10%, -15% ; синусоїдальна 50 Гц $\pm 1\%$.

Система діагностування (див. рисунок 3.2) містить: об'єкт діагностування, мікропроцесорну систему діагностування та керування (МПСДК), пристрій збору та відображення діагностичних даних та персональний комп'ютер (ПК).

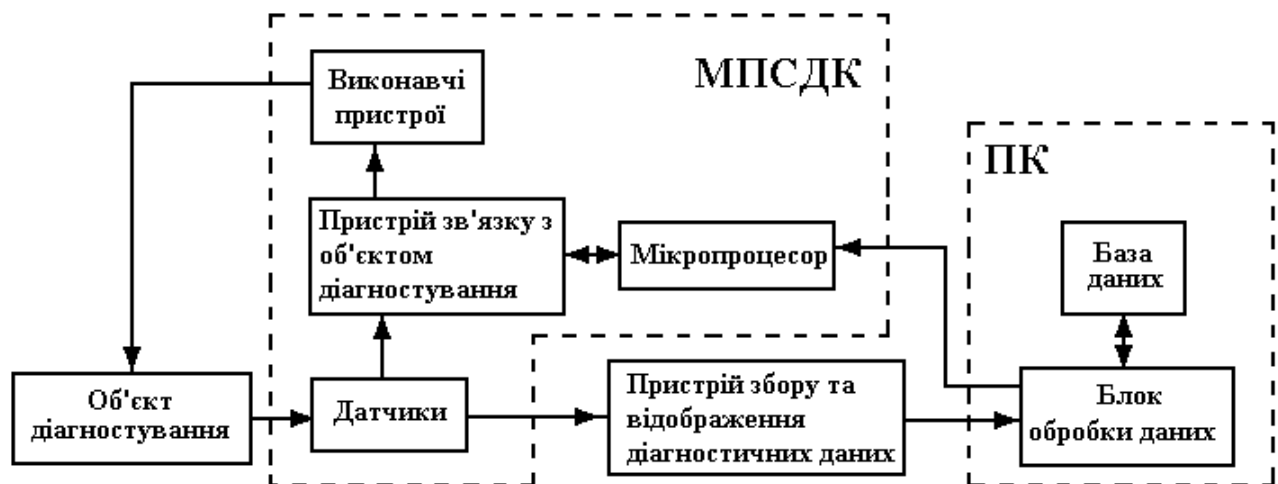


Рисунок 3.2 – Структура системи діагностування

Об'єктом діагностування є автономний інвертор, структурна схема якого наведена на рисунку 3.3. Система діагностування автономного інвертора напруги як діагностичні використовує дані про вхідні на вихідні напруги і струми

основних структурних частин інвертора – стабілізуючого ШПП, силового моста та вихідного фільтра.

МПСДК здійснює:

- 1) керування силовим ключем стабілізуючого ШПП на основі даних про вихідну напругу масиву та струм на вході інвертора з метою стабілізації напруги з масиву акумуляторних батарей на фіксованому рівні незалежно від стану масиву;
- 2) керування затворами IGBT-транзисторів силового моста на основі даних про вхідну напругу та вихідний струм моста (діагональна комутація із частотою 50 Гц);

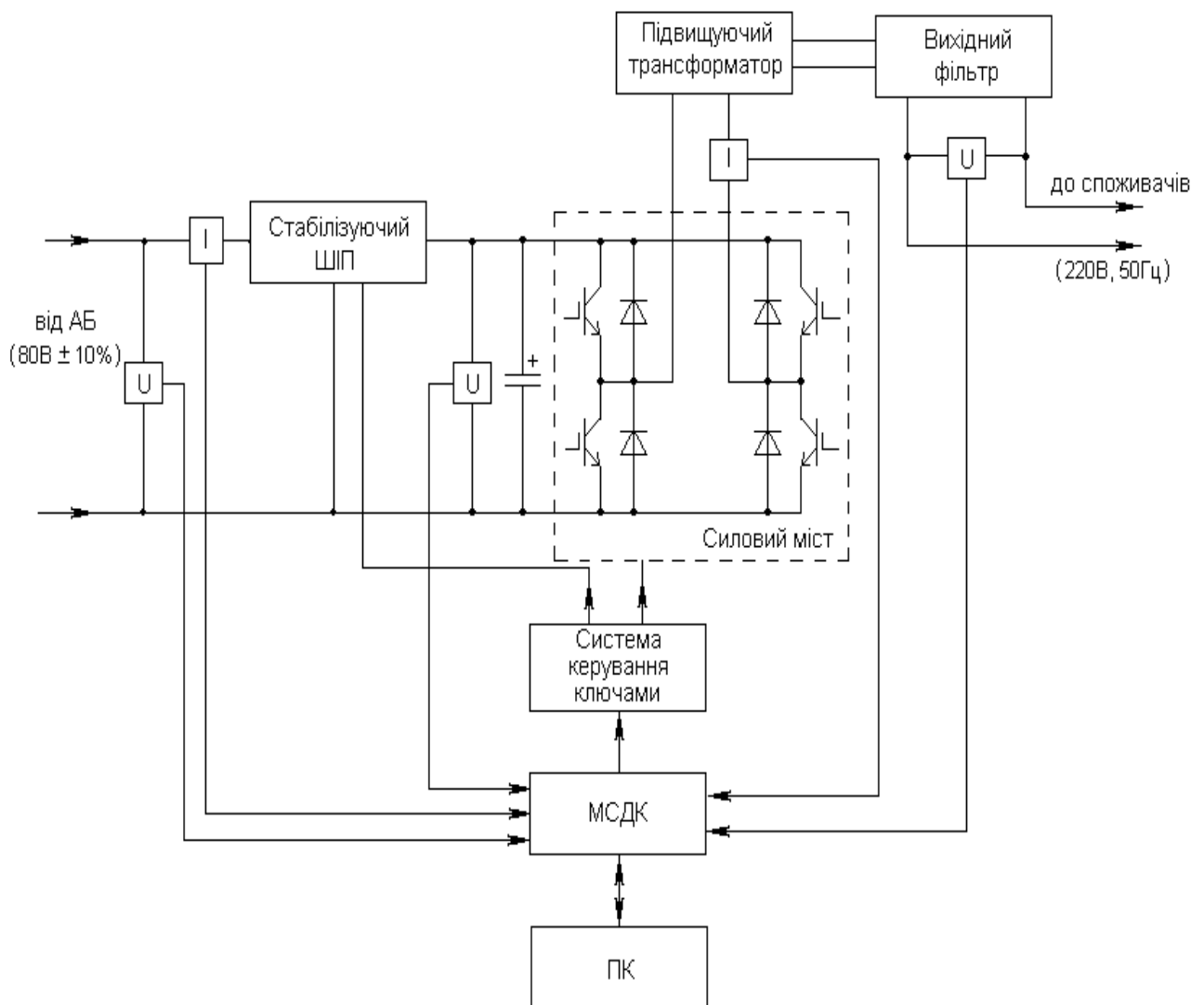


Рисунок 3.3 – Структурна схема автономного інвертора

- 3) моніторинг напруг та струмів в усіх ланках інвертора;
- 4) моніторинг вихідної частоти інвертора;
- 5) зв'язок із системою керування вищого рівня (ПК);
- 6) синхронізація інвертора із зовнішньою мережею (промислова мережа електроживлення або інший автономний інвертор).

Виконавчі пристрої здійснюють передачу сигналів керування від МПСДК в інвертор та їх гальванічну розв'язку, забезпечують можливість відключення входу інвертора від масиву акумуляторних батарей при зниженні напруги в останніх нижче гранично припустимого рівня та підключення зовнішньої мережі (промислової мережі електроживлення або вихідної напруги від іншого інвертора).

Датчиками стану об'єкту діагностування є три датчики напруги та два датчики струму.

Імпульси керування затворами усіх IGBT-транзисторів формуються вбудованим блоком генерації сигналів широтно-імпульсної модуляції мікропроцесора (PWM Unit) та знімаються з виводів P7.0/POUT0-P7.2/POUT2. Функції керування затворами усіх IGBT-транзисторів забезпечуються за допомогою стандартних схем драйверів, ІМС IR2125 фірми International Rectifier. Для вводу сигналу у кабелі у МПСДК встановлено оптичні передавачі зі схемою формування сигналу для них.

Персональний комп'ютер здійснює опрацювання діагностичних даних, вейвлет-перетворення часових залежностей та їх класифікацію.

На рисунку 3.4 наведено плату мікропроцесорної системи діагностики та керування, а на рисунку 3.5 – інвертор із встановленою мікропроцесорною системою.

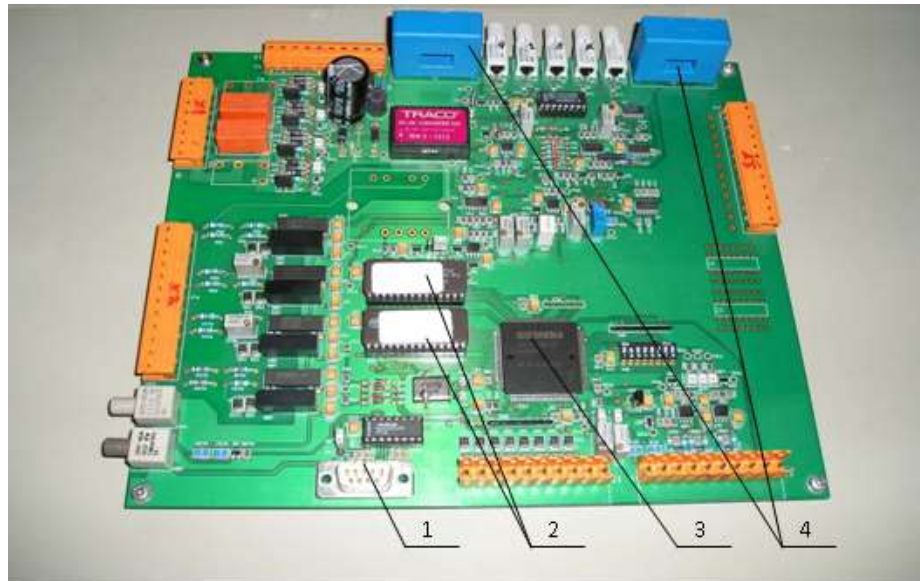


Рисунок 3.4 – Плата мікропроцесорної системи діагностування та керування:
де 1– інтерфейс RS-232, 2 – ПЗП, 3 – мікропроцесор, 4 – датчики струму.



Рисунок 3.5 – Інвертор з встановленою МПСДК

Пристрій збору та відображення діагностичних даних виконано також у вигляді окремої плати (див. рисунок 3.7) за принциповою схемою представленою

на рисунку 3.6. Перевагами даного пристрою є простота апаратної частини, малі малогабаритні показники та можливість розширення кількості каналів прийому-передачі.

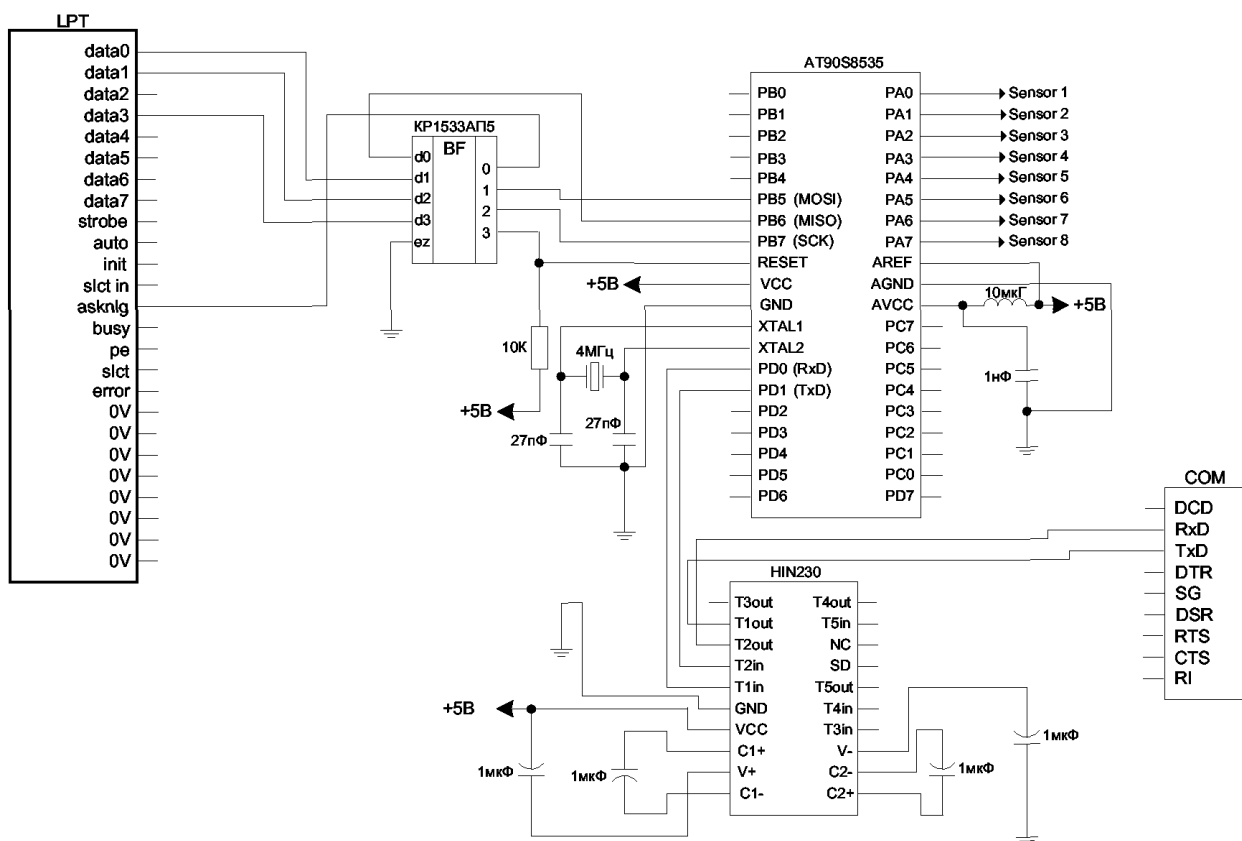


Рисунок 3.6 – Схема електрична принципова інтерфейсної плати пристрою збору та відображення діагностичних даних

Для передачі інформації від контролера пристрою збору та відображення діагностичних даних до послідовного порту персонального комп'ютера використовується вбудований в мікроконтролер *UART*. Програмне забезпечення розробляється окремо для мікроконтролера та персонального комп'ютера.

Програмне забезпечення, встановлене на ПК, виконує функції встановлення зв'язку з пристроєм збору даних, прийняття даних, перевірки правильності передачі даних за контрольною сумою та відображення на спеціальній формі

графіків або числових значень струмів і напруг, розрахунку вейвлет-спектрів часових залежностей та виконання класифікації поточного стану перетворювача.

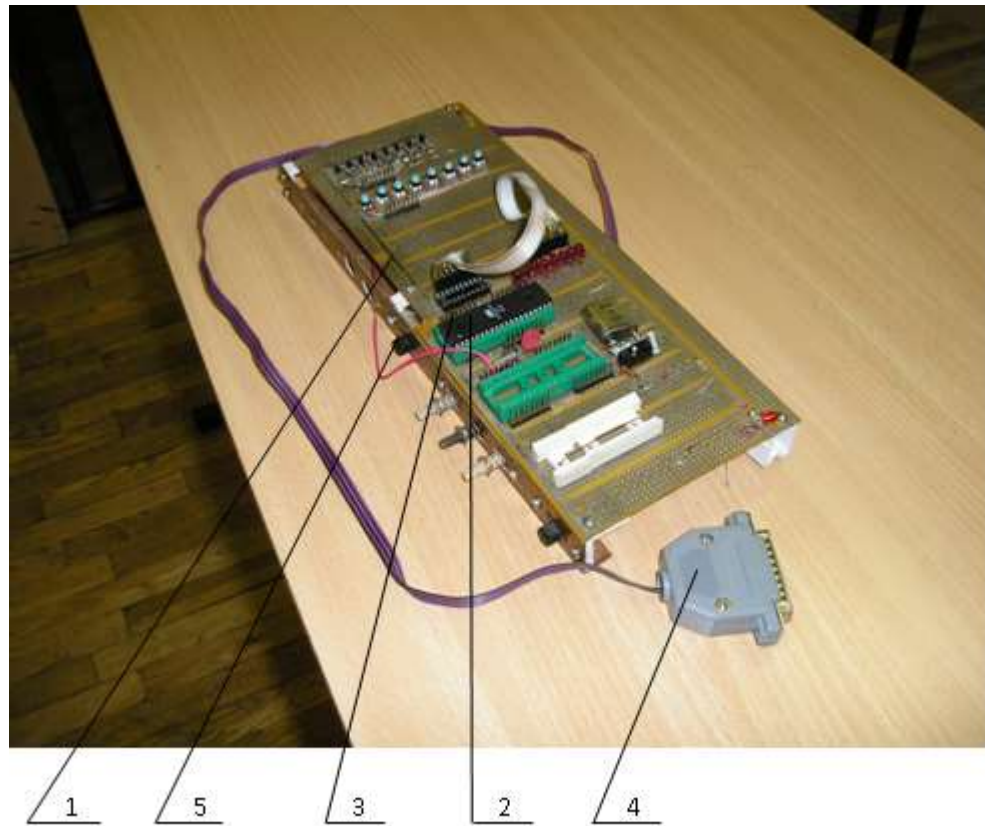


Рисунок 3.7 – Пристрій збору та відображення діагностичних даних:
де 1- плата пристрою, 2- контролер AT90S8535, 3- входи АЦП, 4- роз'єм
підключення плати до ПК, 5 – увімкнення АЦП

При цьому основна програма на ПК використовує два класи: клас *CcomPort* – для настройки *COM* порта і обробки даних, які приходять на порт, та клас *CgraphClass* – для відображення часових діаграм. Основна форма програми має вид, представлений на рисунку 3.8.

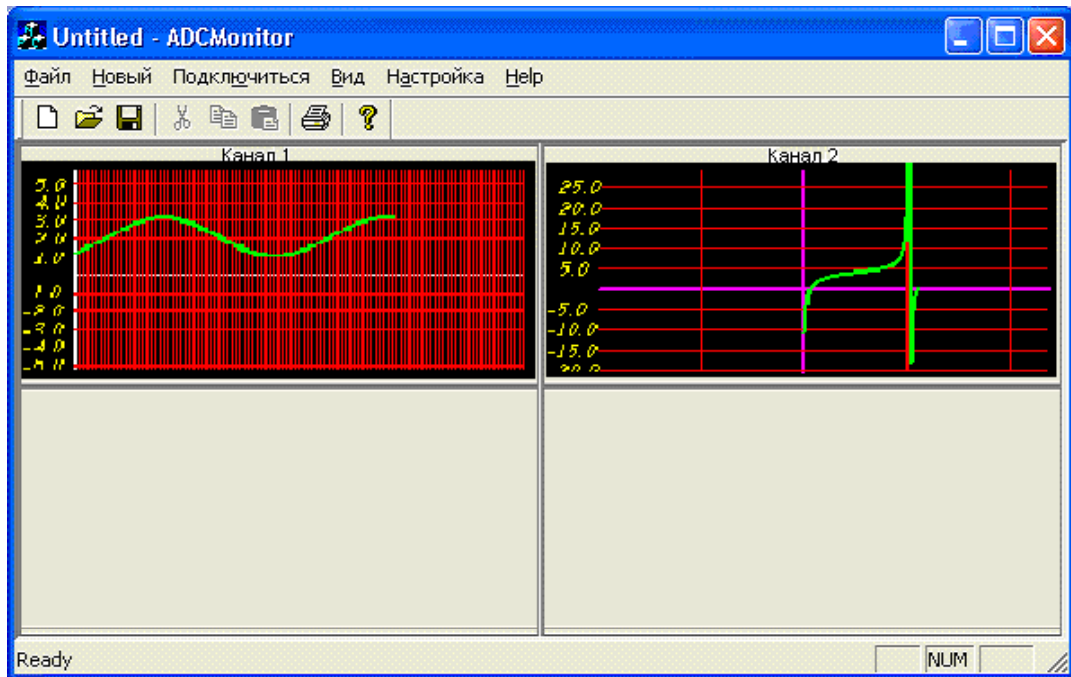


Рисунок 3.8 – Головна форма програми для відображення діагностичних даних

При діагностуванні автономного інвертора доцільно попередньо виконати математичне моделювання його основних блоків, розглянувши можливі несправності, з метою формування бази даних часових діаграм струмів та напруг.

Одним з таких блоків є широтно-імпульсний перетворювач, моделювання якого виконано в розділі 3. Часові залежності струмів та напруг, отримані в процесі моделювання, є діагностичними показниками, за якими виконується класифікація станів перетворювача.

3.2 Класифікація станів широтно-імпульсного перетворювача

Класифікація виконувалась згідно алгоритму, розробленому в розд.2 за коефіцієнтами розкладання вейвлет-спектрів СКІ-ВП ПС. Результуюча матриця зв'язку станів, отримана для кроку розбиття на піддіпазони рівного 1 (етап 2 алгоритму класифікації п. 2.1), представлена в таблиці 3.1.

Продовження таблиці 3.1

z	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
1	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
2	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
3	119	0	0	0	119	119	119	0	0	119	119	119	119	6	0	0
4	81	0	0	0	81	81	81	0	0	81	81	81	81	5	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	7	0	0
6	0	0	81	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	0	120	0	0	0	0	0	119	120
8	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
9	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
10	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
11	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
12	11	0	0	0	11	11	11	0	0	11	11	11	11	5	0	0
13	0	0	0	121	0	0	0	0	0	0	0	0	0	22	0	0
14	0	0	90	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	3	0	0
15	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
16	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
17	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
18	0	121	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
19	0	0	121	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	3	0	0
20	0	0	0	121	0	0	0	0	0	0	0	0	0	22	0	0
21	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
22	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
23	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
24	0	0	0	0	0	0	0	121	0	0	0	0	0	26	0	0
25	0	0	0	0	0	0	0	0	121	0	0	0	0	0	120	121
26	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
27	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
28	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
29	121	0	0	0	121	121	121	0	0	121	121	121	121	5	0	0
30	5	0	3	22	5	5	5	26	0	5	5	5	5	121	0	0
31	0	0	0	0	0	0	0	0	120	0	0	0	0	0	121	120
32	0	0	0	0	0	0	0	0	121	0	0	0	0	0	120	121

Зменшення кроку розбиття призводить до збільшення ступеня розрізнення станів при класифікації станів. Результати класифікації для кроків 0.5 та 0.1 представлені у вигляді вектор-колонок $\mathbf{A}_{\Sigma_{0.5}}^1$ та $\mathbf{A}_{\Sigma_{0.1}}^1$, елементи яких характеризують ступінь близькості всіх станів до першого стану з номінальними значеннями параметрів:

$$\mathbf{A}_{\Sigma_{0.5}}^1 =$$

z	1
1	121
2	117
3	113
4	0
5	0
6	0
7	0
8	121
9	121
10	121
11	121
12	11
13	0
14	0
15	121
16	121
17	121
18	0
19	0
20	0
21	121
22	121
23	121
24	0
25	0
26	121
27	121
28	121
29	121
30	3
31	0
32	0

$$\mathbf{A}_{\Sigma_{0.1}}^1 =$$

z	1
1	121
2	0
3	0
4	0
5	0
6	0
7	0
8	121
9	117
10	118
11	121
12	0
13	0
14	0
15	121
16	121
17	119
18	0
19	0
20	0
21	121
22	121
23	121
24	0
25	0
26	121
27	121
28	121
29	112
30	1
31	0
32	0

Зменшення кроку розбиття до 0.5 дозволило виявити суттєву відмінність станів №2, 3, 4 від всіх інших станів (зменшення відповідних коефіцієнтів у вектор-колонці), що не досягалось при кроці розбиття, рівному 1.

Результати класифікації свідчать про неоднаковий вплив зміни параметрів на вигляд часових залежностей. Наприклад, зміна вхідної індуктивності в моделі рис. 3.15 від 5 до 75%, згідно з матрицями зв'язку A_{Σ}^1 , не впливає на процеси в перетворювачі і відповідні стани не відрізняються від початкового з номінальними параметрами. Аналогічна ситуація спостерігається і у випадку зменшення внутрішнього опору транзистора. Різке зростання внутрішніх опорів транзистора та діода в моделі розцінюється як виникнення дефекту, що відображається нульовими значеннями коефіцієнтів в матрицях зв'язку.

З огляду на отримані результати, аварійними можна вважати стани, що характеризуються мірою подібності менше 110 (91% від номінального значення міри близькості, рівного 121).

Визначення ступеня зміни параметрів елементів перетворювачів здійснюється з використанням різницевих вейвлет-спектрів. Практична реалізація розробленого в пункті 3.2 підходу, здійснена для квазірезонансного перетворювача. При цьому використані результати моделювання, отримані в пункті 3.2.

3.3 Система діагностування стану квазірезонансного перетворювача з комутацією в нулі струмі

Система діагностування квазірезонансного перетворювача з комутацією в нулі струму (див. рисунок 3.11) має структуру, наведену на рисунку 3.9. До її складу входять: напівпровідниковий перетворювач як об'єкт діагностування, мікропроцесорна система збору діагностичних даних (МПСЗД), яка виконує

вимірювання, масштабування і передачу діагностичних даних, та персональний комп'ютер, в якому виконується аналіз отриманих даних та прийняття рішення про стан перетворювача.

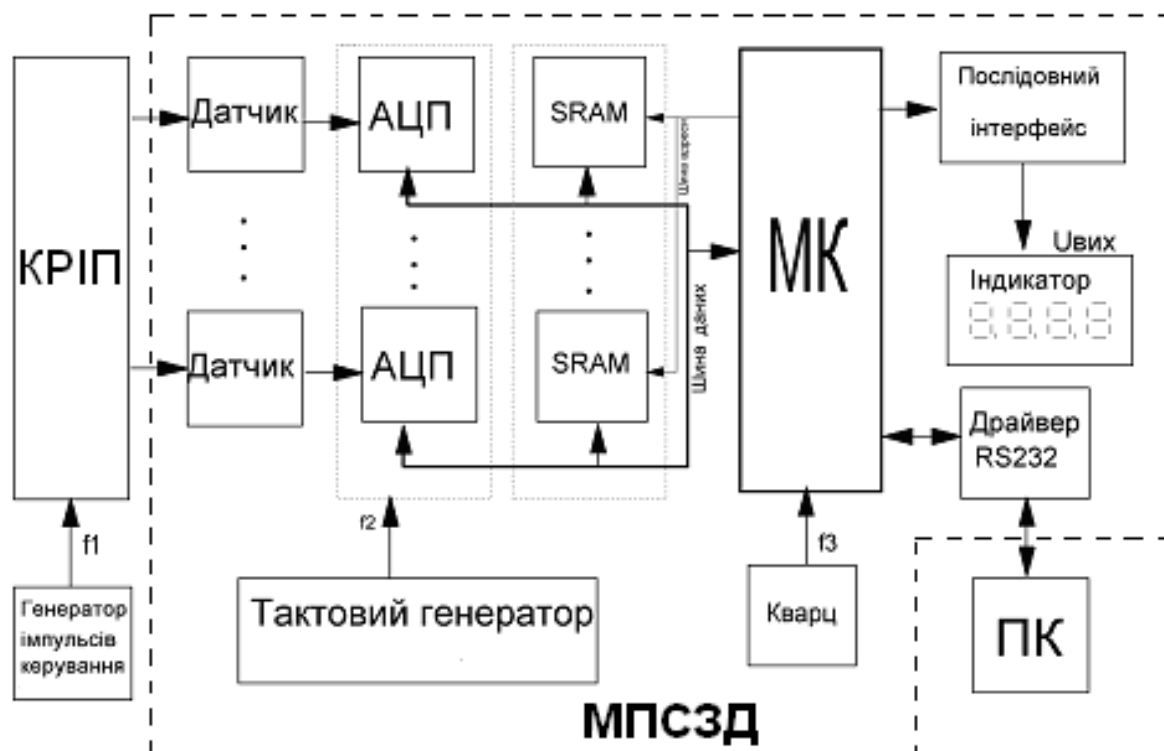


Рисунок 3.9 – Структура системи діагностування квазірезонансного перетворювача

Мікроконтролер виконує функції передачі даних на персональний комп'ютер за допомогою інтерфейсу RS-232 та індикації вихідної напруги перетворювача. Параметри датчиків струму та напруги обираються такими, щоб форма вимірюваних сигналів залишилася незмінною, а значення струму, або напруги не перевищувала допустимої величини на вході аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

Алгоритм роботи системи діагностування містить два етапи. На першому етапі виконується вимірювання та масштабування даних для їх передачі на вхід АЦП, паралельне перетворення аналогових даних у цифровий код та їх запис в

пам'ять. На другому етапі – зчитування даних з пам'яті в мікроконтролер, їх опрацювання мікроконтролером, індикація вихідної напруги (середнє значення) на індикаторі, та передача даних через драйвер RS232 на персональний комп'ютер. Наступні кроки з діагностування виконуються в межах програмного забезпечення, встановленого на ПК.

Дослідження процесів в квазірезонансному перетворювачі виконувалось для випадків почергової зміни параметрів резонансного контуру перетворювача та елементів фільтру (див. пункті 3.2). Діагностування виконується із застосуванням апарату різницевих вейвлет-спектрів (див. пункті 3.2)

При розрахунку різницевих спектрів вейвлет-спектр часових залежностей вихідної напруги, отриманий при номінальних значеннях параметрів, розглядається як еталонний. Кількість дискретних відліків часових залежностей, що підлягають розгляду, прийнята рівною $K=81$. Аналіз виконано із застосуванням вейвлет-базису (2.19). Розкладання виконується по п'яти рівнях – $j = \overline{0,4}$ та трьох типах коефіцієнтів – $s_{j,k}$, $d_{j,k}^{(1)}$, $d_{j,k}^{(2)}$. Вейвлет-спектри представляються у вигляді окремих матриць для кожного типу коефіцієнтів (див. пункті 2.2), і для кожної матриці розраховується відповідний різницевий спектр.

Результати обчислення різницевих спектрів для отриманих часових залежностей вихідної напруги (див. таблицях 3.2 – 3.4) представлені в таблиці 3.2 діапазонами зміни різницевих вейвлет-коефіцієнтів.

Таблиця 3.2 – Залежність різницевих вейвлет-коефіцієнтів від параметрів елементів КРІП-ПНС

Значення параметру	Діапазон зміни різницевих вейвлет-коефіцієнтів y^z			Режим роботи КРІП-ПНС
	за коефіцієнтами $s_{j,k}$	за коефіцієнтами $d_{j,k}^{(1)}$	за коефіцієнтами $d_{j,k}^{(2)}$	
При зміні резонансної індуктивності				
$L_k=6$ мкГн	0...20.8422	-0.1826...2.933	-0.033...0.3329	Квазіхаотичний
$L_k=7$ мкГн	0...1.8287	-0.0431...0.0193	-0.0149...0.0227	Усталений збільшений час п/п
$L_k=7.5$ мкГн	0...1.8198	-0.0334...0.0669	-0.0093...0.0640	Усталений
$L_k=8.5$ мкГн	0...0.324	-0.0255...0.0027	-0.0204...0.0088	Усталений
$L_k=9.5$ мкГн	0...21.3464	-0.0917...2.6591	-0.076...0.3657	Квазіхаотичний
$L_k=11$ мкГн	0...16.7932	-6.6567...0.2216	-0.076... 0.3657	Квазіхаотичний
При зміні резонансної ємності				
$C_k=0.3$ мкФ	0...24.1241	-0.0014...0.4742	-0.0359...0.0859	Квазіхаотичний
$C_k=0.4$ мкФ	0...8.7731	-0.0397...0.0363	-0.0284...0.0371	Усталений збільшений час п/п
$C_k=0.6$ мкФ	0...3.1551	-0.0276...0.0020	-0.0115...0.0054	Усталений
$C_k=0.8$ мкФ	-2.4166...0	-0.0388...0.0233	-0.0215...-0.0169	Усталений
$C_k=1.1$ мкФ	-9.4876...0	-0.001...0.1846	-0.0052...0.0317	Усталений збільшений час п/п
$C_k=1.2$ мкФ	0...234710	-1.3951...3.1786	-0.3925...0.9836	Квазіхаотичний
При зміні індуктивності вихідного фільтру				
$L_f=4.9$ мГн	0...0.1955	-0.013...0.0026	-0.0122...0.0055	Усталений
$L_f=4.75$ мГн	0...0.2428	-0.0041...0.0087	-0.0053...0.0043	Усталений
$L_f=4.5$ мГн	0...0.1589	-0.0121...0.0083	-0.0142...0.0098	Усталений
$L_f=2.5$ мГн	-0.0392...0.1824	-0.0774...0.0739	-0.0099...0.0546	Усталений, зросли пульсації
При зміні ємності вихідного фільтру				
$C_f=9.8$ мкФ	-0.069...0	-0.0019...0.0011	-0.0021...0.001	Усталений збільшений час п/п
$C_f=9.5$ мкФ	-0.0338...0	-0.0046...0.0068	-0.0059...0.0095	Усталений
$C_f=9$ мкФ	0...0.1805	-0.0102...0.0102	-0.0033...0.006	Усталений
$C_f=5$ мкФ	-0.021...0.2286	-0.0851...0.0886	-0.0777...0.0528	Усталений зросли пульсації

Кожному з параметрів відповідає певний режим роботи КРП-ПНС. При виході значень параметрів за допустимі межі відбувається або зміна режиму роботи (з усталеного на квазіхаотичний), або збільшення тривалості перехідного процесу (див. таблицю 3.2). Навіть за умови існування усталеного режиму роботи зміна параметрів перетворювача призводить до зростання амплітуди пульсацій відносно усталеного значення.

Результати обчислення різницевих спектрів свідчать, що зміна режиму роботи спричиняє зростання на порядок різницевих вейвлет-коефіцієнтів всіх типів, але найбільших змін зазнають різницеві коефіцієнти s -типу, тому ідентифікацію поточних параметрів доцільно виконувати саме за ними

Судити про зміну індуктивності та ємності вихідного фільтру доцільніше за різницевими коефіцієнтами деталізації, оскільки вони більш чутливі до варіацій даних параметрів.

Отримані розрахункові дані (див. таблицю 3.2) дозволяють побудувати залежності різницевих вейвлет-коефіцієнтів від параметрів КРП-ПНС (див. рисунки 3.10 - 3.13), за якими виконується ідентифікація поточних параметрів перетворювача.

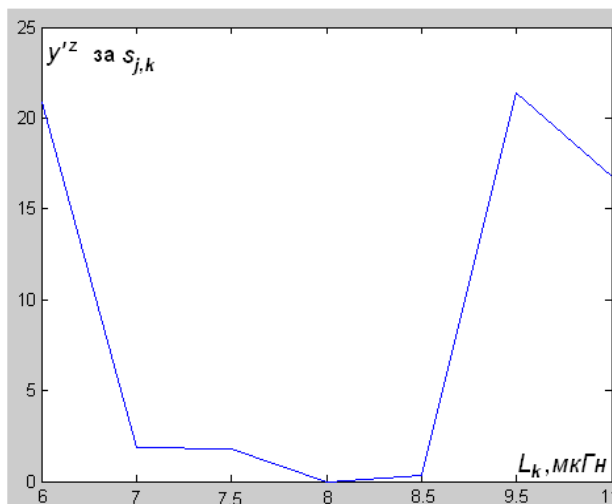


Рисунок 3.10 – Залежність різницевих вейвлет-коефіцієнтів від резонансної індуктивності

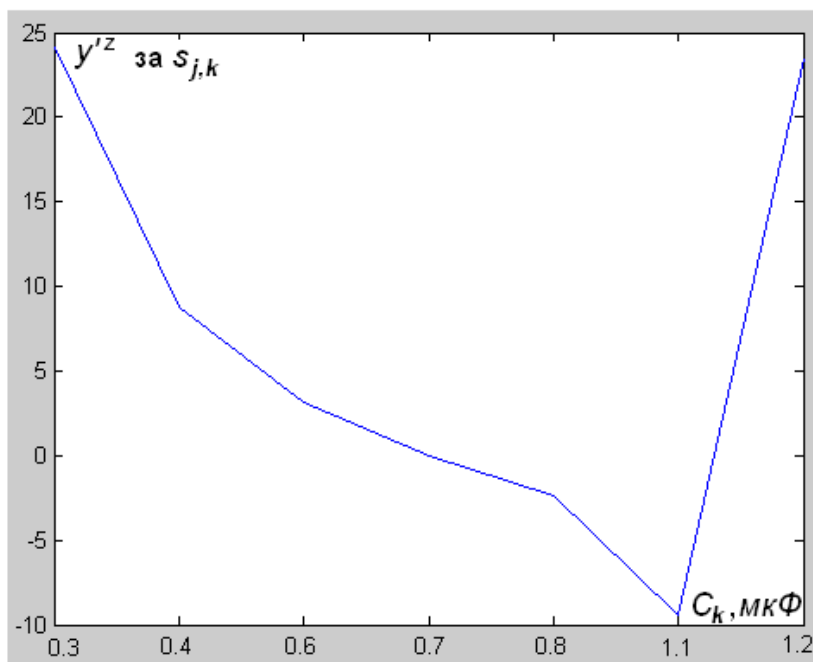


Рисунок 3.11 – Залежність різницевих вейвлет-коефіцієнтів від резонансної ємності

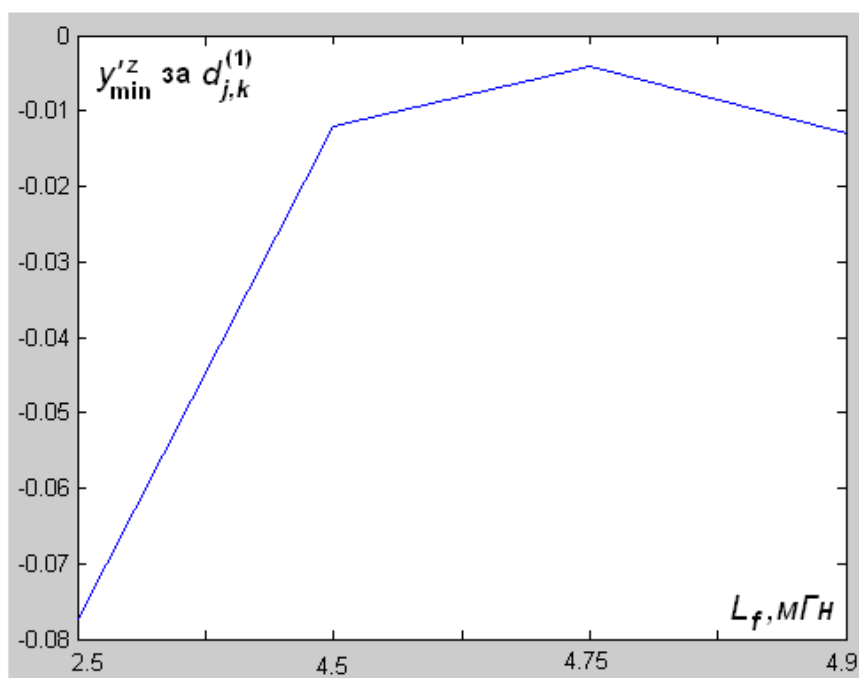


Рисунок 3.12 – Залежність різницевих вейвлет-коефіцієнтів від індуктивності вихідного фільтру

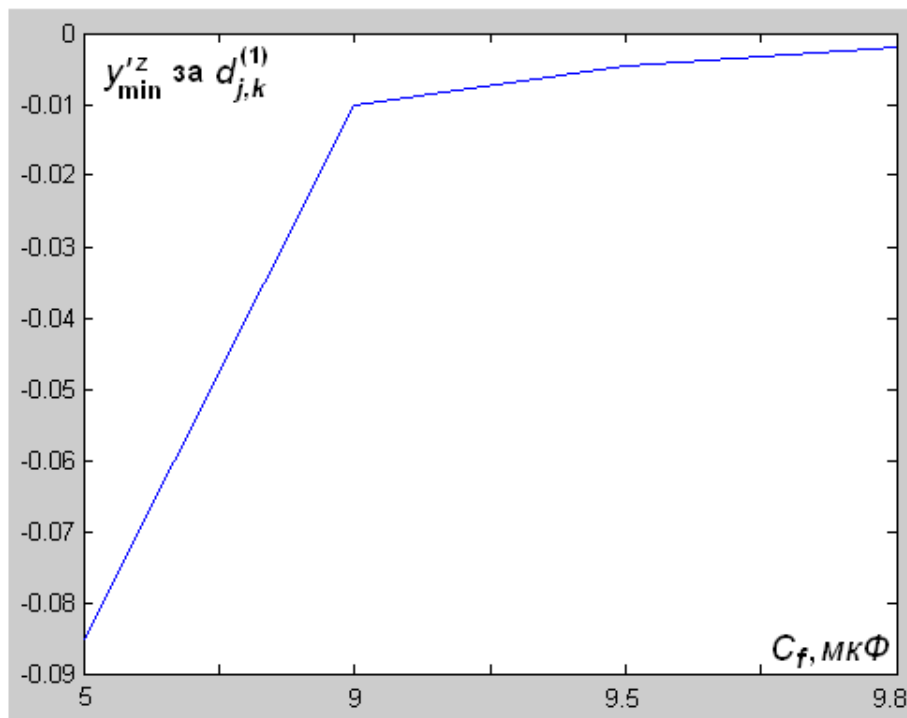


Рисунок 3.13 – Залежність різницевих вейвлет-коефіцієнтів від ємності вихідного фільтру

Збільшення кількості дослідних значень параметрів елементів веде до уточнення відповідних залежностей та збільшує точність ідентифікації поточних значень параметрів.

Вибір типу різницевих коефіцієнтів, за якими виконується ідентифікація параметрів, залежить від чутливості відповідних коефіцієнтів до зміни кожного з параметрів.

Можна зробити висновки:

1. Діагностування автономного інвертора напруги та квазірезонансного перетворювача виконується на базі діагностичних даних про вхідні та вихідні струми і напруги його основних структурних частин із застосуванням стандартного персонального комп'ютера з відповідним програмним забезпеченням.

2. Моделювання процесів в широтно-імпульсному перетворювачі показало, що виникненню дефектів, які суттєво впливають на стан перетворювача, відповідає значення міри зв'язку, менше за 110.

3. Розроблені системи діагностування передбачають зміну кількості каналів отримання діагностичних даних, що дозволяє, в разі необхідності, збільшувати кількість діагностичних показників.

4. Ідентифікація поточного стану квазірезонансного перетворювача виконується на базі залежностей коефіцієнтів різницевих вейвлет-спектрів від параметрів елементів резонансного контуру та вихідного фільтру.

ВИСНОВКИ

У магістерській роботі розв'язано наукову задачу з розробки нових підходів до діагностування напівпровідникових перетворювачів на основі вейвлет-спектрів часових залежностей їх параметрів електричного струму для попередження поступових відмов та визначення причин раптових відмов.

Вирішені наступні задачі:

- Проведено аналіз існуючих систем діагностування, способів аналізу даних та особливостей напівпровідникових перетворювачів як об'єктів діагностування;
- розвинуто математичний апарат вейвлет-аналізу для діагностування напівпровідникових перетворювачів;
- запропонований підхід, що спрямований на зменшення кількості параметрів, за якими виконується діагностування, але збільшує обсяг інформації про сигнали без зростання обсягу обчислень;
- розвинуто алгоритм класифікації станів перетворювачів;
- досліджена залежність коефіцієнтів вейвлет-спектрів від форми часових діаграм характеристик струмів перетворювачів;
- запропоновано підходи до діагностики напівпровідникових перетворювачів шляхом використання теорії класифікаційного розподілу об'єктів, узгоджених фільтрів та вейвлет-спектрів.
- впроваджено у навчальний процес Одеського фахового коледжу комп'ютерних технологій Одеського державного екологічного університету (172 спеціальність «Телекомунікації та радіотехніка»).

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

1. Агамалов О.Н. Оценка технического состояния электрооборудования в реальном времени методом нейро-нечеткой идентификации. – Электричество, 2013, № 7, с. 10-18.
2. Айзинов М.М. Избранные вопросы теории сигналов и цепей. – М.: Связь, 1971, 349 с.
3. Андронников Д. Особенности выбора и применения резисторов в силовой технике. – Силовая электроника, 2017, № 2, с. 4-8.
4. Аронов И.З., Бурдасов Е.И. Оценка надежности по результатам сокращенных испытаний. – М.: Издательство стандартов, 1987, 184 с.
5. Артюхов В.Г., Лабзин К.В., Ионенко Д.В. Инструментарий для вейвлет-анализа выходных реакций нелинейных динамических систем – Электроника и связь, 2006, № 4, с.33-43.
6. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения. – Успехи физических наук, 1996, № 166, с. 1145-1170.
7. В.Е. Тонкаль, А.В. Новосельцев, С.П. Денисюк и др. Баланс энергий в электрических цепях – К.: Наукова думка, 1992, 430 с.
8. Брейсуэлл Р.Н. Преобразование Хартли. – М.: Мир, 1990, 175 с.
9. Бурков В.Н., Новиков Д.А. Теория активных систем: состояние и перспективы. – М.: СИНТЕГ, 1999.
10. Бутырин П.А., Васьковская Т.А. Принцип декомпозиции сложных электрических цепей при их диагностике по частям. – Электричество, 2001, №6, с.41-48.
11. Ведешенков В.А. Метод локального самодиагностирования отказавших компонентов цифровых систем. – Автоматика и телемеханика, 2004, №5, с. 126-141.
12. Водоватов И. А., Высоцкий М.Г., Рогов С.А., Ткаченко А.Г. Использование время-частотного распределения Вигнера для

- распознавания близких сигналов. – Радиотехника и электроника, 2004, Том 49, № 10, с. 1222-1227.
13. Денисов А.И. Применение функций Уолша к приближенному аналитическому расчету систем электропитания с глубокой широтно-импульсной модуляцией. – Электричество, 1980, №2, с.63-68.
 14. Денисов Ю.А. Абсолютная устойчивость стабилизаторов постоянного напряжения с квазирезонансными импульсными преобразователями, переключаемыми при нулевом токе. – Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Силова електроніка та енергоефективність”, 2000, Ч.1, с. 79-82.
 15. Домнин И.Ф., Загrevский О.П., Федоров Д.А. Алгоритм контроля АИТ на основе аппроксимации квадратичным полиномом. – Технічна електродинаміка, 2001, Ч.3, с.56-59.
 16. Доценко Б.И. Диагностирование динамических систем. – К.: Техніка, 1983, 159 с.
 17. Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование. – Успехи физических наук, 2001, т 171, № 5, с. 465-501.
 18. Дубицкий Л.Г. Предвестники отказов в изделиях электронной техники.– М.: Радио и связь, 1989, 96 с.
 19. Жернаков С.В. Активная экспертная система комплексной диагностики и контроля ГТД. – Автоматизация и современные технологии, 2001, № 6, с.16-22.
 20. Жернаков С.В. Базы знаний прецедентов активной экспертной системы для процесса мониторинга параметров авиационного двигателя. – Автоматизация и современные технологии, 2003, № 2, с.28-34.
 21. Жуйков В.Я., Петергеря Ю.С., Хижняк Т.А. СКІ-вейвлет-перетворення дискретних функцій. – Технічна електродинаміка. Тематичний випуск

- „Силовая электроника та енергоефективність”, 2003, Ч.2, с. 84-87.
22. Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С. Преобразование дискретных сигналов на конечных интервалах в ориентированном базисе. – К.: Аверс, 2004, 274 с.
 23. Жуйков В.Я., Терещенко Т.А., Петергеря Ю.С., Хижняк Т.А., Гусев А.А. Вейвлет-преобразование в задачах диагностики и распознавания изображений. – Спектральные преобразования с m -ичным аргументом: теория и применения – К.: Аверс, 2006, 293 с.
 24. Замаараев К.С. Диагностика состояния подшипников качения по спектру вибросигнала. – Контроль. Диагностика, 2015, № 11, с. 28-29.
 25. Климов В., Портнов А., Коротков В., Смирнов В., Сыромятников С., Бейм Р. Однофазные источники бесперебойного питания серии ДПК: динамические и спектральные характеристики. – Силовая электроника, 2007, № 2, с. 53-56.
 26. Колпаков А. IGBT: инструкция по эксплуатации, или об уважительном отношении к силовой электронике. – Силовая электроника, 2007, № 1, с. 17-26.
 27. Корсун О.Н. Алгоритм идентификации динамических систем с функционалом в частной области. – Автоматика и телемеханика, №5, 2003, с. 111-121.
 28. Котенев С., Евсеев А. Переходные процессы при включении трансформатора в сеть с синусоидальным напряжением. – Силовая электроника, 2005, № 4, с.34-37.
 29. Кудрявцев В.Б. Теория тестового распознавания. – Дискретная математика, 2006, т.18, № 3, с. 3-34.
 30. Лазоренко О.В., Лазоренко С.В., Черногор Л.Ф. Применение вейвлет-анализа к задаче обнаружения кратковременных знакопеременных и сверхширокополосных процессов. – Электромагнитные волны и электронные системы, 2004, № 9-10, с. 35-61.

31. Ланцов В., Эраносян С. Квазирезонансные источники вторичного питания; проблемы, новый взгляд. – Силовая электроника, 2007, №3, с. 78-84
32. Слесарев Д.А. Вейвлет-преобразование для обнаружения и оценки параметров дефектов – Контроль. Диагностика, 2006, №1, с.25-28.
33. Стжелецки Р., Коротеев И.Е., Жуйков В.Я. Хаотические процессы в системах силовой электроники.– К.: Аверс, 2001, 197 с.
34. Теория и практика вейвлет-преобразования. Воробьев В.И., Грибунин В.Г.– Санкт-Петербург: Изд-во ВУС, 1999. – 208 с.
35. Фесечко В.О. Методи перетворення сигналів: Навч. Посіб. – К.: ІВЦ „Видавництво „Політехніка”, 2005, 128 с.
36. Ширшин С.И., Коломейцев В.А. Вычисление второй производной дискретных функций с ограниченным спектром в задачах вычислительной физики. – Электромагнитные волны и электронные системы, 2006, т. 11, № 2-3, с. 18-21.
37. Шищенко В.А., Любимов В.В., Иванова Т.И. Обработка сигнала на основе вейвлет-спектра. – Автоматизация и современные технологии, 2002, №1, с.3-7.
38. Шнелль Р., Камински Н. Тепловое повреждение полупроводниковых приборов в блокирующем состоянии. – Силовая электроника, 2007, №1, с. 92-93.