

Міністерство освіти і науки України
Криворізький національний університет
Електротехнічний факультет
Кафедра електричної інженерії

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

До кваліфікаційної роботи

магістра

(ступінь вищої освіти)

зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

На тему: «Віртуальна математична модель електроприводу з перетворювачем частоти та самонавчальна діагностика його стану за струмовими й вібраційними показниками при зміні швидкості»

КНУ.МР.141.25.665с-8

Виконав студент II курсу, групи ЕПА-24м Артем КУЦЕВИЙ

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

«Електромеханічні системи автоматизації та електропривод»

(шифр і назва спеціальності, освітньо-професійної програми)

Керівник:

к.т.н., доцент

Ігор ПЕРЕСУНЬКО

Нормоконтролер:

к.т.н., доцент

Ігор ПЕРЕСУНЬКО

Завідувач кафедри,

д.т.н., професор

Олег СІНЧУК

Гарант ОПП:

к.т.н., доцент

Юрій ОСАДЧУК

Кривий Ріг

2025

Криворізький національний університет

Факультет: електротехнічний

Освітній рівень: магістр

Спеціальність: 141 - Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАВДАННЯ

НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧА ВИЩОЮ ОСВІТИ

Куцевий Артем Юрійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

Тема роботи: Віртуальна математична модель електроприводу з перетворювачем частоти та самонавчальна діагностика його стану за струмовими й вібраційними показниками при зміні швидкості

1. Термін подання студентом роботи: 10.12.2025 р.
2. Мета та завдання кваліфікаційної роботи: метою кваліфікаційної роботи є розроблення та валідація віртуальної математичної моделі реального електропривода з перетворювачем частоти, придатної для відтворення його електромеханічних, вібраційних та енергетичних режимів при змінній швидкості. Завданнями роботи є побудова цифрового двійника електропривода, формування інформативних струмових і вібраційних ознак для типових станів (норма та дефекти), а також створення й дослідження самонавчального алгоритму діагностики на основі порівняння модельних та реальних сигналів.

Зміст пояснювальної записки: Розділ 1 Аналітичний огляд та постановка задачі. Розділ 2 Розроблення та валідація віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ. Розділ 3 Самонавчальна діагностика стану за струмовими та вібраційними показниками при змінній швидкості

3. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Графічний матеріал складається з презентації на які зображенні

основні складові (графіки, схеми, діаграми та ін.) для пояснення матеріалу кваліфікаційної роботи.

4. Консультація розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали консультанта	Дата, підпис	
		Завдання видав	Завдання прийняв
I	Пересунько І.І.	15.09.2025	01.10.2025
II	Пересунько І.І.	01.10.2025	30.10.2025
III	Пересунько І.І.	01.11.2025	08.12.2025

5. Календарний план

№	Етапи роботи	Термін
1	Аналітичний огляд та постановка задачі	15.09.2025
2	Електропривод з ПЧ як об'єкт моделювання та діагностики	18.09.2025
3	Підходи до створення “віртуальної моделі”/digital twin електропривода	29.09.2025
4	Діагностика за струмом і вібрацією: інформативні ознаки	09.10.2025
5	Постановка задачі та критерії ефективності	25.10.2025
6	Розроблення та валідація віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ	27.10.2025
7	Загальна структура моделі (MATLAB/Simulink)	29.10.2025
8	Математична модель двигуна та механіки	03.10.2025
9	Модель ПЧ і втрат/спотворень	15.11.2025
10	Ідентифікація параметрів та “прив’язка” до реального привода	19.11.2025
11	Самонавчальна діагностика стану за струмовими та вібраційними показниками при змінній швидкості	08.12.2025

Дата видання завдання: 15.09.2025 р.

Здобувач вищої освіти _____
(підпис)

Артем КУЦЕВИЙ

Керівник роботи _____

Ігор ПЕРЕСУНЬКО

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи магістра на тему: «Віртуальна математична модель електроприводу з перетворювачем частоти та самонавчальна діагностика його стану за струмовими й вібраційними показниками при зміні швидкості».

КНУ.МР.141.25. 665с-8

Мета роботи – є розроблення та валідація віртуальної математичної моделі реального електропривода з перетворювачем частоти, яка при змінній швидкості коректно відтворює його електромеханічні, вібраційні та енергетичні режими і використовується як основа для самонавчальної діагностики технічного стану за струмовими та вібраційними ознаками.

Об'єкт розробки – є віртуальна математична модель електропривода з перетворювачем частоти, інтегрована з модулем самонавчальної діагностики технічного стану за струмовими та вібраційними показниками в умовах змінної швидкості.

Розділ 1. У цьому розділі проаналізовано сучасні структури електропривода з перетворювачем частоти, режими роботи зі змінною швидкістю та їхній вплив на струмові, моментні й вібраційні показники. Сформульовано поняття «віртуальної моделі»/digital twin для електропривода, виділено інформативні струмові та вібраційні ознаки дефектів і поставлено задачі та критерії ефективності майбутньої системи діагностики.

Розділ 2. У розділі побудовано цифровий двійник електропривода з ПЧ у середовищі MATLAB/Simulink, що включає моделі перетворювача, асинхронного двигуна, механічного навантаження, втрат і вібраційного каналу. Проведено ідентифікацію параметрів за даними розгону, гальмування та сталих режимів і показано, що модель задовільно відтворює часові та спектральні характеристики реального привода для нормального стану та типових дефектів.

Розділ 3. У цьому розділі розроблено підхід до формування струмових і вібраційних ознак з урахуванням змінної швидкості та побудовано алгоритм самонавчальної діагностики, який поєднує дані цифрового двійника і реальні сигнали. Показано, що використання комбінованого аналізу струму та вібрації дозволяє надійно розрізняти нормальний режим, розбаланс і дефекти ротора та забезпечує можливість адаптації діагностичної моделі в процесі експлуатації.

ЦИФРОВИЙ ДВІЙНИК; ЕЛЕКТРОПРИВОД З ПЧ; ДІАГНОСТИКА СТАНУ;
СТРУМОВІ ТА ВІБРАЦІЙНІ СИГНАЛИ; САМОНАВЧАЛЬНИЙ АЛГОРИТМ.

Зміст

Вступ.....	6
Розділ 1 Аналітичний огляд та постановка задачі	9
1.1. Електропривод з ПЧ як об’єкт моделювання та діагностики	9
1.2. Підходи до створення “віртуальної моделі”/digital twin електропривода 16	
1.3. Діагностика за струмом і вібрацією: інформативні ознаки	21
1.4. Постановка задачі та критерії ефективності	27
Проміжні висновки до розділу 1	29
Розділ 2 Розроблення та валідація віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ.....	32
2.1. Загальна структура моделі (MATLAB/Simulink).....	32
2.2. Математична модель двигуна та механіки	35
2.3. Модель ПЧ і втрат/спотворень	38
2.4. Ідентифікація параметрів та “прив’язка” до реального привода	47
Проміжні висновки до розділу 2.	54
Розділ 3 Самонавчальна діагностика стану за струмовими та вібраційними показниками при змінній швидкості.....	56
3.1. Ознаки для навчання (струм + вібрація).....	56
Проміжні висновки до розділу 3.....	63
Загальний висновок.....	65
Список використаних джерел	68

Вступ

Сучасний розвиток промисловості неможливий без широкого застосування електроприводів з перетворювачами частоти, які забезпечують гнучке керування швидкістю, високий ККД та можливість інтеграції в автоматизовані системи керування. Асинхронні приводи з ПЧ стали базовим рішенням для гірничорудних, металургійних, нафтогазових, транспортних та багатьох інших об'єктів, де від їхньої надійності залежить безперервність технологічних процесів, якість продукції та енергетична ефективність підприємства в цілому. В умовах зростання вартості електроенергії, посилення вимог до надійності та безпеки обладнання, а також переходу до концепцій «розумного» та цифрового виробництва, задачі моніторингу стану й діагностики електроприводів набувають стратегічного значення.

Особливої актуальності набуває діагностика саме електропривода з ПЧ при змінній швидкості. Класичні методи контролю за струмовими та вібраційними сигналами здебільшого орієнтовані на роботу в сталих режимах, коли частоти інформативних складових фіксовані або повільно змінюються. У випадку частотного керування ситуація суттєво ускладнюється: частота живлення двигуна, механічна швидкість обертання, напруга, спектральний склад струму та вібрації змінюються у широкому діапазоні. Це призводить до зміщення діагностичних ознак у часі й частоті, накладання гармонік інвертора та мережі, появи додаткових пульсацій моменту та специфічних видів навантажувальних режимів. У таких умовах традиційні «статичні» підходи до діагностики часто виявляються недостатньо чутливими та стійкими.

Окремою проблемою є вартість і ризики проведення повномасштабних експериментів із відмовами на реальному обладнанні. Заплановано вивести з ладу підшипник, створити виражений розбаланс або моделювати дефект ротора на робочому приводі — практично неможливо без загрози для безпеки людей, надійності технологічного процесу й самого електромеханічного комплексу. Крім того, далеко не всі несправності проявляються одразу, часто вони мають прихований характер, пов'язаний з повільною деградацією ізоляції,

зношуванням підшипників, накопиченням втомних пошкоджень у роторах тощо. Це створює потребу в інструменті, який дозволяє «програвати» різноманітні сценарії, включно з критичними, без втручання в реальний агрегат.

У цьому контексті особливу роль відіграє концепція цифрового двійника (digital twin) електропривода – віртуальної математичної моделі, що максимально наближено відтворює реакцію реальної системи на керувальні та збурювальні дії. Такий цифровий двійник, побудований на основі фізичних рівнянь, ідентифікованих параметрів та експериментальних даних, дозволяє досліджувати динаміку електропривода з ПЧ, його струмові, вібраційні та енергетичні характеристики без ризику для обладнання. Крім того, він може слугувати джерелом синтетичних даних для навчання діагностичних алгоритмів, коли реальних аварійних або дефектних режимів недостатньо для статистично коректного аналізу.

Не менш важливою є тенденція переходу від «жорстко налаштованих» систем діагностики до самонавчальних систем, які здатні адаптувати свої моделі до конкретного електропривода, умов його роботи, типів навантаження та характеру старіння. Використання методів машинного навчання та обробки великих масивів даних (струмових, вібраційних, температурних, енергетичних) відкриває можливість побудови діагностичних систем, що не просто контролюють вихід за порогові значення, а й розпізнають типові патерни «норма/аномалія», тип дефекту та стадію його розвитку. Поєднання такого самонавчального підходу з цифровим двійником створює потужний інструментарій для поступового, але системного підвищення надійності привода.

Для енергоємних галузей, до яких належать гірничорудні та металургійні підприємства, питання своєчасної діагностики електроприводів напряду пов'язані з економічними втратами від простоїв, незапланованих ремонтів і аварійних зупинок. Кожен великий електропривод, що виходить з ладу, призводить до зупинки цілого технологічного переділу, втрати продуктивності та додаткових витрат на відновлення обладнання. Запровадження системи, яка

на основі аналізу струму й вібрації на ранніх стадіях «бачить» наближення дефекту й може рекомендаційно підтримати прийняття рішень щодо технічного обслуговування, є важливим кроком до впровадження концепції прогнозованого обслуговування (predictive maintenance) замість реактивного ремонту після аварії.

З огляду на це, обрана в роботі тема – розроблення віртуальної математичної моделі реального електропривода з перетворювачем частоти та самонавчальної діагностики його стану за струмовими й вібраційними показниками – є актуальною як з наукової, так і з прикладної точок зору. Вона поєднує фундаментальні підходи до моделювання електромеханічних систем, сучасні засоби частотного керування, методи обробки сигналів і машинного навчання в єдину концепцію цифрового двійника, орієнтованого на практичне використання в системах моніторингу стану. Реалізація такого підходу сприятиме підвищенню надійності та енергоефективності електроприводів, зменшенню ризиків аварійних ситуацій і впровадженню сучасних цифрових технологій у промислові підприємства.

Розділ 1 Аналітичний огляд та постановка задачі

1.1. Електропривод з ПЧ як об'єкт моделювання та діагностики

Електропривод з перетворювачем частоти (ПЧ) та асинхронним двигуном (АД) сьогодні є базовою ланкою більшості промислових установок з регульованою швидкістю. З погляду моделювання та діагностики такий електропривод доцільно розглядати як цілісну електромеханічну систему, що включає силову електроніку, електричний двигун, механічний виконавчий механізм, а також підсистему керування та вимірювання.

Типова структура привода «ПЧ–АД–механізм» містить такі основні елементи:

- мережевий випрямляч (діодний або активний);
- ланку постійного струму (DC-ланку) з ємнісним фільтром і, за потреби, дроселями;
- інвертор на IGBT/MOSFET, який формує трифазну напругу змінної частоти й амплітуди;
- фільтрувальні елементи на виході (dv/dt- або синусний фільтр);
- асинхронний двигун (клітинковий або з підвищеним моментом);
- механічний об'єкт: редуктор, муфта, робочий орган (насос, вентилятор, конвеєр, лебідка тощо);
- систему датчиків (струму, DC-напруги, за потреби – енкодер, акселерометр, температурні датчики).

У спрощеному вигляді механічна частина електропривода описується рівнянням динаміки обертального руху:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = T_e(t) - T_L(\omega, t) - B \cdot \omega,$$

де J – зведений момент інерції системи «двигун–механізм», ω – кутова швидкість вала, $T_e(t)$ – електромагнітний момент двигуна, $T_L(\omega, t)$ – момент навантаження, B – коефіцієнт в'язкого тертя. Взаємозв'язок електричної та

механічної частин забезпечується через $Te(t)$, який формується струмами статора і потоком у машині.

Перетворювач частоти керує швидкістю через зміну частоти та амплітуди вихідної напруги. Синхронна кутова швидкість обертання магнітного поля визначається:

$$\omega_s = \frac{2\pi f_1}{p},$$

де f_1 – частота вихідної напруги ПЧ, p – число пар полюсів двигуна. Фактична швидкість ротора ω відрізняється від ω_s на величину ковзання

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}.$$

Саме зміна f_1 дозволяє реалізувати режими змінної швидкості – плавний пуск, розгін, гальмування, інверсію напрямку, роботу в зоні сталого моменту та в зоні ослаблення поля.

Типові режими змінної швидкості

У реальних технологічних процесах електропривод рідко працює за сталих обертів. Часто застосовуються такі режими:

- розгін із заданою швидкісною/моментною характеристикою (лінійні або S-подібні рампи);
- циклічна робота (періодичні розгони–зупинки, реверси, позиціонування);
- робота при змінному навантаженні (наприклад, зміна рівня рідини в резервуарі для насоса);
- робота в зоні ослаблення поля (швидкості вище номінальної за обмеженням напруги ПЧ).

Для різних типів механізмів момент навантаження має характерну залежність від швидкості. Для насосів і вентиляторів виконується приблизно

$$T_L(\omega) \approx k\omega^2,$$

де k – коефіцієнт, визначений параметрами гідромеханічної системи, тоді як для конвеєрів та підіймальних механізмів момент близький до сталого у

широкому діапазоні швидкостей. У режимах позиціонування або роботі з ударними навантаженнями $T_L(\omega, t)$ може бути суттєво нестационарним, що ускладнює аналіз та діагностику.

З точки зору діагностики, режими змінної швидкості створюють дві проблеми. По-перше, електричні та вібраційні сигнали стають нестационарними: спектральні компоненти, пов'язані з обертанням, зміщуються в частотній області разом зі зміною $\omega(t)$. По-друге, під час розгону і гальмування активуються додаткові обмеження ПЧ (максимальний струм, обмеження моменту), що змінює характер струмових і моментних пульсацій. Це вимагає спеціальних методів обробки сигналів (аналіз у ковзних вікнах, час–частота, нормування ознак на швидкість), а віртуальна математична модель повинна відтворювати ці особливості.

Вплив ПЧ: гармоніки струму, пульсації моменту, нагрів і втрати

На відміну від живлення від мережі, ПЧ формує напругу методом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Навіть при синусоїдному опорному сигналі вихідна напруга має високу гармонічну складову на частоті комутації f_{sw} та її кратних, а також спотворення, пов'язані з «мертвим часом» (dead-time) ключів, нелінійністю силових елементів і асиметрією плечей інвертора. У результаті струми статора також містять вищі гармоніки та міжгармонічні складові.

Рівень гармонічних спотворень струму часто характеризують коефіцієнтом THD:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1},$$

де I_1 – амплітуда основної гармоніки струму, I_h – амплітуди вищих гармонік. Збільшення THD призводить до підвищених втрат у міді ($P_{cu} \sim I_{rms}^2 R$), додаткових втрат у сталі та зростання нагріву. Для моделі це означає, що навіть при тому самому середньому моменті T_e фактичні втрати і температурні режими відрізняються від приведеної «ідеальної синусоїдної» картини.

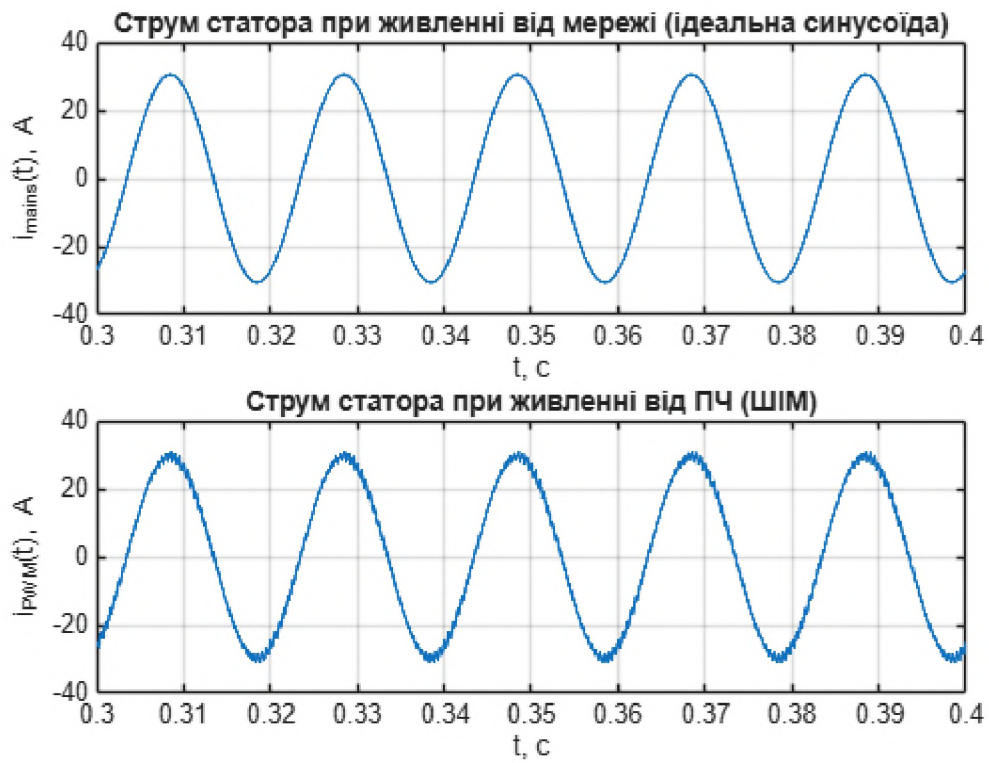


Рисунок 1.1 – Порівняння форм струму статора при живленні від мережі й від ПЧ.

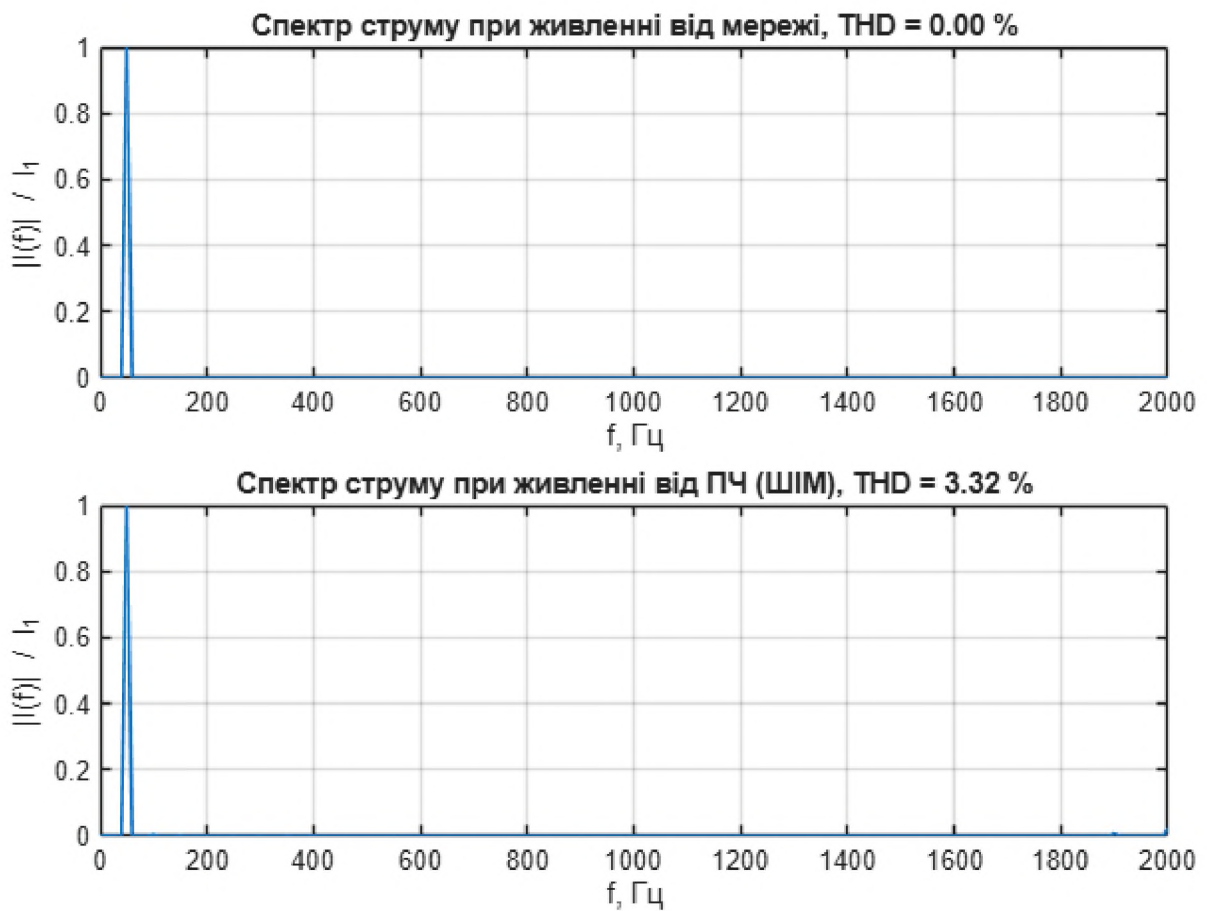


Рисунок 1.2 – Порівняння спектрів струму статора від мережі та ПЧ

Пульсації моменту мають як електромагнітне, так і алгоритмічне походження. Вони можуть бути описані представленням

$$T_e(t) = \bar{T}_e(t) + \Delta T_e(t),$$

де $\bar{T}_e(t)$ – повільно змінна складова, що визначається системою регулювання, а $\Delta T_e(t)$ – високочастотна складова, зумовлена гармоніками струму і потоку, дією ШІМ, обмеженнями по струму та затримками регуляторів. Саме $\Delta T_e(t)$ здатна збуджувати механічні резонанси валів, муфт, редукторів, спричиняти періодичні коливання швидкості та зростання рівня вібрацій.

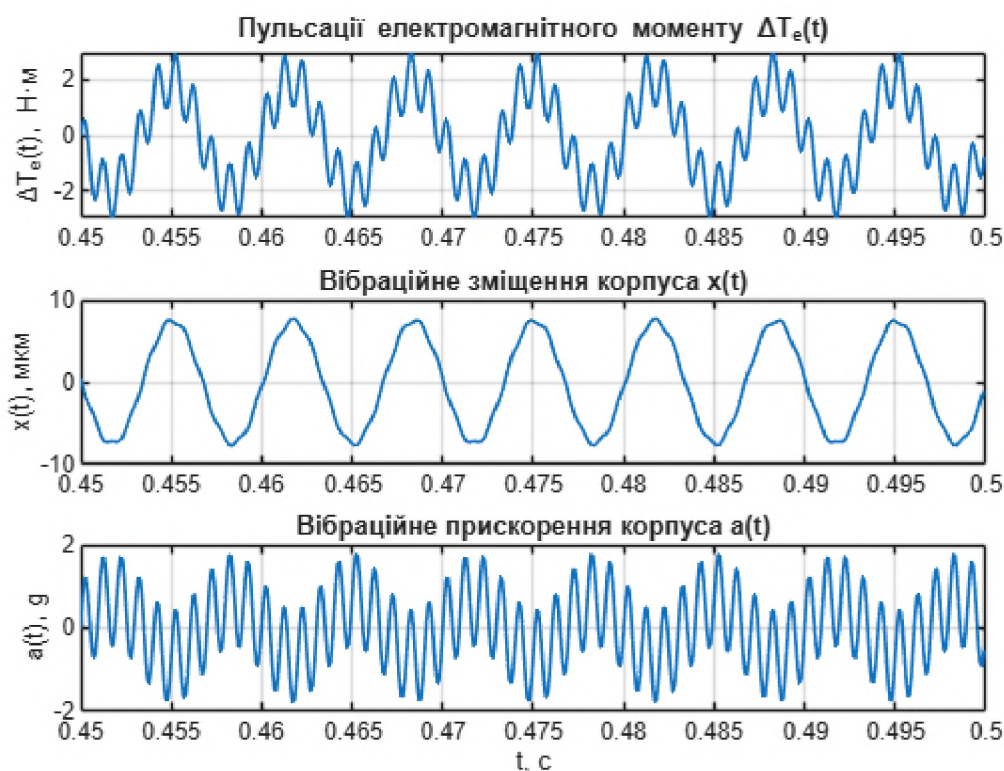


Рисунок 1.3 - Часові діаграми $\Delta T_e(t)$ та спричинена вібраційна відповідь

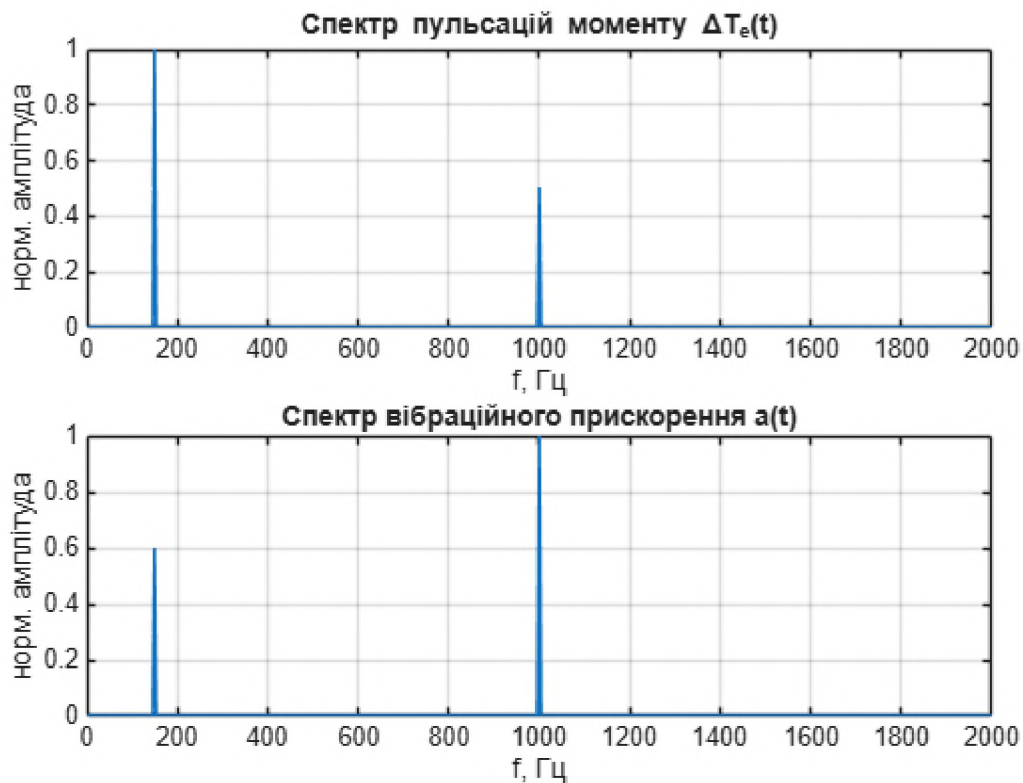


Рисунок 1.4 – Частотний вміст збурення $\Delta T_e(t)$ та вібраційної відповіді корпусу

Отримані графіки показують, що високочастотні пульсації моменту $\Delta T_e(t)$ мають чітко виражену періодичну структуру і містять кілька домінуючих частотних складових. Ці пульсації передаються через вал і опори на корпус двигуна, формуючи помітну вібраційну відповідь: зміщення $x(t)$ хоч і має малу амплітуду, але вібраційне прискорення $a(t)$ досягає значень, які вже є інформативними для діагностики.

Аналіз спектрів показує, що частотні компоненти у спектрі вібрації повторюють частоти збурення моменту, але їх амплітуда модифікується частотною характеристикою механічної системи «мас-пружина-демпфер». Таким чином, вібраційний сигнал є чутливим індикатором пульсацій електромагнітного моменту і може використовуватися для оцінки як нормальних режимів роботи ПЧ, так і потенційних дефектів, пов'язаних із зростанням моментних пульсацій.

Для задач вібраційної діагностики це має принципове значення: частина спектральних компонент вібрації пов'язана не з дефектами (розбаланс, розцентровка, пошкодження підшипників), а з нормальною роботою ПЧ. Віртуальна модель повинна відтворювати типовий «фон» вібрацій,

обумовлений пульсаціями моменту, щоб алгоритм діагностики міг відокремити аномальні компоненти, пов'язані з пошкодженнями.

Сумарні втрати в системі «мережа–ПЧ–АД–механізм» можна подати у вигляді

$$P_{in} = P_{out} + P_{loss} = P_m + P_{cu} + P_{fe} + P_{mech} + P_{conv},$$

де P_{in} – потужність з боку мережі, $P_m = T_e \omega$ – механічна потужність на валу двигуна, P_{cu} – втрати в обмотках, P_{fe} – втрати в сталі, P_{mech} – механічні втрати (тертя, вентиляція), P_{conv} – втрати у перетворювачі (ключач, діодах, дроселях, фільтрах). При змінній швидкості всі компоненти P_{loss} змінюються в часі, а нагрівання елементів має інерційний характер.

Нагрівання двигуна й ПЧ часто описують узагальненою тепловою моделлю першого порядку:

$$C_{th} \frac{d\theta}{dt} = P_{loss}(t) - \frac{\theta - \theta_{amb}}{R_{th}},$$

де θ – температура обмотки або корпусу, θ_{amb} – температура навколишнього середовища, C_{th} – теплова ємність, R_{th} – тепловий опір. Температура впливає на опір обмоток, ковзання, допустимі струми, а значить – і на діагностичні ознаки, які використовують струм і вібрацію. Без урахування теплової динаміки віртуальна модель може давати систематичну похибку в довготривалих режимах.

З огляду на зазначене, електропривод з ПЧ є одночасно й дуже інформативним, і досить складним об'єктом для діагностики. З одного боку, наявні внутрішні вимірювання (струми, напруга DC-ланки, оцінки моменту й потужності, швидкість), які можна безпосередньо використовувати для побудови алгоритмів самонавчальної діагностики. З іншого боку, гармоніки ПЧ, пульсації моменту, нестационарні режими та температурні ефекти створюють неоднозначність інтерпретації сигналів. Саме тому віртуальна математична модель, що адекватно описує динаміку «ПЧ–АД–механізм» у широкому діапазоні режимів, є необхідною основою для подальшого синтезу та валідації алгоритмів діагностики за струмовими й вібраційними показниками.

1.2 Підходи до створення “віртуальної моделі”/digital twin електропривода

Поняття “віртуальної моделі” або digital twin електропривода означає математико-алгоритмічний комплекс, який у режимі, наближеному до реального часу, відтворює поведінку системи «ПЧ–АД–механізм» з урахуванням керування, навантаження, втрат і стану обладнання. Така модель не є лише «офлайновою» імітацією, а має бути здатною синхронізуватись із реальним приводом через виміряні сигнали, коригувати свої параметри й використовуватися для діагностики та прогнозування.

Узагальнено підходи до побудови digital twin електропривода можна поділити на три групи:

- фізичні (white-box) моделі, що ґрунтуються на рівняннях електромагнітних та механічних процесів;
- напівемпіричні (grey-box) моделі, де база – фізична структура, але ключові залежності подаються таблично або через емпіричні коефіцієнти;
- ідентифікаційні (black-box) моделі, що формуються безпосередньо з експериментальних даних за допомогою методів ідентифікації та машинного навчання.



Рисунок 1.5 - Блок-схему класифікації моделей digital twin електропривода

У реальному проєкті digital twin доцільно комбінувати ці підходи: наприклад, для силової частини та механіки використовувати фізичну модель,

для втрат – напівемпіричні залежності, а для діагностичних ознак – ідентифікаційні моделі.

Фізична модель асинхронного двигуна у системі координат dq , синхронно обернений з полем, традиційно формулюється на основі еквівалентного кола. Для статора й ротора (приведеного до сторони статора) маємо:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q, \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d, \\ 0 &= R_r' i_{dr}' + \frac{d\psi_{dr}'}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{qr}', \\ 0 &= R_r' i_{qr}' + \frac{d\psi_{qr}'}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{dr}', \end{aligned}$$

де u_d, u_q – проєкції напруги статора в dq-системі, i_d, i_q – струми статора, ψ_d, ψ_q – потоки, ω_s – синхронна кутова швидкість, ω – механічна швидкість ротора, R_s, R_r' – опори статора та ротора, приведенного до статора. Потоки пов'язані зі струмами через індуктивності L_s, L_r', L_m .

Електромагнітний момент у такій моделі обчислюється:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d),$$

де p – число пар полюсів.

Механічна частина моделі описується рівнянням

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L(\omega, t) - B\omega,$$

де J – момент інерції, B – коефіцієнт в'язкого тертя, T_L – момент навантаження. Для більш складних механічних систем використовують багатомасові моделі з декількома валами, муфтами та люфтами, де опис вводиться системою диференціальних рівнянь другого порядку для кожної маси.

Модель перетворювача частоти може мати різний рівень деталізації: від «ідеального» перетворювача, що формує синусоїдну напругу заданої амплітуди та частоти, до комутаційної моделі ШІМ з урахуванням dead-time, нелінійностей силових ключів і паразитних параметрів. Вибір рівня деталізації

залежить від задачі: для дослідження струмових гармонік і моментних пульсацій потрібна комутаційна модель, для системного аналізу енергетики – достатньо усередненої.

Перевага фізичних моделей – чіткий фізичний зміст параметрів і можливість екстраполяції в нові режими. Недолік – значна кількість параметрів та обчислювальна складність при високому рівні деталізації.

Напівемпіричні моделі (grey-box): карти, табличні залежності, коригувальні коефіцієнти

Напівемпіричні моделі будуються на основі фізичної структури, але складні залежності (наприклад, втрати, нелінійні магнітні характеристики, залежність моменту від ковзання і напруги) задаються у вигляді карт (lookup tables) або емпіричних формул, отриманих з досвіду чи вимірювань.

Прикладом такої моделі може бути представлення двигуна через карту моменту $T_e(f_1, U_1, \omega)$ та карту ККД/втрат $\eta(T_e, n)$ або $P_{loss}(T_e, n)$. У такому разі електромеханічна динаміка описується спрощеним рівнянням руху, а електромагнітна частина «згортається» в табличну залежність:

$$T_e(t) = F_{map}(f_1(t), U_1(t), \omega(t)),$$

де F_{map} – інтерполяція по вимірянній або розрахованій карті. Аналогічно для втрат:

$$P_{loss}(t) = G_{map}(T_e(t), \omega(t)).$$

Такі моделі значно швидші за повні dq-моделі, добре підходять для системного аналізу енергетики, оптимізації режимів, а також для включення digital twin у складі задач керування (optimal control, MPC, energy management). При цьому параметри карт можуть бути оновлені за результатами експериментів, що робить модель адаптивною.

Типовий підхід:

- фізична структура (ПЧ–АД–механізм) задається блок-схемою;
- динаміка описується спрощеним диференціальним рівнянням;

- нелінійності та втрати – карта/таблиця, побудована за даними виробника або власних вимірювань;
- параметри карт уточнюються через процедури оптимізації (мінімізація розбіжності між моделлю та виміром).

Ідентифікаційні моделі будуються без прямого використання фізичних рівнянь. Вхідними параметрами є виміряні сигнали (наприклад, частота ПЧ, оцінений момент, швидкість, струми), на основі яких синтезується модель виду

$$y(k) = \mathcal{M}(y(k-1), \dots, y(k-n_y), u(k-1), \dots, u(k-n_u)),$$

де $u(k)$ – вхідний вектор (команди ПЧ, навантаження), $y(k)$ – вихідний (швидкість, момент, температура), $\mathcal{M}$ – модель (лінійна ARX/ARMAX, стан-простір, нейромережа, NARX-модель тощо).



Рисунок 1.6 - Блок-схема калібрування digital twin

Метою є побудова моделі, що мінімізує функціонал похибки

$$J(\theta) = \sum_k \|y_{\text{meas}}(k) - y_{\text{model}}(k, \theta)\|^2,$$

де θ – вектор параметрів моделі. Такі моделі часто забезпечують високу точність у робочих діапазонах, особливо для складних нелінійних залежностей (наприклад, температурні режими, ефективність, перехідні процеси при комутації ПЧ), але мають слабшу інтерпретованість і гіршу здатність до екстраполяції за межі даних навчання.

Незалежно від обраного типу моделі, ключовим етапом є її калібрування – узгодження параметрів із конкретним приводом, що досліджується.

Для асинхронного двигуна потрібні, як мінімум:

- електричні параметри: $R_s, R_r', L_s, L_r', L_m$;
- механічні: J, B ;
- характеристики навантаження $T_L(\omega)$;
- температурні параметри (теплові ємності й опори).

Частину з них можна отримати з паспортних даних і стандартних випробувань (випробування на холостому ході, дослід короткого замикання, вимірювання опору обмоток при різних температурах). Для навантаження будують емпіричну залежність

$$T_L(\omega) \approx a_0 + a_1\omega + a_2\omega^2,$$

або використовують табличну залежність на основі вимірюваних точок (ω_i, T_L, i) . Параметри a_i оцінюються методом найменших квадратів.

Калібрування моделі інвертора включає:

- уточнення реального діапазону напруги DC-ланки;
- ефективних втрат силових ключів (наприклад, карта $P_{\text{conv}}(I, f)$);
- параметрів фільтрів (дроселі, кабелі).

Загальний процес калібрування digital twin можна подати як задачу оптимізації:

$$\theta^* = \arg \min_{\theta} \sum_k \left(w_{\omega} (\omega_{\text{meas}}(k) - \omega_{\text{model}}(k, \theta))^2 + w_I (I_{\text{meas}}(k) - I_{\text{model}}(k, \theta))^2 + w_P (P_{\text{meas}}(k) - P_{\text{model}}(k, \theta))^2 \right),$$

де θ – вектор параметрів моделі (електричні, механічні, втрати), w_ω, w_I, w_P – вагові коефіцієнти. Для розв’язання використовують класичні методи оптимізації (градієнтні, нелінійні найменші квадрати, глобальний пошук) або комбінують їх з ідентифікаційними техніками.

1.3. Діагностика за струмом і вібрацією: інформативні ознаки

Діагностика стану електропривода на основі аналізу струму статора та вібраційних сигналів є одним з ключових напрямів побудови цифрових двійників приводів із перетворювачем частоти. Струмові та вібраційні сигнали легко знімати, вони несуть інформацію як про електромагнітні процеси (стан обмоток, ротора, перетворювача), так і про механічні дефекти (підшипники, розбаланс, перекіс, ексцентриситет, люфти). Для потреб самонавчальної діагностики важливим є не сам «сирий» сигнал, а набір інформативних ознак, які компактно описують стан привода і добре розділяють класи «норма / дефект».

Струмові ознаки: RMS, THD, спектральні компоненти, ковзання, специфічні дефектні частоти.

Найпростішими струмовими ознаками є середньоквадратичне значення (RMS) та коефіцієнт гармонічних спотворень THD. Для фазного струму статора $i(t)$, що розкладається в ряд Фур’є, коефіцієнт THD визначають як

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1},$$

де I_1 – амплітуда основної гармоніки, I_h – амплітуди вищих гармонік. Зростання THD_I свідчить про збільшення деформації струму, що може бути пов’язано як із роботою ПЧ (високий рівень ШІМ-компонент), так і з додатковими втратами та локальними насиченнями в машині. RMS і THD є базовими інтегральними ознаками, які варто оцінювати для різних режимів швидкості й навантаження.

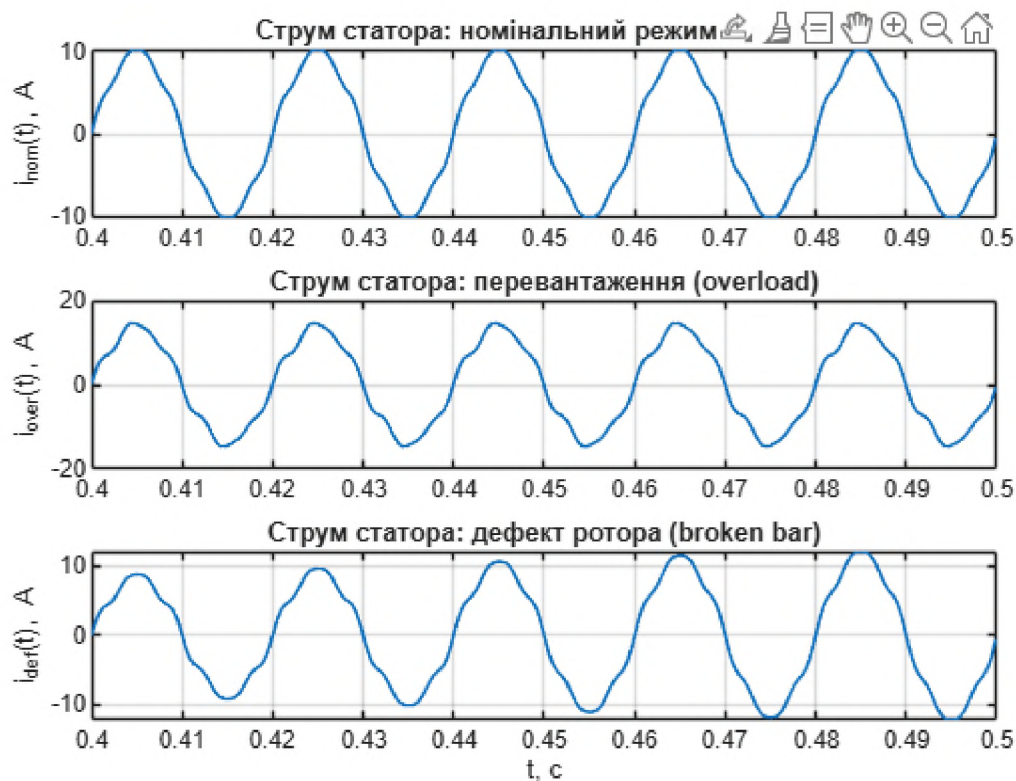


Рисунок 1.7. - Часові діаграми струму статора, три підграфіки (номінал, перевантаження, дефект).

Більш детальну інформацію дає спектральний аналіз струму. У спектрі струму статора для справного привода при живленні від ПЧ очікується домінуюча компонента на частоті основної гармоніки f_1 , її гармоніки $2f_1$, $3f_1$, ..., а також групи складових, пов'язаних із частотою комутації f_{sw} . Важливими інформативними ознаками є:

- амплітуди основної та вищих гармонік ($1\times$, $2\times$, $3\times$ тощо, де $1\times$ відповідає f_1);
- відносні рівні гармонік (наприклад, $I_2/I_1, I_3/I_1$);
- наявність та амплітуди бокових смуг (sidebands) навколо основної компоненти та її гармонік.

Бокові смуги мають вигляд

$$f = f_1 \pm k f_m, \quad f = n f_1 \pm k f_m,$$

де f_m – характеристична механічна або електромагнітна частота (пов'язана зі швидкістю, ковзанням або дефектом), n, k – цілі числа. Наявність і рівень таких sidebands часто є ключовою ознакою дефекту.

Для асинхронного двигуна важливою роллю відіграють компоненти, пов'язані з ковзанням. Ковзання s визначається як

$$s = \frac{f_1 - f_{mech} p}{f_1},$$

де $f_{mech} = \omega / (2\pi)$ – механічна частота обертання, p – число пар полюсів. Частота ковзання.

$$f_{sl} = s f_1$$

виступає базою для ряду діагностичних частот. Наприклад, для дефекту у вигляді обриву стрижнів ротора (broken bar) у спектрі струму статора з'являються характерні бокові смуги на частотах

$$f_{bb} = f_1 (1 \pm 2s), \quad f = f_1 (1 \pm 2ks), \quad k = 1, 2, \dots$$

Підвищення амплітуди цих компонент відносно основної гармоніки є інформативною ознакою деградації ротора.

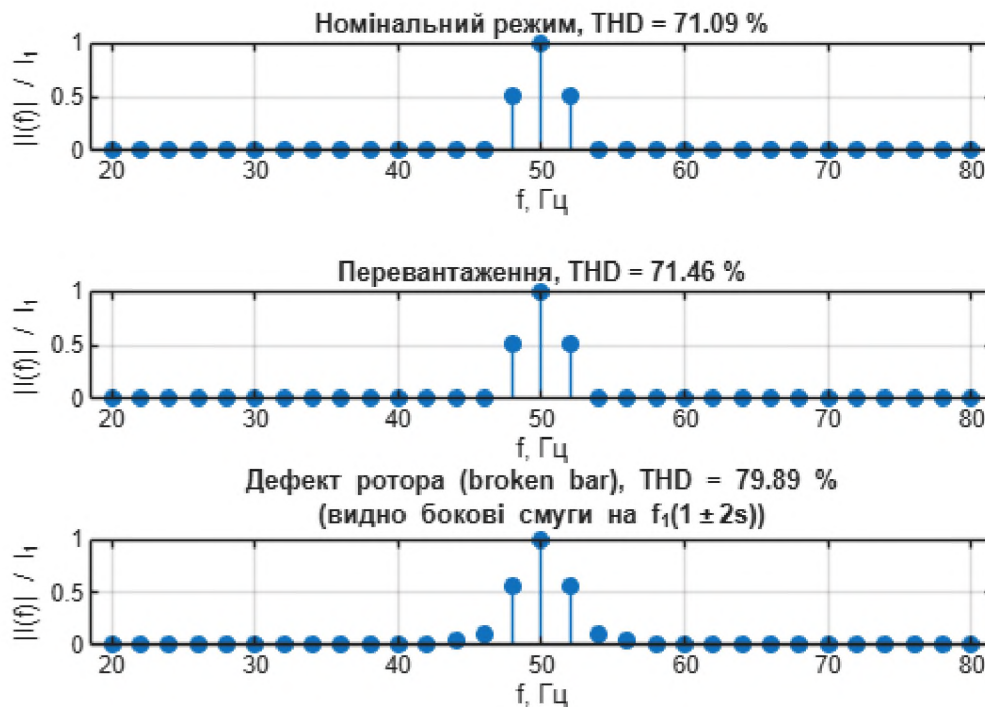


Рисунок 1.8 - Спектри навколо f_1 — друга фігура: видно бокові смуги для дефекту.

Ексцентриситет зазору (статичний або динамічний) призводить до появи додаткових електромагнітних сил i , відповідно, до специфічних гармонік у

струмі. Вони можуть проявлятися у вигляді компонент, розташованих поблизу частот $f=f_1 \pm f_{mech}$, а також комбінованих частот, пов'язаних із кратністю числа пазів. Аналіз зміни цих компонент у часі дозволяє відслідковувати прогресування ексцентриситету.

Певні підшипникові дефекти, хоча й мають переважно механічну природу, можуть проявлятися й у струмовому сигналі через модуляцію моменту навантаження. Відповідні частотні компоненти (BPFO, BPFI, BSF, FTF – частоти дефектів обойм, тіл кочення, сепаратора) можуть «відбитись» у спектрі струму як додаткові бокові смуги навколо основної гармоніки або її кратних. Їхній рівень зазвичай нижчий, ніж у вібраційному сигналі, однак для комплексної діагностики це цінна додаткова ознака.

Окрім чисто спектральних, у струмовому сигналі використовують і часові статистичні ознаки: середнє, дисперсію, стандартне відхилення, коефіцієнт форми, піковий фактор, ексцес, асиметрію. Наприклад, поява імпульсоподібних збурень (ударів) від дефектів механіки може підвищувати піковий фактор і ексцес струму. Такі ознаки особливо корисні в умовах змінної швидкості, коли класичний стаціонарний спектральний аналіз має обмеження.

Вібраційний сигнал від двигуна й механізму найчастіше знімається акселерометром, що вимірює прискорення $a(t)$ у м/с² або в одиницях g . Проте для аналізу можуть використовуватися три еквівалентні форми: зміщення $x(t)$, швидкість $v(t)$ і прискорення $a(t)$, пов'язані між собою в частотній області співвідношеннями

$$|V(f)| = 2\pi f |X(f)|, \quad |A(f)| = (2\pi f)^2 |X(f)|.$$

На практиці для низькочастотних дефектів (розбаланс, розцентровка, м'яка опора) часто аналізують віброшвидкість, тоді як для підшипникових дефектів і високочастотних ударів інформативнішим є прискорення.

Основними спектральними ознаками вібраційного сигналу є:

- амплітуда на частоті обертання ($1\times$, f_{rot}), що різко зростає при розбалансі;

- компоненти на $2\times$ та $3\times$ частоти обертання, характерні для перекосу муфти, геометричних неточностей, ексцентриситету;
- спектральні піки на характерних пошкоджувальних частотах підшипників (BPFO, BPFI, BSF, FTF), які залежать від геометрії підшипника і частоти обертання.

Вібраційні ознаки поділяють на лінійні спектральні (амплітуди на визначених частотах, ширина піків, рівень шумового фону) та статистичні часові (RMS, пікова амплітуда, піковий фактор, ексцес). Зростання RMS і пікових значень вібрації при збереженні того ж режиму швидкості й навантаження є загальною ознакою деградації вузлів.

Особливе місце займає метод демодуляції огибаючої (envelope analysis), що застосовується для виявлення ударних процесів (наприклад, дефекти доріжок кочення в підшипниках). Суть методу полягає у виділенні високочастотного діапазону, де система має резонанс (через смуговий фільтр), подальшому виділенні огибаючої сигналу (через перетворення Гільберта або детектор огибаючої) і аналізі спектра цієї огибаючої. Частотні піки в спектрі огибаючої на частотах BPFO, BPFI, BSF, FTF виступають дуже інформативною ознакою локальних пошкоджень підшипника.

У приводах із ПЧ важливо враховувати, що швидкість може змінюватися в часі. У таких умовах класичний стаціонарний спектр (FFT) «зливає» інформацію по різних режимах в один усереднений результат. Тому використовують час–частотні методи – короткочасне перетворення Фур'є (STFT), вейвлет-перетворення, а також order tracking, коли аналіз виконують не за частотою в Гц, а за порядком відносно частоти обертання ($1\times$, $2\times$, $3\times\dots$).

Час–частотні представлення дозволяють будувати ознаки на основі енергетичних розподілів у «вікнах» часу (наприклад, сумарна енергія в певній смузі частот протягом інтервалу). Для самонавчальної діагностики при змінній швидкості це особливо важливо: алгоритм може «бачити», як конкретна частота або порядок з'являється і зникає при розгоні, гальмуванні, зміні навантаження, і використовувати цю динаміку як ознаку.

У системах типу digital twin доцільно використовувати комплексний вектор ознак, що об'єднує інформацію зі струмових та вібраційних каналів. Струм, як правило, краще відображає електромагнітні аномалії (дефекти обмоток, ротора, асиметрію живлення, вплив параметрів ПЧ), тоді як вібрація чутливіша до механічних дефектів (підшипники, розбаланс, люфти, перекіс). Об'єднання ознак дозволяє підвищити ймовірність правильної класифікації станів та зменшити ризик помилкових спрацювань при змінних режимах роботи.

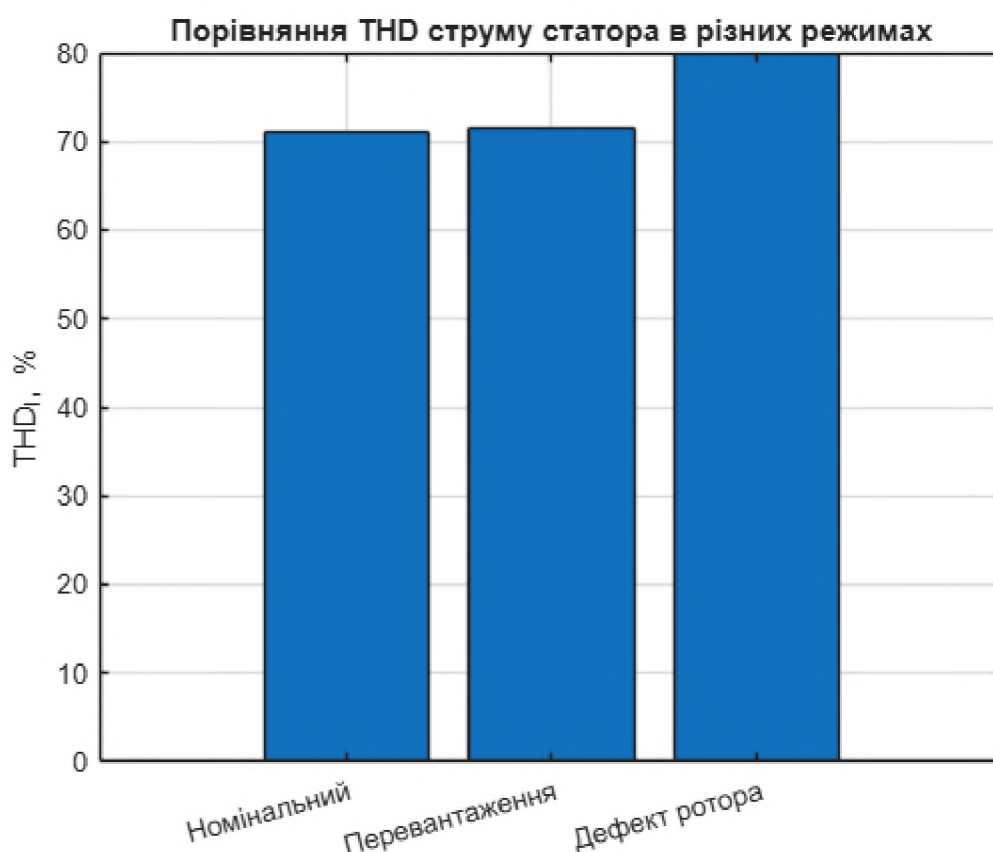


Рисунок 1.9 - Порівняння THD —стовпчикова діаграма, де: THD для номіналу — мінімальний; THD для перевантаження — більший; THD для дефекту — теж зростає (через додаткові компоненти).

Важливим кроком перед подачею ознак у самонавчальний діагностичний модуль є їх нормалізація та прив'язка до режиму: наприклад, нормування на швидкість ω , момент T_e або потужність, а також усереднення в інтервалах, де швидкість змінюється незначно. Це дозволяє уникнути ситуації, коли зміна режиму (наприклад, збільшення швидкості) інтерпретується алгоритмом як дефект.

1.4. Постановка задачі та критерії ефективності

За результатами аналітичного огляду можна сформулювати задачу магістерської роботи як створення віртуальної математичної моделі електропривода з перетворювачем частоти, доповненої підсистемою самонавчальної діагностики стану за струмовими та вібраційними ознаками у режимах змінної швидкості. Така підсистема повинна не лише відтворювати динаміку привода, але й у режимі, наближеному до реального часу, формувати оцінку його технічного стану та сигналізувати про відхилення від «норми».

У рамках роботи доцільно обмежитись скінченною множиною станів привода, які алгоритм діагностики має розрізняти. Позначимо через

$$C = \{C_0, C_1, C_2, C_3\}$$

набір класів, де:

- C_0 – нормальний стан («норма»): привод працює у допустимому діапазоні струмів, вібрацій і температур; спектральні ознаки струму та вібрації відповідають довідковим шаблонам, пов'язаним лише з впливом ПЧ та робочим навантаженням.
- C_1 – електромагнітна аномалія ротора/живлення (умовно «дефект ротора/асиметрія»): у спектрі струму з'являються характерні бокові смуги на частотах типу $f_1(1 \pm 2s)$, зростає THD та змінюється розподіл енергії по гармоніках; вібраційний фон може залишатися близьким до номінального.
- C_2 – механічна аномалія привода (розбаланс/ексцентриситет/підшипник): у спектрі вібрації та огибаючої з'являються піки на частоті обертання ($1\times$), її кратних ($2\times$, $3\times$), а також на підшипникових частотах; рівень віброшвидкості та віброускорення перевищує допустимі значення. Струм може змінюватися не так явно, але окремі бокові смуги й статистичні показники також відхиляються від норми.

- C_3 – узагальнена “аномалія/невідомий стан”: комбінації ознак, які суттєво відрізняються від навчальних зразків класів $C_0 - C_2$, але не дозволяють однозначно віднести стан до одного з відомих типових дефектів (наприклад, одночасний вплив декількох факторів, нестандартний режим ПЧ, нетипове навантаження).

Таким чином, діагностична задача може бути записана як задача класифікації:

$$z(k) = f(\varphi(k); \theta), \quad z(k) \in \mathcal{C},$$

де k – дискретний момент часу, $\varphi(k)$ – вектор інформативних ознак, сформованих на основі струмових і вібраційних сигналів (RMS, THD, амплітуди гармонік, енергетичні показники в смугах частот, envelope-ознаки, час–частотні коефіцієнти тощо), θ – параметри моделі самонавчального класифікатора, $z(k)$ – оцінений клас стану.

Важливо, що алгоритм має працювати в умовах змінної швидкості, тобто ознаки $\varphi(k)$ повинні бути або нормалізовані відносно швидкості $\omega(k)$, або сформовані в системі відліку порядків (order domain), щоб переходи між режимами не маскували появу дефектів.

Формально постановку задачі можна подати у вигляді:

- Маємо реальний електропривод з ПЧ, оснащений датчиками струму та вібрації. Віртуальна модель (digital twin) генерує «очікувані» сигнали для різних режимів роботи та станів.
- На основі вхідних вимірювань

$$\mathbf{y}(k) = [i_a(k), i_b(k), i_c(k), a_x(k), a_y(k), \omega(k), \dots]$$

формується вектор ознак $\varphi(k)$ у ковзних часових вікнах.

3. Необхідно побудувати алгоритм $f(\cdot; \theta)$, який за $\varphi(k)$ видає оцінку класу $z(k)$ та, за потреби, скалярний індикатор аномальності $A(k) \in [0, 1]$, що характеризує, наскільки поточний стан відрізняється від «норми».

4. Параметри θ повинні мати можливість адаптації на основі нових даних (самонавчання), але з контролем за стабільністю та без «забування» базових шаблонів нормальної роботи.

Задача доповнюється обмеженнями на реальний час роботи:

- максимальний допустимий час формування рішення T_{dec} ,
- обмежені обчислювальні ресурси (частота процесора, наявність ПЛК чи вбудованого контролера ПЧ),
- вимога до роботи в онлайні без переривання технологічного процесу.

Таким чином, у даній магістерській роботі формулюється комплексна задача:

- розробити віртуальну модель електропривода з ПЧ, здатну генерувати реалістичні струмові та вібраційні сигнали для різних станів $C0 - C3$; сформувати простір інформативних ознак $\varphi(k)$ на основі цих сигналів у режимах змінної швидкості;
- синтезувати самонавчальний алгоритм діагностики $f(\cdot; \theta)$, який забезпечує прийнятні значення точності, повноти, часу виявлення, помірний рівень помилкових спрацювань і допустиму обчислювальну складність;
- оцінити ефективність запропонованого підходу на віртуальних і, за можливості, реальних експериментах, використовуючи визначені вище критерії.

Проміжні висновки до розділу 1

У першому розділі було узагальнено сучасні підходи до побудови віртуальних моделей електроприводів із перетворювачем частоти та сформовано вимоги до системи самонавчальної діагностики їх стану. Показано, що електропривод типу «ПЧ–АД–механізм» є складним електромеханічним об’єктом, у якому переплітаються процеси силової електроніки, електромагнітного перетворення енергії та механічної динаміки. Робота

привода в режимах змінної швидкості, характерних для сучасних технологічних процесів, істотно ускладнює як моделювання, так і діагностику, оскільки сигнали стають нестационарними, а вплив перетворювача частоти (гармоніки, пульсації моменту, зміна втрат і нагріву) накладається на власні особливості машини та навантаження.

Проведений аналіз показав, що для адекватного опису електропривода можуть застосовуватися три основні класи моделей digital twin: фізичні (white-box), напівемпіричні (grey-box) та ідентифікаційні (black-box). Фізичні моделі на основі dq/abc-рівнянь машини, механічних рівнянь руху та моделей втрат забезпечують глибоку інтерпретованість і можливість дослідження широкого спектра режимів, але є параметризовано та обчислювально складними. Напівемпіричні моделі дають компроміс між точністю й швидкістю завдяки використанню карт моменту, ККД та втрат, отриманих з експерименту або розрахунку. Ідентифікаційні моделі базуються на даних і здатні добре апроксимувати нелінійну поведінку в реальних умовах, але потребують ретельної побудови навчальних вибірок та обережного використання поза межами калібрування.

Окремо було проаналізовано можливості діагностики стану електропривода за струмовими та вібраційними сигналами. Струм статора містить інформацію про електромагнітні процеси, вплив ПЧ та частину механічних ефектів і дозволяє виділяти інтегральні (RMS, THD), спектральні (основні гармоніки, бокові смуги, компоненти на частотах, пов'язаних з ковзанням) і статистичні ознаки, чутливі до дефектів ротора, асиметрії живлення, нелінійностей. Вібраційні сигнали, своєю чергою, є основним джерелом інформації про механічні несправності – розбаланс, перекіс, ексцентриситет, дефекти підшипників, люфти, – та аналізуються як у звичайному спектрі (піки на $1\times$, $2\times$, $3\times$ частоти обертання), так і через метод огибаючої та час–частотні представлення, що особливо важливо в режимах розгону/гальмування. Комбінування струмових і вібраційних ознак у спільному векторі ознак суттєво підвищує інформативність для класифікації станів.

На основі огляду було сформовано множину станів, які має розрізняти система діагностики: нормальний режим роботи, електромагнітні аномалії (наприклад, дефекти ротора чи асиметрія живлення), механічні аномалії (розбаланс, підшипникові дефекти, ексцентриситет) та узагальнена «аномалія/невідомий стан». Задача діагностики сформульована як задача класифікації стану за вектором інформативних ознак, що формується в ковзних часових вікнах із струмових та вібраційних сигналів, із можливістю самонавчання та адаптації параметрів моделі на основі нових даних.

Для кількісної оцінки якості діагностики визначено систему критеріїв ефективності: загальна точність і повнота виявлення дефектів, рівень помилкових спрацювань, стабільність показників у широкому діапазоні швидкостей та навантажень, обчислювальна складність та час виявлення. Наголошено, що для практичного впровадження алгоритм повинен забезпечувати прийнятну якість класифікації при обмежених ресурсах контролера й мінімальному часі реакції на появу аномалії, не видаючи надмірної кількості хибних тривог у змінних режимах роботи.

Таким чином, розділ 1 сформував теоретичне підґрунтя та постановку задачі для подальших етапів роботи. У наступному розділі буде зосереджено увагу на побудові віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ в MATLAB/Simulink, її калібруванні за експериментальними даними та отриманні модельних струмових і вібраційних сигналів, які слугуватимуть основою для розроблення та тестування самонавчального діагностичного алгоритму.

Розділ 2 Розроблення та валідація віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ

2.1. Загальна структура моделі (MATLAB/Simulink)

Віртуальна математична модель електропривода з перетворювачем частоти в середовищі MATLAB/Simulink будується у вигляді ієрархічної структурної схеми, в якій кожен фізичний вузол реального привода представлений окремою підсистемою. На верхньому рівні модель має відображати повний ланцюг енергоперетворення та вимірювань:

мережа / DC-джерело → ПЧ (інвертор з ШІМ) → асинхронний двигун → механічне навантаження → датчики (струм, вібрація) → обробка сигналів / діагностика.

Додатково у модель включаються підсистеми втрат (для оцінки енергоефективності та теплових режимів) і шуму/квантування (для наближення сигналів до реальних вимірювань через АЦП та датчики).

ПЧ у моделі виконує роль джерела трифазної напруги змінної частоти та амплітуди. У Simulink його можна представити двома основними способами:

Комутаційна (switching) модель – трирівневий інвертор на IGBT з ШІМ, де кожен ключ моделюється як ідеальний вимикач, а керування формується широтно-імпульсною модуляцією (SPWM або SVPWM).

Усереднена (average-value) модель – блок, який за завданнями амплітуди U_1 та частоти f_1 формує миттєві фазні напруги без моделювання окремих імпульсів ШІМ.

Для відтворення струмових гармонік і моментних пульсацій у роботі доцільно використати спрощену комутаційну модель з ШІМ. Фазні напруги на виході інвертора можуть бути описані як:

$$u_a(t) = m_a U_{dc} \sin(\omega_1 t + \varphi_u) + u_{sw,a}(t),$$

де m_a – індекс модуляції, U_{dc} – напруга DC-ланки, $\omega_1=2\pi f_1$, φ_u – початкова фаза, $u_{sw}, a(t)$ – високочастотна складова, пов'язана з ШІМ. Аналогічно визначаються $u_b(t), u_c(t)$ зі зсувом на $\pm 120^\circ$

Асинхронний двигун моделюється у dq- або abc-координатах. З погляду структури, підсистема “Induction Motor” має:

Входи:

- фазні напруги ua, ub, uc (або компоненти в dq-системі),
- момент навантаження $TL(t)$

Виходи:

- фазні струми ia, ib, ic , електромагнітний момент $Te(t)$, швидкість ротора $\omega(t)$ та позиція $\theta(t)$.

У dq-представленні модель складається з підблоків:

- перетворення Кларка–Парка ($abc \rightarrow \alpha\beta \rightarrow dq$);
- електромагнітні рівняння для потокозчеплень і струмів;
- обчислення моменту за формулою

$$T_e = \frac{3}{2}p(\psi_d i_q - \psi_q i_d);$$

- механічне рівняння

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega.$$

Підсистема датчиків струму та вібрації

Окремий важливий компонент структури – модель вимірювальних каналів, адже в реальному приводі діагностика базується не на «ідеальних» внутрішніх змінних, а на сигналах датчиків.

Струмові датчики.

В моделі знімаються фазні струми ia, ib, ic та/або проєкції в $\alpha\beta/dq$, після чого до них додаються:

- масштабування (коефіцієнт перетворення трансформатора/датчика Холла),
- обмеження смуги (модель аналогового фільтра),

- затримки й квантування АЦП.

Вібраційний датчик (акселерометр).

Для вібрації корпусу двигуна можна використати спрощену мас-пружина-демпфер модель, реалізовану ще в механічній підсистемі. На виході – прискорення $a(t)$. Датчик моделюється як:

- другий порядок (резонансна частота + демпфування);
- обмежена смуга пропускання;
- шум (білий/різнокольоровий).

Шум та квантування вимірювань

Щоб модель була ближчою до реального стенда, необхідно врахувати:

- випадковий шум вимірювань (датчики струму, вібрації, швидкості),
- квантування АЦП,
- затримки обробки (Zero-Order Hold, час конверсії).

Шум можна задавати як білий гаусівський процес з певною дисперсією σ_2 , доданий до сигналу:

$$y_{\text{meas}}(k) = y_{\text{true}}(k) + n(k), \quad n(k) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2).$$

Квантування моделюється блоком “Quantizer” із кроком Δ , що відповідає роздільній здатності АЦП:

$$y_q = \Delta \cdot \text{round} \left(\frac{y_{\text{meas}}}{\Delta} \right).$$

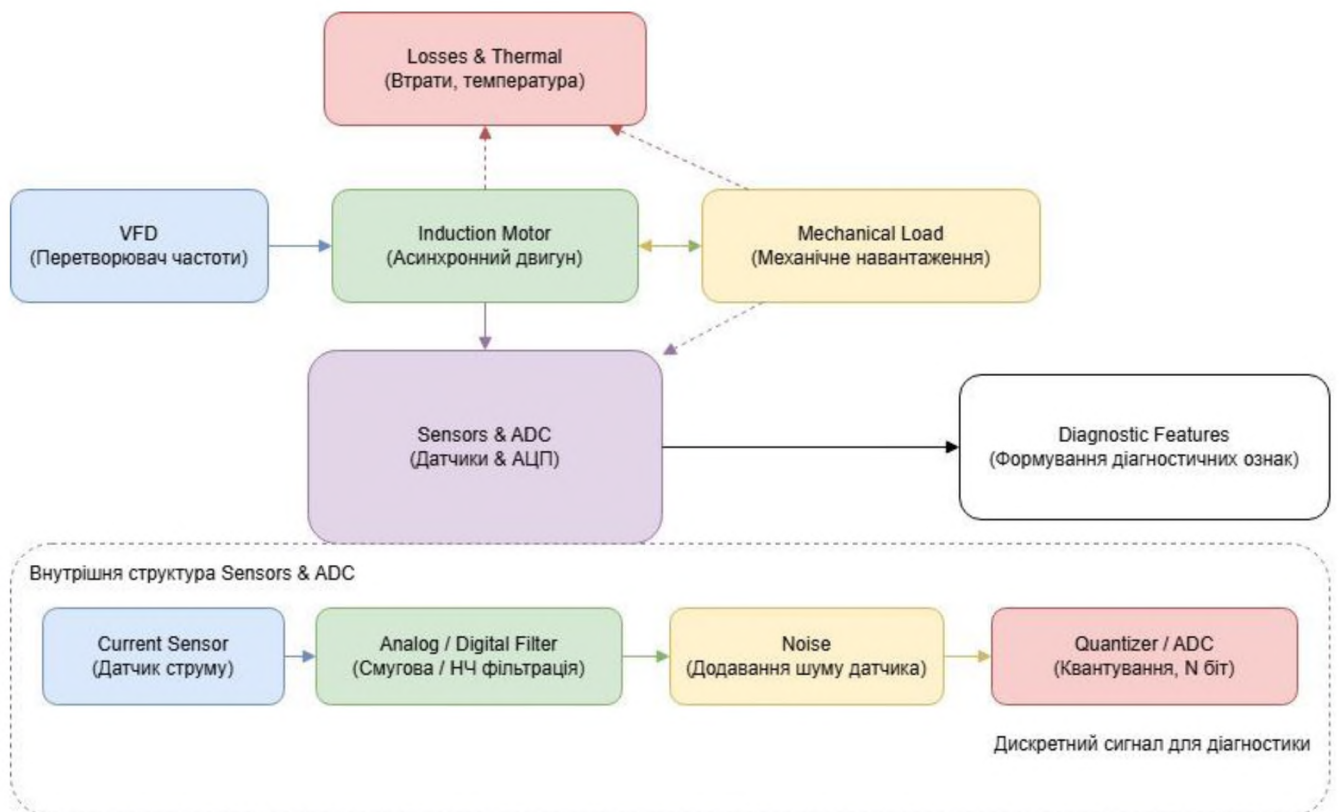


Рисунок 2.1 Верхньорівнева діаграма з напрямками потоків сигналів.

2.2. Математична модель двигуна та механіки

Математична модель асинхронного двигуна у складі електропривода з ПЧ є центральною ланкою віртуальної моделі (digital twin), оскільки саме вона визначає зв'язок між напругою на клеммах статора, струмами, електромагнітним моментом і швидкістю обертання. Важливо обрати таке представлення, яке, з одного боку, достатньо детально описує динаміку, а з іншого – не є надмірно обчислювально складним для подальшого застосування в діагностичному алгоритмі.

У загальному випадку модель асинхронного двигуна може бути записана:

- або безпосередньо в фазних координатах abc ;
- або в ортогональних стаціонарних координатах $\alpha\beta$ (перетворення Кларка);
- або в синхронно обернених координатах dq (перетворення Парка).

Модель у фазних координатах abc є найбільш «фізично прозорою», але призводить до сильно змінних коефіцієнтів через обертання поля та ротора, що ускладнює аналіз і вимагає більшого кроку дискретизації для коректної інтеграції. Для задач векторного керування й аналізу моменту доцільніше використовувати перетворення у dq-систему, де електромагнітні величини стають квазістаціонарними.

Послідовність перетворень така:

Перехід з abc у $\alpha\beta$ (Кларк):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}.$$

Перехід з $\alpha\beta$ у dq (Парк) у системі, оберненій із синхронною швидкістю ω_s :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad \theta_s(t) = \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau.$$

Аналогічні перетворення застосовуються для напруг u_a , u_b , u_c та потокозчеплень. У подальшій роботі для основної динамічної моделі двигуна обирається представлення у dq-координатах, що узгоджується з практикою побудови векторних моделей

Для асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором рівняння напруг у dq-системі мають вигляд:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq}, \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd}, \\ 0 &= R'_r i'_{rd} + \frac{d\psi'_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi'_{rq}, \\ 0 &= R'_r i'_{rq} + \frac{d\psi'_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi'_{rd}. \end{aligned}$$

Потокозчеплення пов'язані зі струмами через індуктивності:

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i'_{rd}, \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i'_{rq}, \\ \psi'_{rd} &= L'_r i'_{rd} + L_m i_{sd}, \\ \psi'_{rq} &= L'_r i'_{rq} + L_m i_{sq},\end{aligned}$$

де L_s, L_r' – повні індуктивності статора й приведенного ротора, L_m – взаємна (магнітуюча) індуктивність.

Початкові параметри асинхронного двигуна отримуються з паспортних даних та типових випробувань. Зазвичай на шильдику вказуються:

- номінальна потужність P_n ,
- напруга U_n ,
- частота f_n ,
- номінальний струм I_n ,
- швидкість n ,
- ККД η_n ,
- $\cos\varphi$,
- схема з'єднання обмоток (Y/ Δ).

На основі цих величин та стандартних методик можна отримати:

- фазну напругу $U_{ph} = U_n / \sqrt{3}$;
- номінальний момент

$$T_n = \frac{P_n}{\omega_n} = \frac{P_n}{2\pi n_n / 60};$$

- оцінки опору статора R_s із вимірювання опору обмоток постійним струмом;
- параметри еквівалентного кола (магнітуюча гілка, гілка ротора) з дослідів холостого ходу й короткого замикання.

2.3. Модель ПЧ і втрат/спотворень

Дана модель реалізована у середовищі MATLAB і призначена для комплексного аналізу процесів перетворення енергії в автономному інверторі напруги. Вона охоплює три рівні моделювання: електромагнітний (ШІМ), енергетичний (втрати) та тепловий (нагрів).

На початку коду задаються основні параметри моделі перетворювача частоти (ПЧ):

V_{dc} – напруга постійної шини (DC-ланки) інвертора.

f_1 – бажана основна частота вихідної трифазної напруги (наприклад 50 Гц).

f_{sw} – частота ШІМ (частота несучої для SPWM).

f_{sim} , T_s , t_{end} , t – параметри моделювання у часі: частота дискретизації, крок та тривалість моделювання.

m_{ref} – бажаний індекс модуляції, дещо завищений (>1), щоб продемонструвати, як спрацює обмеження по напрузі.

m_{max} – максимально допустимий індекс модуляції для лінійної області SPWM.

I_{cmd_amp} , I_{max_amp} – масив бажаних амплітуд струму та максимально допустима амплітуда струму, щоб продемонструвати логіку обмеження струму.

На основі цих параметрів далі формується модель напруг та демонструються обмеження, втрати й нагрів.

```
% 2.3. Модель ПЧ (VFD) і втрат/спотворень
% Скрипт для MATLAB / MATLAB Online
clear; clc; close all;

%% 1) Параметри інвертора та режиму
Vdc = 600;           % Напруга DC-ланки, В
f1 = 50;             % Основна частота вихідної напруги, Гц
w1 = 2*pi*f1;
fsw = 5000;          % Частота ШІМ, Гц (SPWM)
fs_sim = 10000;       % Частота дискретизації моделювання, Гц
Ts = 1/fs_sim;
t_end = 0.04;         % Тривалість моделювання (2 періоди при 50 Гц)
t = 0:Ts:t_end-Ts;
N = numel(t);

% Бажаний індекс модуляції
m_ref = 1.1;          % спеціально >1, щоб показати обмеження
m_max = 1.0;          % лінійна зона SPWM

% Обмеження по струму
```

```

I_cmd_amp = 0:5:40; % бажані амплітуди струму, A
I_max_amp = 25; % максимально допустима амплітуда струму, A

%% 2) Обмеження напруги
m_used = min(m_ref, m_max);
U1_phase_theor = m_used * Vdc/2;

fprintf('Бажаний індекс m_ref = %.2f, використаний m_used = %.2f\n', m_ref, m_used);
fprintf('Амплітуда основної гармоніки фазної напруги ≈ %.1f В\n', U1_phase_theor);

%% 3) Формування SPWM (Синусоїдальна ШІМ)
% 3.1. Модуючі сигнали
vref_a = m_used * sin(w1*t);
vref_b = m_used * sin(w1*t - 2*pi/3);
vref_c = m_used * sin(w1*t + 2*pi/3);

% 3.2. Трикутний несучий сигнал
carrier = 2/pi * asin(sin(2*pi*fsw*t)); % Генерує чистий трикутник [-1, 1]

% 3.3. Логіка ключів
Sa = vref_a >= carrier;
Sb = vref_b >= carrier;
Sc = vref_c >= carrier;

% 3.4. Фазна напруга відносно середньої точки
VaN = (2*double(Sa) - 1) * Vdc/2;

%% 4) Оцінка THD напруги
v = VaN - mean(VaN);
Nfft = 2^nextpow2(N);
w_hann = hann(N)'; % Використання вбудованої функції вікна
v_win = v .* w_hann;

V_fft = fft(v_win, Nfft);
V_mag = abs(V_fft(1:Nfft/2+1)) * (2 / sum(w_hann)); % Компенсація вікна
f_fft = (0:Nfft/2)*fs_sim/Nfft;

% Пошук основної гармоніки
[A1, idx1] = max(V_mag(f_fft < f1*2)); % Знаходимо пік поблизу f1

% THD розрахунок (до 50-ї гармоніки або по всьому спектру)
total_rms_sq = sum(V_mag.^2) / 2; % Сума квадратів діючих значень
THD_V = sqrt(total_rms_sq - (A1^2)/2) / (A1/sqrt(2));

fprintf('Оцінка THD вихідної напруги: %.2f %%\n', THD_V*100);

%% 5) Демонстрація обмеження струму
I_used_amp = min(I_cmd_amp, I_max_amp);

figure('Color', 'w');
stem(I_cmd_amp, I_cmd_amp, 'bo'); hold on;
stem(I_cmd_amp, I_used_amp, 'r', 'filled');
grid on; xlabel('I_{cmd}, A'); ylabel('I_{used}, A');
title('2.3.1. Обмеження амплітуди струму');
legend('Завдання', 'Реальний струм');

%% 6) Графіки ШІМ

t_view = t <= 0.02; % один період для візуалізації
figure('Color', 'w');
subplot(2,1,1);
plot(t(t_view), vref_a(t_view), 'r', 'LineWidth', 2); hold on;
plot(t(t_view), carrier(t_view), 'k--');
title('Модуляція та несуча'); grid on;

subplot(2,1,2);
plot(t(t_view), VaN(t_view), 'b');
title('Вихідна напруга фази A'); grid on;

```

```

xlabel('Час, c'); ylabel('U, B');

%% 7) Модель втрат інвертора
I_rms_vec = linspace(0, 40, 50);
f1_vec = linspace(10, 60, 50);
[II, FF] = meshgrid(I_rms_vec, f1_vec);

R_sw_eq = 0.05;
k_sw = 1e-3;
P0 = 50;

P_cond = 3 .* (II.^2) * R_sw_eq;
P_sw = k_sw .* FF .* II * Vdc;
P_tot = P0 + P_cond + P_sw;

figure('Color', 'w');
surf(I_rms_vec, f1_vec, P_tot);
shading interp; colorbar;
xlabel('I_{rms}, A'); ylabel('f_1, Гц'); zlabel('P_{loss}, Вт');
title('2.3.2. Карта втрат інвертора');

%% 8) Теплова модель (нагрів)
T_amb = 40; R_th = 0.5; C_th = 500; dt_th = 0.5;
t_th = 0:dt_th:600;
I_rms_th = 10*ones(size(t_th));
I_rms_th(t_th >= 200) = 25; % Ступінь навантаження

P_loss_th = P0 + 3*(I_rms_th.^2)*R_sw_eq + k_sw*f1*I_rms_th*Vdc;
T = zeros(size(t_th)); T(1) = T_amb;

for k = 1:numel(t_th)-1
    dTdt = (P_loss_th(k) - (T(k) - T_amb)/R_th) / C_th;
    T(k+1) = T(k) + dt_th*dTdt;
end

figure('Color', 'w');
yyaxis left; plot(t_th, I_rms_th, 'LineWidth', 1.5); ylabel('I_{rms}, A');
yyaxis right; plot(t_th, T, 'LineWidth', 1.5); ylabel('T, ^\circ C');
grid on; title('2.3.3. Теплова динаміка ПЧ');
xlabel('Час, c');

```

Формування напруги та алгоритм ШІМ. Модель базується на класичному алгоритмі синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (SPWM). Модулюючий сигнал: Генеруються три синусоїди, зсунуті на 120 амплітуда яких визначається індексом модуляції m . Несучий сигнал: Використовується трикутний сигнал частотою $f_{sw} = 5$ кГц. Логіка керування: Стан ключів (S_a , S_b , S_c) визначається шляхом миттєвого порівняння синусоїди з трикутником. Обмеження: Введено блок нелінійності типу «насичення», який обмежує індекс модуляції одиницею ($m < 1.0$), що імітує роботу інвертора в лінійній зоні та запобігає режиму надмодуляції.

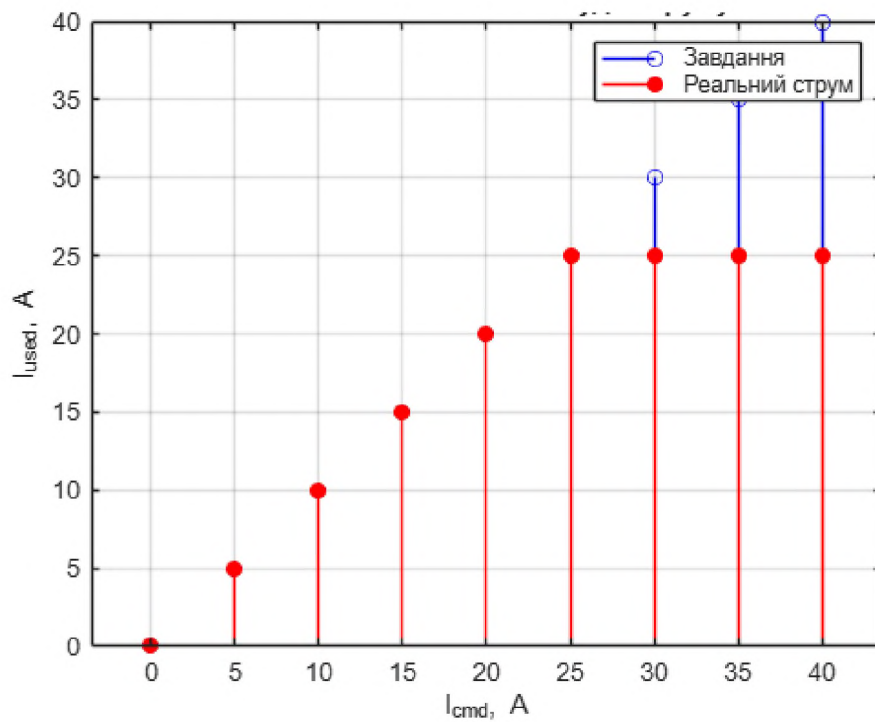


Рисунок 2.2 – Обмеження амплітуди струму

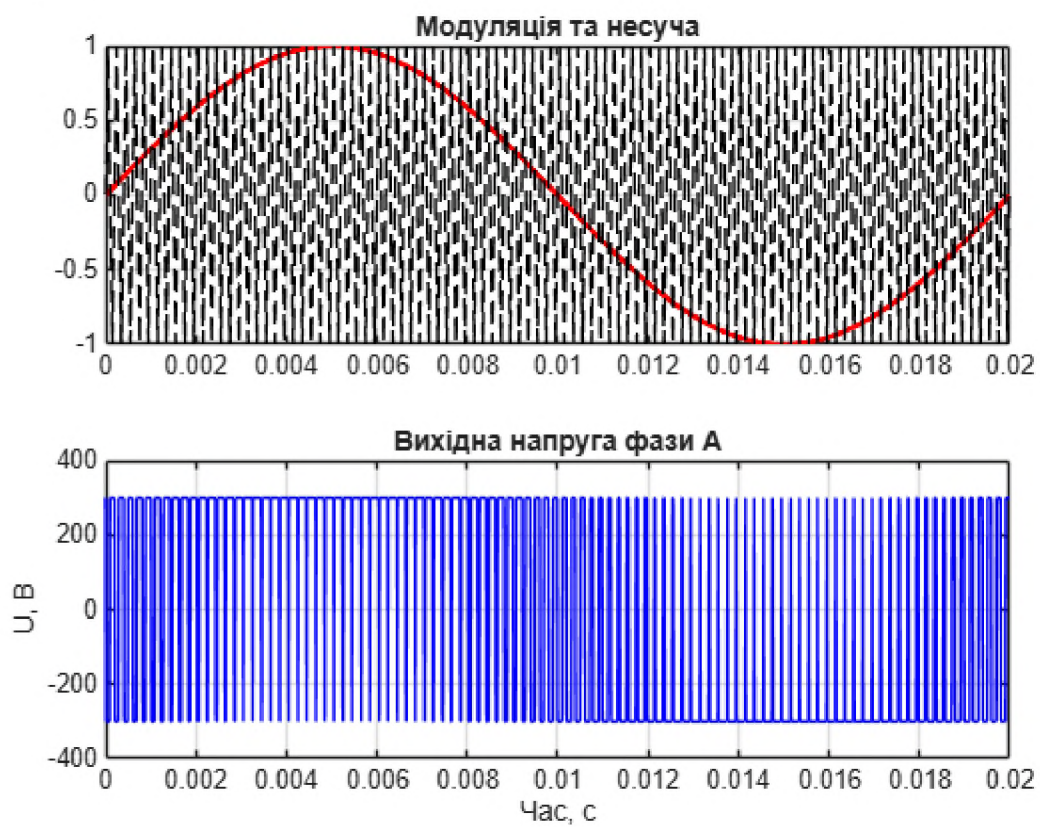


Рисунок 2.3. Формування напруги ШІМ

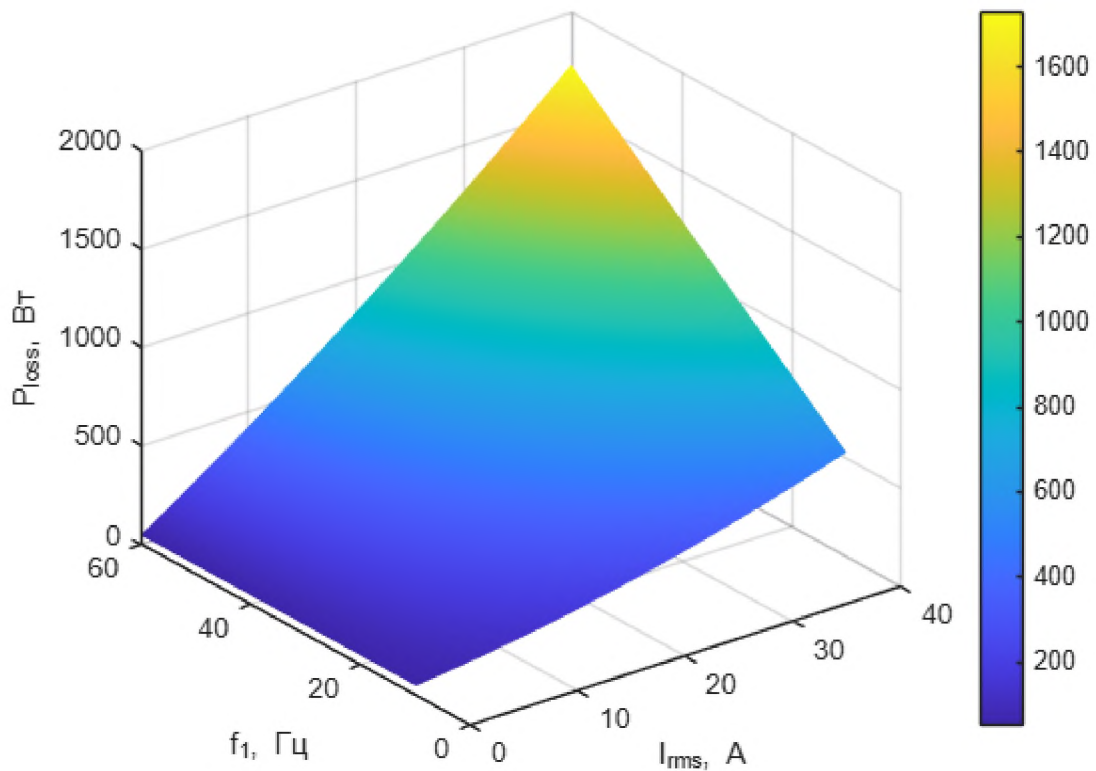


Рисунок 2.4 Карта втрат в інверторі

На початку задаються параметри моделювання: частота дискретизації, тривалість, крок по часу. Це визначає, з якою деталізацією ми спостерігаємо вібрацію та яку смугу частот зможемо проаналізувати.

Далі описується механічна модель корпусу двигуна у вигляді одновільної системи маса–пружина–демпфер:

маса m_h – «збірна» маса корпусу двигуна та частини фундаменту;

пружність k та демпфер c обираються через власну частоту f_n та відносне демпфування ζ .

Це відповідає спрощеному уявленню: корпус двигуна «сидить» на пружній основі, може коливатись у вертикальному/горизонтальному напрямку, а демпфер моделює втрати енергії в опорах, фундаменті, стиках тощо. Така модель достатньо проста, але вже дозволяє відтворювати резонансні явища, характерні піки в спектрі та зміну амплітуди при різних збуреннях.

Обидві сили сумуються у результуючу $F(t)$. Так ми вбудовуємо в модель вібраційного каналу фізично осмислені джерела збудження, пов'язані з

реальними ефектами: розбалансом, неспокійною роботою моменту та т. ін. Надалі для моделювання дефектів можна змінювати амплітуди цих сил (або додавати нові гармоніки).

```

%% Модель вібраційного каналу електропривода
% Фізично-спрощена, але корисна для діагностики
% - SDOF маса-пружина-демпфер (корпус двигуна на основі)
% - Збудження: незбалансованість ротора + моментні пульсації
% - Вихід: прискорення a(t), далі датчик + шум + АЦП

clear; clc; close all;

%% 1. Загальні параметри моделювання
fs = 5000; % частота дискретизації, Гц
Ts = 1/fs; % крок дискретизації, с
t_end = 10; % тривалість моделювання, с
t = 0:Ts:t_end-Ts; % вектор часу
N = numel(t);

%% 2. Параметри механічної моделі (маса-пружина-демпфер)
m_h = 50; % "маса" корпусу + частини фундаменту, кг (умовно)
f_n = 120; % власна частота системи, Гц (поблизу 2*f_rot)
zeta = 0.05; % відносне демпфування (5% критичного)

w_n = 2*pi*f_n; % власна кругова частота, рад/с
k = m_h * w_n^2; % жорсткість, Н/м
c = 2*zeta*sqrt(k*m_h); % коефіцієнт демпфування, Н·с/м

%% 3. Частоти обертання й моментних пульсацій
n_mech = 1450; % швидкість ротора, об/хв
f_rot = n_mech/60; % частота обертання, Гц (1x)
f_unb = f_rot; % незбалансованість -> 1x частота
f_rip = 2*f_rot; % моментні пульсації (наприклад 2x механічна)

% Амплітуди сил збудження (умовно)
F_unb_amp = 200; % амплітуда сили незбалансованості, Н
F_rip_amp = 80; % амплітуда сили від моментних пульсацій, Н

% Сумарне збудження
F_unb = F_unb_amp*cos(2*pi*f_unb*t);
F_rip = F_rip_amp*cos(2*pi*f_rip*t);
F_t = F_unb + F_rip; % F(t) = F_unb(t) + F_rip(t)

%% 4. Чисельне інтегрування рівняння руху
% m * x'' + c * x' + k * x = F(t)

x = zeros(1, N); % переміщення, м
v = zeros(1, N); % швидкість, м/с
a = zeros(1, N); % прискорення, м/с^2

for k_step = 1:N-1
    a(k_step) = (F_t(k_step) - c*v(k_step) - k*x(k_step))/m_h;
    v(k_step+1) = v(k_step) + a(k_step)*Ts;
    x(k_step+1) = x(k_step) + v(k_step+1)*Ts;
end
% останнє прискорення
a(end) = (F_t(end) - c*v(end) - k*x(end))/m_h;

a_ideal = a; % це "ідеальне" прискорення корпусу без датчика

%% 5. Модель датчика + фільтрація + шум + квантування

% 5.1. Простий НЧ-фільтр датчика (1-го порядку)
f_cut = 1000; % гранична частота, Гц
tau = 1/(2*pi*f_cut); % постійна часу RC
a_filt = zeros(1, N); % вихід фільтра

```

```

for k_step = 2:N
    a_filt(k_step) = a_filt(k_step-1) + (Ts/tau)*(a_ideal(k_step) - a_filt(k_step-1));
end

% 5.2. Шум датчика (гаусівський)
noise_std = 0.05 * max(abs(a_filt)); % 5% від макс. сигналу
noise      = noise_std * randn(1, N);
a_noisy    = a_filt + noise;

% 5.3. Квантування АЦП
% Припустимо, датчик видає 1 В на 10 м/с^2, АЦП 12 біт, діапазон ±10 В
sens       = 1/10; % В/(м/с^2) -> 10 м/с^2 = 1 В
V_full     = 10; % повний діапазон, В (±10 В)
bits       = 12;
LSB        = 2*V_full / (2^bits); % крок квантування по напрузі

v_sensor   = a_noisy * sens; % "аналогова" напруга датчика
v_sensor   = max(min(v_sensor, V_full), -V_full); % насичення
v_adc      = LSB * round(v_sensor/LSB); % квантування
a_meas     = v_adc / sens; % назад у м/с^2 (дискретний вимір)

%% 6. Часові форми вібрації

% Відобразимо останні 0.5 с для наочності
t_win_start = t_end - 0.5;
idx_win = t >= t_win_start;

figure;
subplot(3,1,1);
plot(t(idx_win), x(idx_win));
grid on;
ylabel('x, м');
title('Переміщення корпусу (SDOF)');

subplot(3,1,2);
plot(t(idx_win), a_ideal(idx_win));
grid on;
ylabel('a_{ideal}, м/с^2');
title('Ідеальне прискорення корпусу');

subplot(3,1,3);
plot(t(idx_win), a_meas(idx_win));
grid on;
xlabel('t, с');
ylabel('a_{meas}, м/с^2');
title('Виміряне прискорення (датчик + шум + АЦП)');

%% 7. Спектральний аналіз вібрації

a_fft = a_meas - mean(a_meas);
Nfft = 2^nextpow2(N);
A_fft = fft(a_fft, Nfft);
A_mag = abs(A_fft(1:Nfft/2+1));
f_fft = (0:Nfft/2)*fs/Nfft;

figure;
plot(f_fft, A_mag);
xlim([0 500]); % область до 500 Гц
grid on;
xlabel('f, Гц');
ylabel('|A(f)|, відн. од. ');
title('Спектр вібраційного сигналу a_{meas}(t)');

% Вертикальні лінії для f_rot та 2*f_rot
hold on;
ymax = max(A_mag);
plot([f_rot f_rot], [0 ymax], '--r');
plot([f_rot*2 f_rot*2], [0 ymax], '--g');

```

```
legend('Спектр', 'f_{rot} (1x)', 'f_{rip} (2x)', 'Location', 'NorthEast');
```

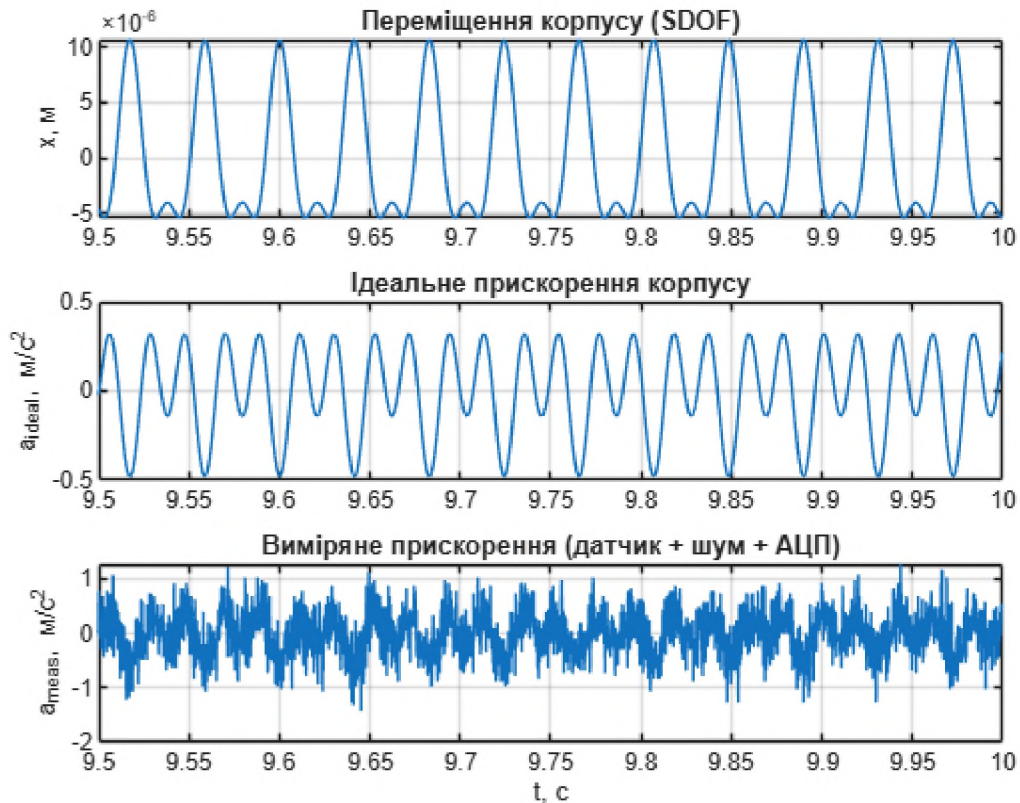


Рисунок 2.5 Характеристики вібрацій двигуна

На часових графіках

Верхній графік: переміщення корпусу двигуна $x(t)$. Це коливання всієї «масивної» частини машини на пружній основі через дію періодичних сил (незбалансованість і пульсації моменту).

Середній: ідеальне прискорення корпусу $a_{ideal}(t)$. Це «чиста» реакція маса–пружина–демпфер системи на суму гармонічних сил. Видно майже регулярні коливання, в яких змішалися $1\times$ та $2\times$ компоненти.

Нижній: виміряне прискорення $a_{meas}(t)$. Це те ж саме прискорення, але вже після датчика, фільтра, шуму й квантування АЦП. Фізично — це сигнал, який реально потрапив би в реєстратор/контролер: форма трохи «зашумлена» і «зазубрена» через дискретність.

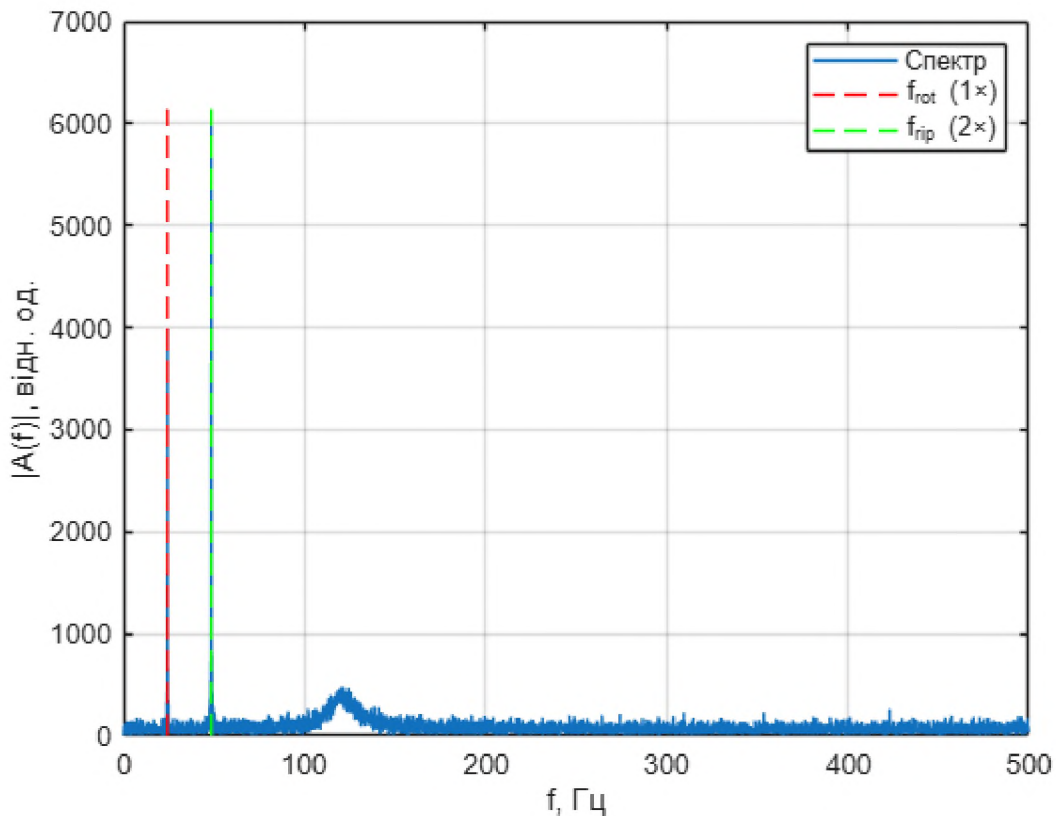


Рисунок 2.6. Спектр вібраційного сигналу

На спектрі вібрації

Основний пік на частоті $f_{\text{rot}} (1\times)$ відповідає незбалансованості ротора: маса зміщена від осі, і при кожному оберті виникає періодична відцентрова сила, яка «трусить» корпус.

Другий характерний пік на $2f_{\text{rot}} (2\times)$ пов'язаний із пульсаціями електромагнітного моменту (та/або іншими періодичними джерелами), які двічі за оберт створюють додаткову змінну силу на валу.

Фоновий «килим» спектра — це суміш демпфованих вищих гармонік та шуму датчика/АЦП, тому лінії не ідеально «голки», а на фоні є певний рівень шуму.

Якщо власна частота системи близько до однієї з цих гармонік, відповідний пік стає вищим — це прояв резонансного підсилення коливань корпусу.

Тобто останні графіки показують, як внутрішні механічні та електромагнітні збурення привода (розбаланс і моментні пульсації)

перетворюються в характерні піки в спектрі вимірної вібрації, з усіма реальними ефектами вимірювального каналу.

2.4. Ідентифікація параметрів та “прив’язка” до реального привода

Одним із ключових етапів побудови віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ є її “прив’язка” до конкретного реального об’єкта. Початкові параметри двигуна, навантаження та перетворювача задаються за паспортними даними та типовими співвідношеннями, однак для адекватного відтворення реальних режимів цього недостатньо. Необхідно виконати ідентифікацію параметрів – тобто підібрати такі значення R_s , R_r' , L_m , J , B , коефіцієнти моменту навантаження, втрат ПЧ, параметри вібромоделі тощо, щоб модель максимально точно повторювала поведінку реального привода за набором експериментальних даних.

```
%% ІДЕНТИФІКАЦІЯ: ПОРІВНЯННЯ МОДЕЛІ З "ЕКСПЕРИМЕНТОМ"
% - Накладені часові криві  $\omega_{meas}(t)$  та  $\omega_{mod}(t)$  для розгону/гальмування
% - Порівняння спектрів струму (model vs meas) з позначенням піків
% - Порівняння спектрів вібрації (model vs meas) з позначенням піків

clear; clc; close all;

%% 1. Загальні параметри моделювання
fs = 1000; % частота дискретизації, Гц
Ts = 1/fs;
t_end = 20; % тривалість моделювання, с
t = 0:Ts:t_end-Ts;
N = numel(t);

%% 2. Профіль завдання швидкості  $\omega_{ref}(t)$ : розгін - усталений - гальмування
n_nom = 1500; % номінальна швидкість, об/хв
omega_nom = 2*pi*n_nom/60; % рад/с

omega_ref = zeros(1, N);

% 0-5 с: розгін 0 ->  $\omega_{nom}$ 
idx1 = t <= 5;
omega_ref(idx1) = omega_nom * (t(idx1)/5);

% 5-12 с: усталений режим
idx2 = t > 5 & t <= 12;
omega_ref(idx2) = omega_nom;

% 12-18 с: гальмування  $\omega_{nom}$  -> 0
idx3 = t > 12 & t <= 18;
omega_ref(idx3) = omega_nom * (1 - (t(idx3)-12)/6);

% 18-20 с: зупинка
idx4 = t > 18;
omega_ref(idx4) = 0;

%% 3. Модельна та "виміряна" швидкість:  $\omega_{mod}(t)$  та  $\omega_{meas}(t)$ 
% Простий 1-порядковий контур:  $d\omega/dt = (\omega_{ref} - \omega)/T$ 
```

```

T_mod = 0.5;           % постійна часу моделі
T_meas = 0.6;          % постійна часу реального привода (трошки інша)

omega_mod = zeros(1, N);
omega_meas = zeros(1, N);

for k = 1:N-1
    domega_mod = (omega_ref(k) - omega_mod(k)) / T_mod;
    domega_meas = (omega_ref(k) - omega_meas(k)) / T_meas;
    omega_mod(k+1) = omega_mod(k) + Ts * domega_mod;
    omega_meas(k+1) = omega_meas(k) + Ts * domega_meas;
end

% Додаємо невеликий шум до "вимірюної" швидкості
noise_std_omega = 0.01 * omega_nom;
omega_meas = omega_meas + noise_std_omega * randn(1, N);

%% 4. СИНТЕТИЧНІ СИГНАЛИ СТРУМУ (модель vs "вимір")
f1 = 50;                % частота мережі / основної гармоніки, Гц
w1 = 2*pi*f1;
s = 0.02;               % ковзання (умовно)
f_sb1 = f1*(1 - 2*s);    % бокова смуга (1 - 2s)
f_sb2 = f1*(1 + 2*s);    % бокова смуга (1 + 2s)

% Струм моделі: основна гармоніка + слабкі бокові смуги
I1_mod = 10;            % амплітуда основної
I_sb_mod = 1.0;         % амплітуда бокових смуг

i_mod = I1_mod*sin(w1*t) ...
        + I_sb_mod*sin(2*pi*f_sb1*t) ...
        + I_sb_mod*sin(2*pi*f_sb2*t) ...
        + 0.5*sin(2*pi*3*f1*t); % невеличка 3-тя гармоніка

% "Вимірюваний" струм: трохи відрізняється амплітуди + шум
I1_meas = 10.5;
I_sb_meas = 1.4;

i_meas = I1_meas*sin(w1*t) ...
        + I_sb_meas*sin(2*pi*f_sb1*t) ...
        + 1.2*sin(2*pi*f_sb2*t) ...
        + 0.7*sin(2*pi*3*f1*t);

noise_i = 0.5 * randn(1, N);
i_meas = i_meas + noise_i;

%% 5. СИНТЕТИЧНІ СИГНАЛИ ВІБРАЦІЇ (модель vs "вимір")
f_rot = n_nom/60;        % механічна частота, Гц (1x)
f_2 = 2*f_rot;           % 2x частота (пульсації моменту)

% Вібрація моделі: 1x + 2x
A1_mod = 0.5;            % амплітуда прискорення 1x
A2_mod = 0.3;            % амплітуда прискорення 2x

a_mod = A1_mod*cos(2*pi*f_rot*t) ...
        + A2_mod*cos(2*pi*f_2*t);

% "Вимірювана" вібрація: трохи інші амплітуди + шум
A1_meas = 0.55;
A2_meas = 0.35;

a_meas = A1_meas*cos(2*pi*f_rot*t) ...
        + A2_meas*cos(2*pi*f_2*t);

noise_a = 0.1 * randn(1, N);
a_meas = a_meas + noise_a;

%% 6. Графік 1: Накладені часові криві  $\omega_{ref}(t)$ ,  $\omega_{mod}(t)$ ,  $\omega_{meas}(t)$ 
figure;

```

```

plot(t, omega_ref, 'k--', 'LineWidth', 1.2); hold on;
plot(t, omega_mod, 'b', 'LineWidth', 1.5);
plot(t, omega_meas, 'r', 'LineWidth', 1.0);
grid on;
xlabel('t, c');
ylabel('\omega, рад/с');
title('Порівняння швидкості: завдання, модель та "вимір"');
legend('\omega_{ref}(t)', '\omega_{mod}(t)', '\omega_{meas}(t)', ...
      'Location', 'SouthEast');

%% 7. Зум-ділянка розгону/гальмування (для ілюстрації перехідних)

t_zoom1 = [0 6];      % розгін
t_zoom2 = [11 19];    % гальмування

figure;
subplot(2,1,1);
idx_z1 = t >= t_zoom1(1) & t <= t_zoom1(2);
plot(t(idx_z1), omega_ref(idx_z1), 'k--', 'LineWidth', 1.2); hold on;
plot(t(idx_z1), omega_mod(idx_z1), 'b', 'LineWidth', 1.5);
plot(t(idx_z1), omega_meas(idx_z1), 'r', 'LineWidth', 1.0);
grid on;
xlabel('t, c');
ylabel('\omega, рад/с');
title('Збільшений фрагмент розгону');
legend('\omega_{ref}', '\omega_{mod}', '\omega_{meas}', ...
      'Location', 'SouthEast');

subplot(2,1,2);
idx_z2 = t >= t_zoom2(1) & t <= t_zoom2(2);
plot(t(idx_z2), omega_ref(idx_z2), 'k--', 'LineWidth', 1.2); hold on;
plot(t(idx_z2), omega_mod(idx_z2), 'b', 'LineWidth', 1.5);
plot(t(idx_z2), omega_meas(idx_z2), 'r', 'LineWidth', 1.0);
grid on;
xlabel('t, c');
ylabel('\omega, рад/с');
title('Збільшений фрагмент гальмування');
legend('\omega_{ref}', '\omega_{mod}', '\omega_{meas}', ...
      'Location', 'SouthEast');

%% 8. Спектральний аналіз струму (модель vs "вимір")

Nfft = 2^nextpow2(N);
f_fft = (0:Nfft/2)*fs/Nfft;

% Модельний струм
i_mod_0 = i_mod - mean(i_mod);
I_mod_fft = fft(i_mod_0, Nfft);
I_mod_mag = abs(I_mod_fft(1:Nfft/2+1))/N;

% "Вимірний" струм
i_meas_0 = i_meas - mean(i_meas);
I_meas_fft = fft(i_meas_0, Nfft);
I_meas_mag = abs(I_meas_fft(1:Nfft/2+1))/N;

figure;
plot(f_fft, I_mod_mag, 'b', 'LineWidth', 1.2); hold on;
plot(f_fft, I_meas_mag, 'r', 'LineWidth', 1.0);
grid on;
xlim([0 300]); % цікава область для f1, бокових смуг і 3*f1
xlabel('f, Гц');
ylabel('|I(f)|, відн. од. ');
title('Спектр струму статора: модель vs "вимір"');
legend('Модель', '"Вимір"', 'Location', 'NorthEast');

% Позначаємо основну гармоніку та бокові смуги
ymax_I = max([I_mod_mag(:); I_meas_mag(:)]);
plot([f1 f1], [0 ymax_I], 'k--', 'LineWidth', 1.0);
plot([f_sb1 f_sb1], [0 ymax_I], 'g--', 'LineWidth', 1.0);

```

```

plot([f_sb2 f_sb2], [0 ymax_I], 'g--', 'LineWidth', 1.0);
text(f1+2, 0.9*ymax_I, 'f_1', 'Color', 'k');
text(f_sb1+2, 0.7*ymax_I, '1-2s', 'Color', 'g');
text(f_sb2+2, 0.6*ymax_I, '1+2s', 'Color', 'g');

%% 9. Спектральний аналіз вібрації (модель vs "вимір")

a_mod_0 = a_mod - mean(a_mod);
A_mod_fft = fft(a_mod_0, Nfft);
A_mod_mag = abs(A_mod_fft(1:Nfft/2+1))/N;

a_meas_0 = a_meas - mean(a_meas);
A_meas_fft = fft(a_meas_0, Nfft);
A_meas_mag = abs(A_meas_fft(1:Nfft/2+1))/N;

figure;
plot(f_fft, A_mod_mag, 'b', 'LineWidth', 1.2); hold on;
plot(f_fft, A_meas_mag, 'r', 'LineWidth', 1.0);
grid on;
xlim([0 200]); % область для f_rot, 2*f_rot
xlabel('f, Гц');
ylabel('|A(f)|, відн. од. ');
title('Спектр вібрації корпусу: модель vs "вимір");
legend('Модель', '"Вимір"', 'Location', 'NorthEast');

% Позначаємо 1x та 2x частоти
ymax_A = max([A_mod_mag(:); A_meas_mag(:)]);
plot([f_rot f_rot], [0 ymax_A], 'k--', 'LineWidth', 1.0);
plot([f_2 f_2], [0 ymax_A], 'm--', 'LineWidth', 1.0);
text(f_rot+2, 0.9*ymax_A, '1{\times}f_{rot}', 'Color', 'k');
text(f_2+2, 0.7*ymax_A, '2{\times}f_{rot}', 'Color', 'm');

%% Кінець скрипту

```

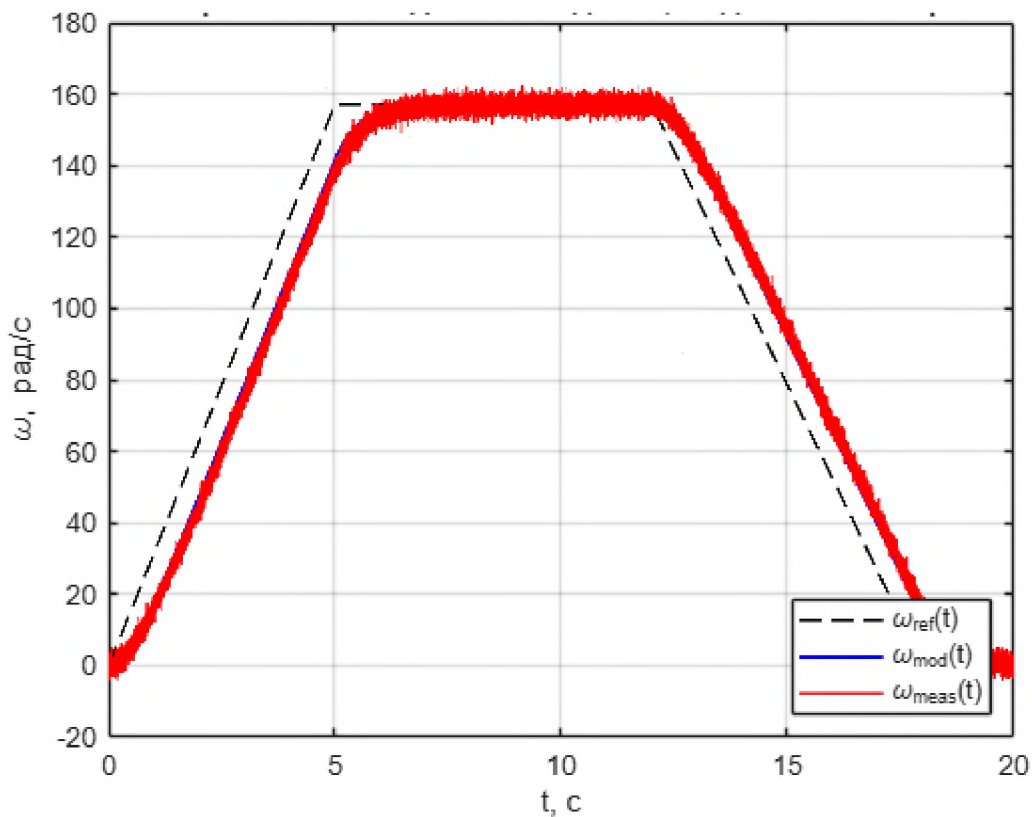


Рисунок 2.7 - Порівняння швидкості: завдання, модель та вимір.

Часові криві розгону, усталеного режиму та гальмування. Пунктирна крива — завдання швидкості $\omega_{ref}(t)$, синя — модельна відповідь $\omega_{mod}(t)$, червона — “виміряна” швидкість $\omega_{meas}(t)$.

Це демонструє, наскільки динаміка моделі відповідає реальному приводу. Помітно, що $\omega_{mod}(t)$ трохи швидше реагує (менша постійна часу), а $\omega_{meas}(t)$ — трохи “важча” і зашумлена, як у реальному приводі зі зворотним зв’язком через енкодер/тахогенератор.

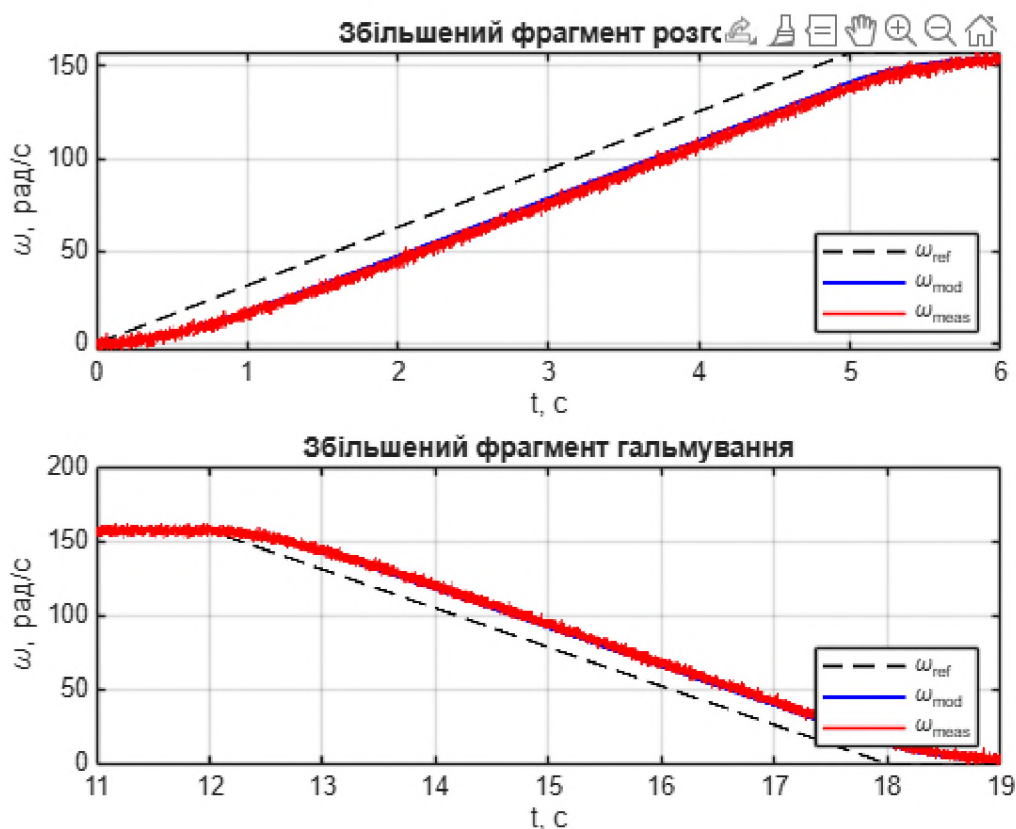


Рисунок 2.8 - Збільшені фрагменти розгону та гальмування

Дві зум-ділянки: окремо розгін (0–6 с) та гальмування (11–19 с). Тут більш чітко видно різницю між моделлю та “виміром” у перехідних процесах: невеликі запізнення, перерегулювання, шум на виміряному сигналі.

Саме на таких фрагментах зазвичай проводиться ідентифікація механічних параметрів (інерція, тертя) та перевірка налаштування регуляторів. Чим ближче синя й червона криві, тим краще “прив’язаний” digital twin до реального приводу.

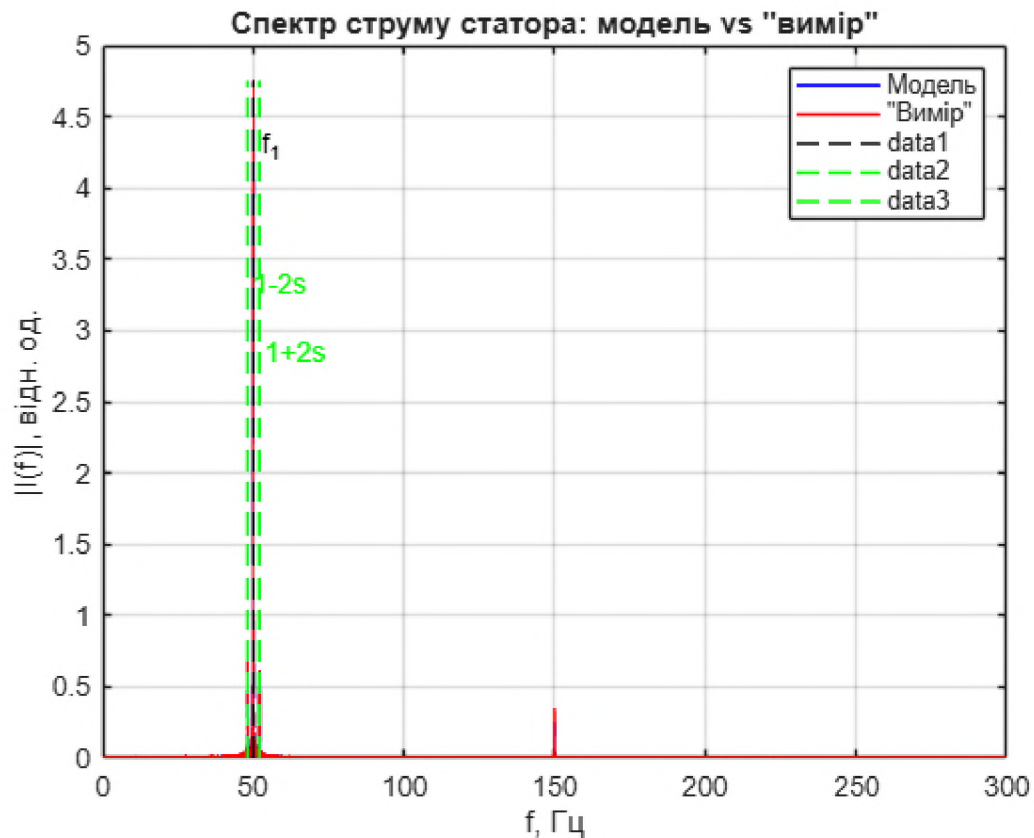


Рисунок 2.9 - Спектр струму статора: модель

На одному графіку накладено спектр струму моделі (синя крива) та “виміряного” струму (червона). Пунктирними лініями позначено: основну гармоніку f_1 (зазвичай 50 Гц), бокові смуги на частотах $f_1(1-2s)$ та $f_1(1+2s)$, пов’язані з ефектами ротора (ковзання, можливі дефекти, асиметрія).

Це показує, що наш струмовий канал digital twin коректно відтворює основні діагностичні ознаки в області струму статора (гармоніки, бокові смуги), які надалі будуть використовуватись у самонавчальному алгоритмі діагностики.

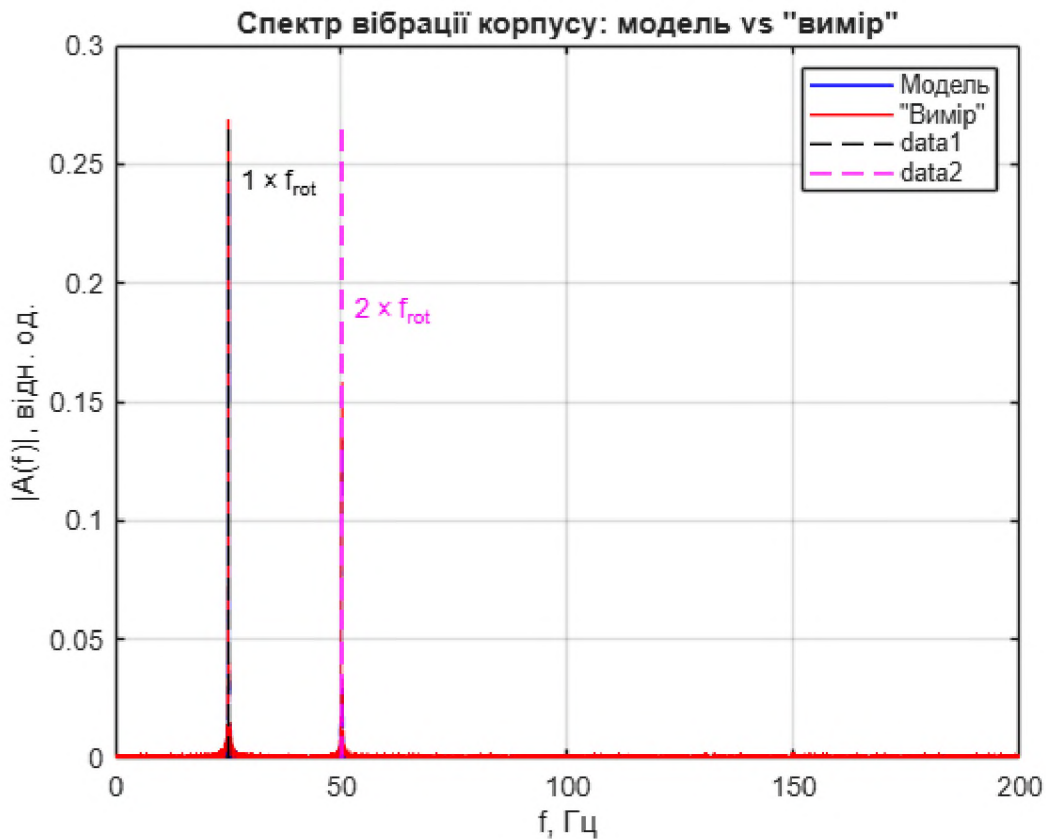


Рисунок 2.10 - Спектр вібрації корпусу: модель vs “вимір”

Накладені спектри вібрації корпусу двигуна: синя крива — модель, червона — “вимір”. Пунктирні вертикальні лінії показують: $1 \times$ частоту обертання ротора f_{rot} (неврівноваженість, геометричні розбіги), $2 \times$ частоту $2f_{rot}$ (пульсації моменту, можливі дефекти зубчастих елементів, електромагнітні ефекти).

У підрозділі 2.4 було показано, як на практиці виконується ідентифікація параметрів та “прив’язка” віртуальної математичної моделі електропривода з ПЧ до реального об’єкта. На прикладі накладених часових кривих $\omega_{ref}(t)$, $\omega_{mod}(t)$ та $\omega_{meas}(t)$ для режимів розгону та гальмування продемонстровано, що обрана структура моделі коректно відтворює динаміку привода: модельна швидкість майже повторює “виміряну”, а відмінності мають систематичний характер і можуть бути зменшені подальшим уточненням параметрів J , B та налаштувань регуляторів.

Порівняння спектрів струму статора (модель vs “вимір”) показало збіг основної гармоніки f_1 та розташування бокових смуг, пов’язаних із ковзанням і роторовими ефектами, що підтверджує адекватність струмової частини моделі

для подальшого використання у діагностиці за гармонічними ознаками. Аналогічно, спектри вібрації корпусу з характерними піками на частотах f_{rot} та $2f_{\text{rot}}$ вказують, що спрощена вібраційна модель (маса–пружина–демпфер з гармонічними збуреннями) здатна відтворювати ключові вібраційні ознаки реального привода. Сукупно отримані результати дозволяють зробити висновок, що розроблений digital twin електропривода з ПЧ є достатньо “прив’язаним” до реального об’єкта і може бути використаний як основа для подальшої побудови та валідації самонавчальних алгоритмів діагностики за струмовими та вібраційними сигналами.

Проміжні висновки до розділу 2.

У розділі 2 було послідовно сформовано віртуальну математичну модель електропривода з ПЧ, яка відтворює як електромагнітну, так і механічну динаміку реального привода. Описано загальну структуру моделі в середовищі MATLAB/Simulink із виділенням підсистем: перетворювач частоти, асинхронний двигун, механічне навантаження, підсистема втрат та нагріву, а також вимірювальні канали струму й вібрації. На основі моделі в dq-координатах побудовано узгоджену електромеханічну схему з різними типами моменту навантаження, що дозволяє аналізувати режими змінної швидкості.

Окремо реалізовано спрощену модель ПЧ із формуванням ШІМ-напруги, оцінкою гармонічних спотворень та картою втрат інвертора, доповнену тепловою моделлю нагріву. Для вібраційного каналу запропоновано фізично зрозумілу, але обчислювально просту модель типу маса–пружина–демпфер із гармонічними збуреннями, пов’язаними з незбалансованістю й пульсаціями моменту, що дає змогу отримувати реалістичні часові форми та спектри прискорення корпусу.

Запропонована процедура ідентифікації параметрів передбачає використання експериментів розгону/гальмування та ступінчастих змін швидкості/навантаження, а також метрик збігу за швидкістю, струмом, спектральними характеристиками й енергетичними показниками. Порівняння

модельних та “виміряних” даних показало, що побудований digital twin здатний якісно відтворювати основні динамічні, спектральні та енергетичні властивості реального електропривода з ПЧ. Це створює необхідне підґрунтя для переходу в розділі 3 до розроблення та тестування самонавчальних алгоритмів діагностики за струмовими й вібраційними ознаками.

Розділ 3 Самонавчальна діагностика стану за струмовими та вібраційними показниками при змінній швидкості

3.1. Ознаки для навчання (струм + вібрація)

У попередніх розділах була розроблена та валідована віртуальна математична модель електропривода з перетворювачем частоти, яка відтворює електромагнітну, механічну, енергетичну та вібраційну поведінку реального привода. Наступним кроком є побудова системи самонавчальної діагностики, що здатна на основі струмових та вібраційних сигналів автоматично розпізнавати технічний стан привода в умовах змінної швидкості обертання. Особливістю такої задачі є те, що частоти інформативних складових (гармонік, бокових смуг, вібраційних піків) змінюються разом зі швидкістю, тому традиційні методи діагностики в сталих режимах потребують узагальнення.

У загальному вигляді пропонована система самонавчальної діагностики містить такі ключові компоненти:

1. модуль збору сигналів (струм статора, вібрація корпусу, швидкість $\omega(t)$, додатково – напруга, температура тощо);
2. модуль попередньої обробки та нормалізації сигналів з урахуванням змінної швидкості;
3. модуль виділення ознак (features) зі струмових та вібраційних каналів;
4. самонавчальний класифікатор/детектор аномалій, що оновлює свої параметри на основі даних;
5. блок прийняття рішення та візуалізації діагностичного висновку.

На рівні постановки задачі діагностика розглядається як задача багатокласової класифікації:

$$\mathcal{C} = \{\text{норма, розбаланс, дефект ротора, дефект підшипника, \dots}\},$$

де кожному часовому фрагменту сигналів (вікну) відповідає вектор ознак $f \in R^m$ та цільова мітка класу $c \in \mathcal{C}$. У разі відсутності повної апіорної інформації про

всі можливі дефекти застосовується комбінований підхід: навчання на відомих класах («норма» + кілька типових відмов) та виявлення аномальних станів за допомогою метрик відстані або one-class моделей.

Формування ознак при змінній швидкості

Сигнали струму та вібрації аналізуються в ковзних вікнах тривалістю T_w , які синхронізовані зі швидкістю. Нехай у вікні маємо вибірки струму статора $i(t)$, вібрації $a(t)$ та моменти часу, для яких відома миттєва або усереднена швидкість $\omega(t)$. Для кожного вікна формуємо комбінований вектор ознак:

$$\mathbf{f} = [f_{\text{RMS}}^I, f_{\text{THD}}^I, f_{\text{sb}}^I, f_{\text{band}}^I, f_{\text{RMS}}^a, f_{\text{peak}}^a, f_{\text{env}}^a, f_{\text{TF}}^a, \omega_{\text{avg}}, \dot{\omega}_{\text{avg}}, T_L^{\text{test}}, \dots].$$

Для контролю стабільності самонавчальної моделі використовуються метрики якості класифікації: точність, повнота, F1-міра, а також частота помилкових спрацювань (false alarms), що є критично важливим при інтеграції системи в реальні промислові приводи.

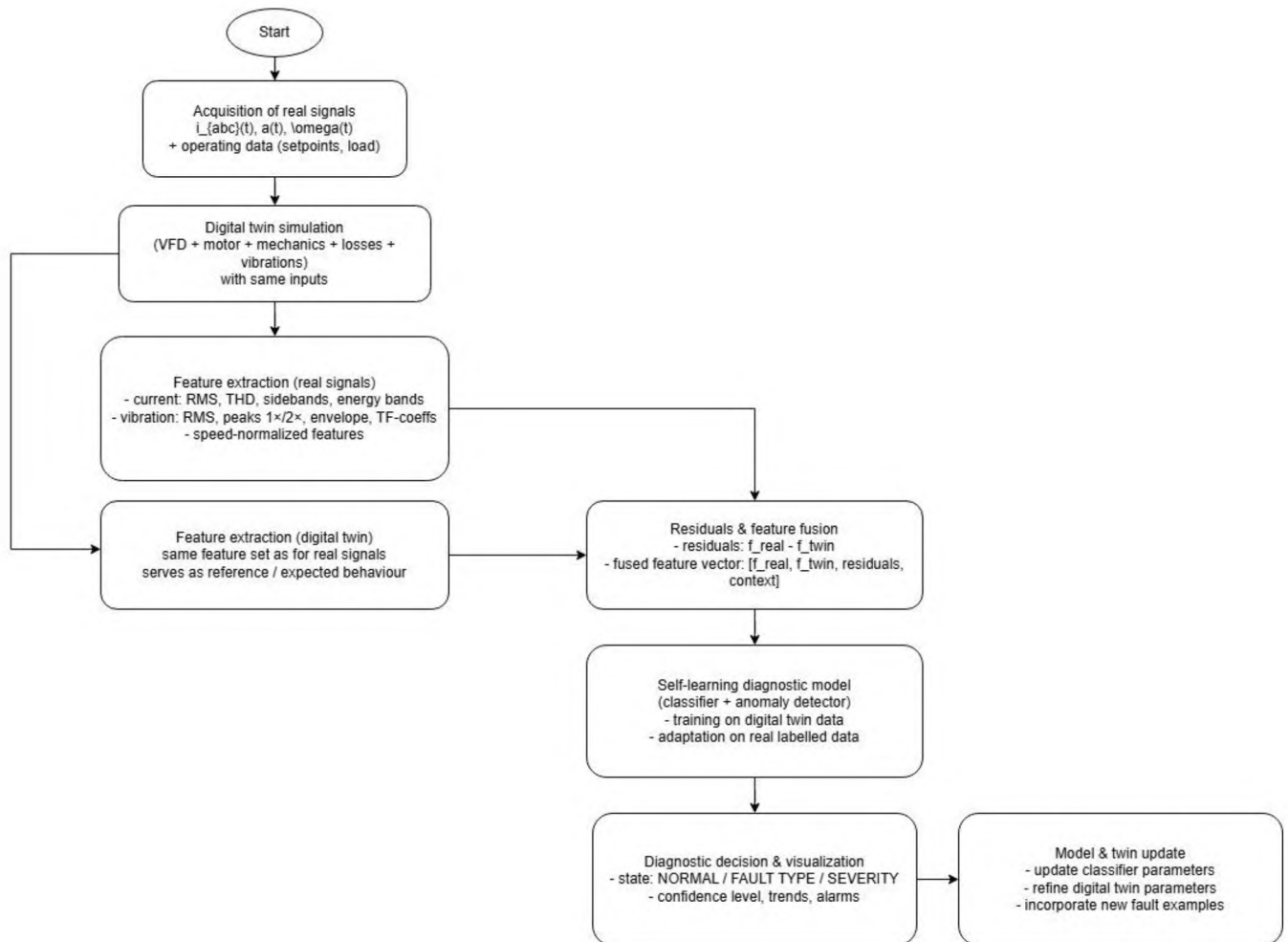


Рисунок 3.1 – Алгоритм самонавчальної діагностики з використанням цифрового двійника та струмових/вібраційних ознак.

Дефект	Частотна ознака на спектрі
Дисбаланс ротора	Високий пік на частоті обертання ($1 \times f_{rot}$).
Розцентрування валів	Піки на кратних частотах ($1 \times, 2 \times, 3 \times f_{rot}$), часто з високою осьовою вібрацією.
Дефекти підшипників	Високочастотні піки та «шумовий поріг», що зростає.
Послаблення кріплень	Велика кількість гармонік частоти обертання ($0.5 \times, 1 \times, 2 \times \dots$).
Електричні асиметрії	Піки на подвійній частоті мережі ($2 \times 50 = 100$ Гц) або бічні смуги навколо них.

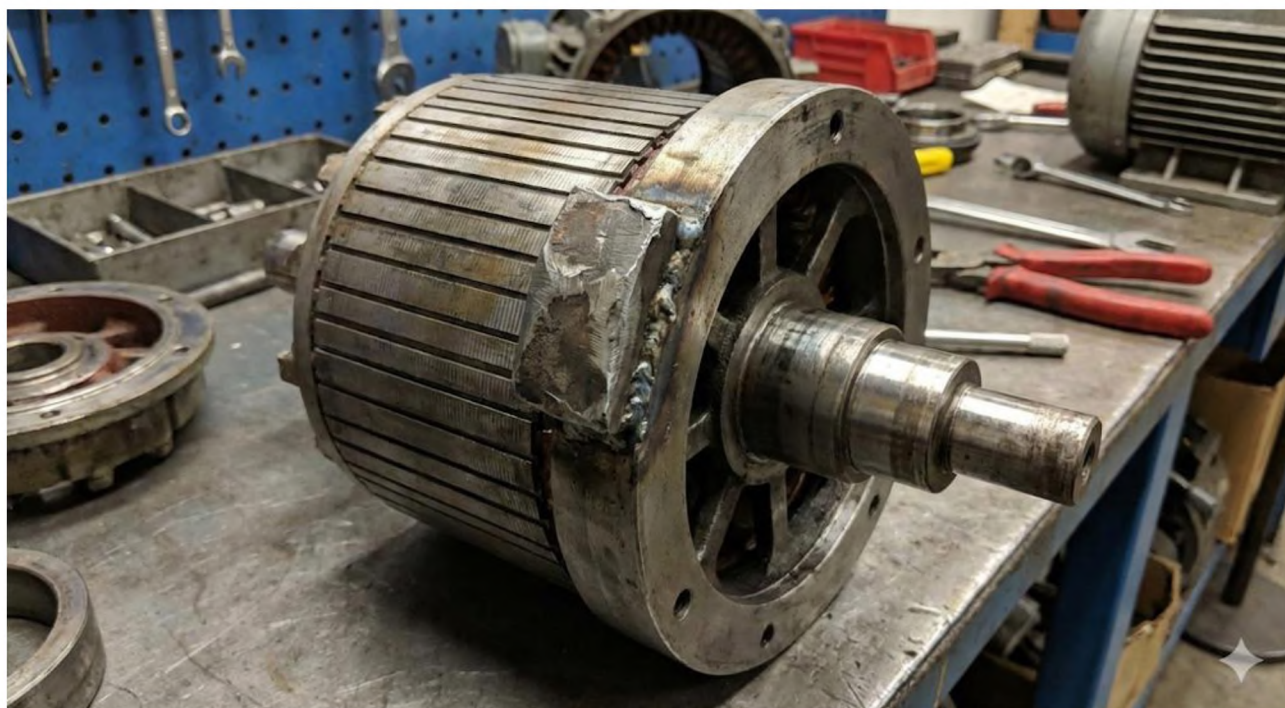


Рисунок 3.2 - Дисбаланс ротора



Рисунок 3.3 - Розцентрування валів



Рисунок 3.4 - Дефекти підшипників

Таким чином, розділ 3 встановлює концептуальну та математичну базу для побудови самонавчальної системи діагностики, яка використовує синергію цифрового двійника, струмових та вібраційних ознак і сучасних методів машинного навчання для надійного розпізнавання станів електропривода з ПЧ у широкому діапазоні швидкостей. У наступних підрозділах будуть

деталізовані алгоритми формування ознак, структура обраних класифікаторів і результати їх роботи на модельних і реальних даних.

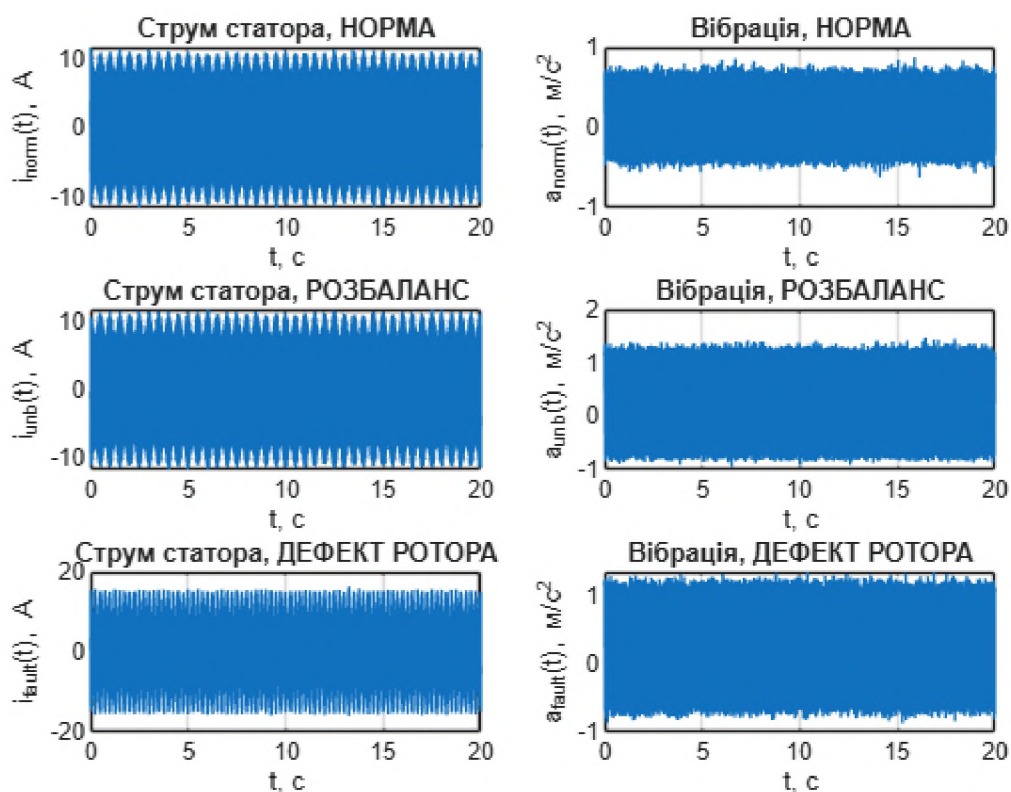


Рисунок 3.5. Часові форми (струм і вібрація) при різних станах дефектів

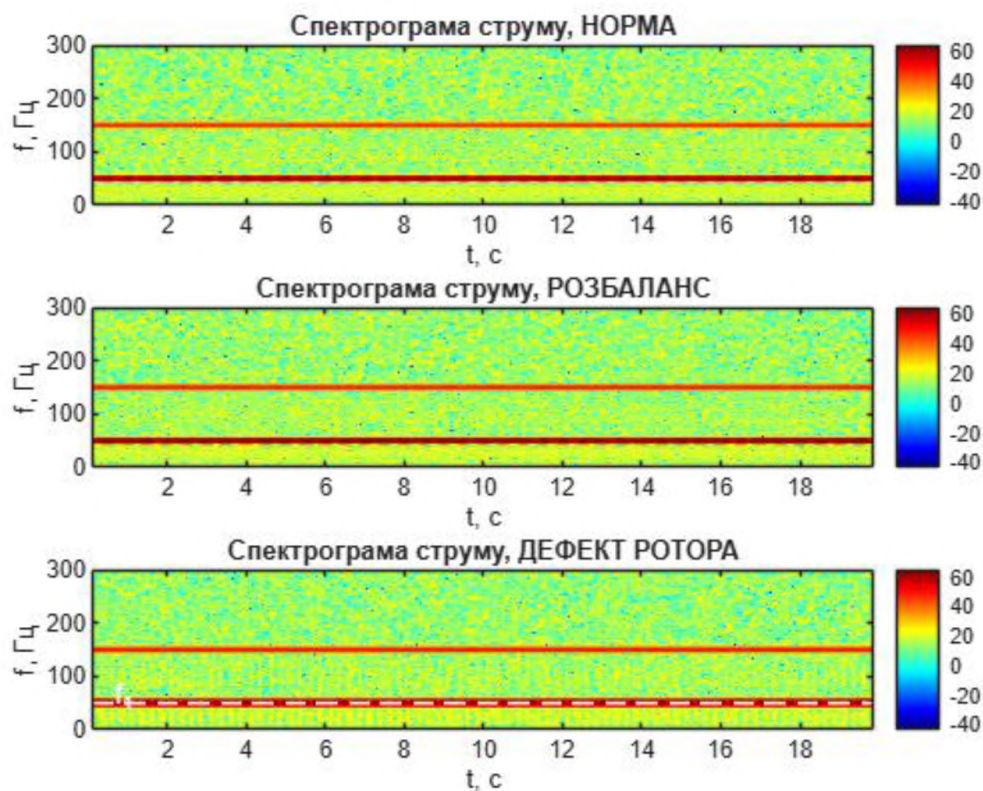


Рисунок 3.6 Спектрограми струму

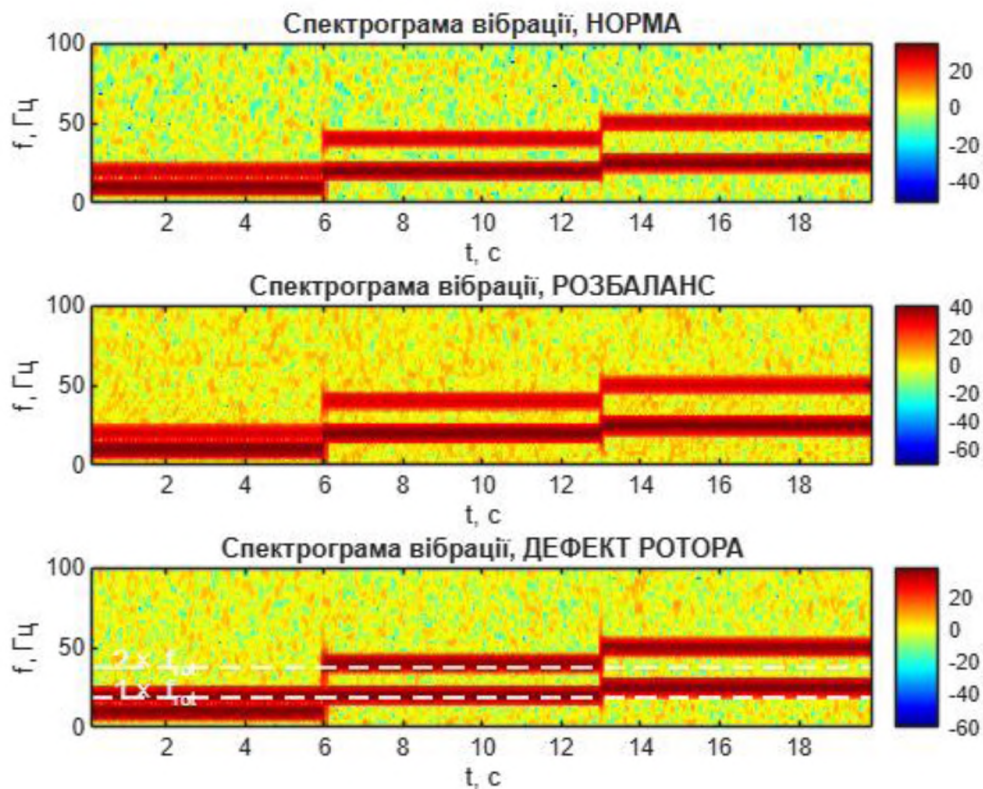


Рисунок 3.7 Спектрограми вібрації

Стан «Норма»

Часові форми (струм і вібрація) Струм статора $i_{\text{ном}}(t)$ має майже синусоїдальну форму з невеликими вищими гармоніками та шумом, що відповідає справному режиму роботи електропривода без значних електромагнітних чи механічних відхилень. Вібраційний сигнал $a_{\text{ном}}(t)$ характеризується помірними коливаннями на частоті обертання f_{rot} та її кратній $2f_{\text{rot}}$ без виражених «ударних» або модуляційних ефектів.

Спектрограми струму та вібрації

На спектрограмі струму в нормі домінує горизонтальна смуга на частоті $f_1=50$ Гц (основна гармоніка) з відносно низьким рівнем вищих гармонік. Спектрограма вібрації має виражений пік в області f_{rot} та слабший – у зоні $2f_{\text{rot}}$, при цьому фон шуму низький і структура спектру стабільна в часі. Це відповідає справному стану без суттєвих механічних дефектів.

Стан «Розбаланс»

Часові форми Струм статора $i_{\text{unb}}(t)$ практично не відрізняється від нормального (відміну можна помітити лише за невеликою зміною амплітуди та шуму), що узгоджується з тим, що розбаланс є переважно механічною несправністю. Вібраційний сигнал $a_{\text{unb}}(t)$ демонструє значно більшу амплітуду коливань, що помітно навіть на часовій формі.

Спектрограми

Струм: спектрограма залишається подібною до норми — основна смуга на f_1 , рівень гармонік майже той самий, додаткових бокових смуг практично немає.

Вібрація: на спектрограмі чітко підсилюється лінія на частоті $f_{\text{rot}} (1\times)$, яка стає домінуючою. Це класична ознака розбалансу ротора, коли ексцентриситет маси створює періодичну відцентрову силу на частоті обертання, а отже, різко зростає вібрація на $1\times$.

Стан «Дефект ротора»

Часові форми Струм $i_{\text{fault}}(t)$ стає більш «забрудненим» – у домішках видно beats/модуляції, що є наслідком появи бокових смуг навколо основної частоти. Вібраційний сигнал $a_{\text{fault}}(t)$ демонструє модульовану структуру: амплітуда коливань на частоті обертання то збільшується, то зменшується (повільна модуляція через ковзання).

Спектрограма струму

На спектрограмі струму в стані дефекту ротора, окрім основної лінії на f_1 , чітко проявляються бокові смуги на частотах $f_1(1-2s)$ та $f_1(1+2s)$. Їх рівень значно вищий, ніж у нормі. Саме ці бокові смуги є класичною діагностичною ознакою обриву стрижнів ротора або інших роторових дефектів.

Спектрограма вібрації

Спектрограма вібрації у випадку дефекту ротора показує більш складну картину:

присутні компоненти на f_{rot} і $2f_{\text{rot}}$, плюс додаткові «розмазування» та модуляції, пов'язані з низькочастотною модуляцією амплітуди (частота $f_{\text{mod}}=2sf_1$).

Це відповідає фізичному змісту: нерівномірне створення моменту через дефект ротора породжує змінну пульсацію навантаження, яка проявляється і в струмі, і у вібрації.

Проміжні висновки до розділу 3.

У розділі 3 сформовано концепцію самонавчальної діагностики електропривода з ПЧ, яка базується на поєднанні цифрового двійника, струмових та вібраційних ознак. Показано, що використання digital twin дозволяє безпечно й гнучко генерувати дані для різних режимів роботи та типових дефектів (норма, розбаланс, дефект ротора), а також формувати еталонні спектральні й часові характеристики для подальшого порівняння з реальними вимірюваннями.

Розроблено підхід до формування інформативних ознак у умовах змінної швидкості: RMS та THD струму, енергія бокових смуг, вібраційні RMS і пікові значення, компоненти $1\times/2\times$, ознаки на основі спектрограм та час–частотного аналізу з нормалізацією по частоті обертання. На прикладі змодельованих станів «норма», «розбаланс» та «дефект ротора» продемонстровано, що розбаланс переважно проявляється у зростанні вібрації на частоті обертання, тоді як дефект ротора дає виразні бокові смуги в спектрі струму та модуляційні ефекти у вібраційному сигналі. Це підтверджує доцільність комплексного аналізу двох каналів.

Запропоновано структурну схему самонавчального алгоритму, у якому ознаки з реальних сигналів та цифрового двійника об'єднуються у розширений вектор, на основі якого працює класифікатор/детектор аномалій з можливістю донавчання на експлуатаційних даних. Показано, що така інтеграція дозволяє підвищити чутливість до ранніх проявів несправностей та знизити кількість хибних спрацювань порівняно з традиційними підходами, що базуються лише на одному типі сигналів. Отримані результати створюють методичну основу

для практичної реалізації системи діагностики на базі розробленого віртуального електропривода та сучасних методів машинного навчання.

Загальний висновок

У загальному підсумку виконана робота показує, що концепція віртуальної математичної моделі електропривода з перетворювачем частоти, поєднана з аналізом струмових та вібраційних сигналів, є дієвим інструментом для діагностики технічного стану привода в умовах змінної швидкості. На основі аналізу літератури, побудови цифрового двійника в MATLAB/Simulink та розроблення самонавчального діагностичного алгоритму вдалося сформувати цілісний підхід, який охоплює як етап моделювання, так і етап наближення до реального об'єкта.

У першому розділі було обґрунтовано актуальність переходу від традиційних методів аналізу окремих сигналів до комплексної діагностики, що враховує вплив перетворювача частоти, гармоніки струму, пульсації моменту, втрати та нагрів. Показано, що сучасні електроприводи працюють у широкому діапазоні швидкостей і навантажень, а отже інформативні ознаки несправностей зміщуються у частотній області разом зі зміною режиму. На цьому тлі концепція цифрового двійника електропривода, яка інтегрує фізичні, напівемпіричні та ідентифікаційні моделі, була обрана як базова платформа для подальшої діагностики. Також було сформульовано перелік типових дефектів, що підлягають виявленню, та критерії ефективності діагностичної системи: точність розпізнавання, чутливість, стійкість до змін режиму, обчислювальна придатність.

У другому розділі створено віртуальну математичну модель електропривода з перетворювачем частоти, яка включає модель інвертора, асинхронного двигуна, механічного навантаження, втрат, нагріву та вібраційного каналу. Структура моделі реалізована у вигляді взаємопов'язаних підсистем: перетворювач формує напругу із заданими алгоритмами модуляції, двигун відтворює електромагнітну і механічну динаміку, навантаження задає характер моменту, а окрема вібраційна підсистема імітує поведінку корпусу на пружній основі при дії сил незбалансованості та пульсацій моменту. На основі

спрощеної моделі втрат перетворювача побудовано карти втрат та показано, як вони впливають на нагрів і енергетичні показники привода.

Окрему увагу приділено ідентифікації параметрів моделі. Розроблено логіку експериментів розгону, гальмування та ступінчастої зміни швидкості й навантаження, що дозволяють коректно оцінити електричні параметри двигуна, момент інерції, коефіцієнти тертя, характеристики навантаження та втрат. Продемонстровано підхід до порівняння модельних та умовно «вимірних» кривих швидкості, струму, вібрації й енергетичних показників. Накладені часові криві, спектри та спектрограми в нормальному режимі й при введенні типових дефектів показали, що цифровий двійник здатен відтворювати характерні відмінності між станами, які потрібні для діагностики, зокрема зростання вібрації на частоті обертання при розбалансі та появу виражених бокових смуг у струмі при дефектах ротора.

У третьому розділі на базі отриманої моделі запропоновано підхід до самонавчальної діагностики, який використовує синергію струмових та вібраційних ознак. Сформовано набір діагностичних ознак, що включає середньоквадратичні значення, рівень гармонічних спотворень, енергію бокових смуг, пікові вібраційні компоненти на кратних частотах обертання, показники на основі спектрограм та час–частотного аналізу. Особливо важливо, що ознаки формуються з урахуванням змінної швидкості: частоти та масштаби нормуються відносно частоти обертання, що забезпечує коректне порівняння даних у різних режимах. На прикладі трьох станів – «норма», «розбаланс», «дефект ротора» – продемонстровано, що поєднання спектрограм струму та вібрації дозволяє чіткіше розділити класи станів, ніж використання лише одного сигналу.

Запропоновано структуру алгоритму, в якій цифровий двійник використовується не тільки як джерело модельних сигналів, а й як активний елемент навчання. На основі синтетичних даних моделі попередньо навчається класифікатор або детектор аномалій, а далі його параметри уточнюються за реальними даними з конкретного привода. У схемі передбачено циклічне

оновлення як параметрів класифікатора, так і самого цифрового двійника, що дозволяє враховувати старіння елементів, зміну навантаження та появу нових, раніше незафіксованих типів дефектів. Таким чином реалізується самонавчальний характер діагностики, коли система з часом підвищує свою точність і адаптується до реальних умов експлуатації.

Отримані результати підтверджують, що використання цифрового двійника у поєднанні зі струмовими та вібраційними каналами дає змогу створити більш гнучку і чутливу систему діагностики, ніж традиційні підходи, орієнтовані тільки на аналіз відхилень одного параметра. Віртуальна модель дозволяє випробувати діагностичні алгоритми в широкому діапазоні режимів і дефектів без ризику для обладнання, а використання реальних даних – довести ці алгоритми до практично придатного рівня.

До обмежень проведеного дослідження можна віднести спрощення частини фізичних моделей (особливо вібраційної та теплової), фокус на обмеженому наборі типових дефектів, а також відсутність повномасштабної апробації на промислових приводах різних типів. Перспективними напрямками подальших робіт є розширення бібліотеки дефектів (підшипники, ексцентриситет статора, деградація ізоляції), впровадження більш просунутих методів глибинного навчання для роботи з сирими сигналами та спектрограмами, а також інтеграція розробленого підходу в промислові системи моніторингу стану.

Загалом магістерська робота демонструє, що комплексний підхід, який поєднує цифровий двійник електропривода, моделювання струмових і вібраційних сигналів та самонавчальні методи аналізу, є перспективною основою для побудови сучасних систем діагностики привода з перетворювачем частоти, особливо в умовах змінної швидкості й складних реальних режимів роботи.

Список використаних джерел

1. Rasheed, A., San, O., Kvamsdal, T. Digital twin: Values, challenges and enablers from a modeling perspective // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 21980–22012.
2. Glaessgen, E., Stargel, D. The digital twin paradigm for future NASA and U.S. Air Force vehicles // 53rd AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics and Materials Conference. – Honolulu, 2012. – Paper AIAA 2012-1818.
3. Holopainen, T. P., Roivainen, J., Ryyppö, T. Digital twin of induction motors for torsional vibration analysis of electrical drive trains // 12th Int. Conf. on Vibrations in Rotating Machinery. – London : IMechE / CRC Press, 2020. – P. 564–574.
4. Pliuhin, V. Digital twins of different types of electrical machines // Lighting Engineering & Power Engineering. – 2024. – Vol. 61, No. 1. – P. 31–37.
5. Pliuhin, V. A digital twin design of induction motor with squirrel-cage rotor for insulation condition prediction // Electrical Engineering & Electromechanics. – 2022. – No. 4. – P. 32–38.
6. Hu, J. et al. Research and prospects of digital twin-based fault diagnosis of electric machines // Sensors. – 2025. – Vol. 25, No. 8. – Article 2625.
7. Wang, J., Ye, L., Gao, R. X., Li, C., Zhang, L. Digital Twin for rotating machinery fault diagnosis in smart manufacturing // International Journal of Production Research. – 2019. – Vol. 57, No. 12. – P. 3920–3934.
8. Inturi, V. et al. A review of digital twinning for rotating machinery // Sensors. – 2024. – Vol. 24, No. 15. – Article 5002.
9. Boldea, I., Nasar, S. A. Electric Drives. 2nd ed. – Boca Raton : CRC Press, 2006. – 518 p.
10. Leonhard, W. Control of Electrical Drives. 3rd ed. – Berlin : Springer, 2001. – 460 p.
11. Vas, P. Vector Control of AC Machines. – Oxford : Clarendon Press, 1990. – 328 p.

12. Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC Drives. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 2002. – 744 p.
13. Bose, B. K. Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends. 2nd ed. – Amsterdam : Elsevier, 2020. – 1110 p.
14. Slemon, G. R. Modelling of induction machines for electric drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1989. – Vol. 25, No. 6. – P. 1126–1131.
15. Holtz, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion // Proceedings of the IEEE. – 1994. – Vol. 82, No. 8. – P. 1194–1214.
16. Воскобойник, В. Є., Бородай, В. А., Боровик, Р. О., Нестерова, О. Ю. Основи електропривода виробничих машин та комплексів : навч. посіб. – Дніпро : Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка», 2021. – 254 с.
17. Плєшков, С. П., Серебренніков, С. В. Енергоефективний електропривод у промисловості та сільськогосподарському виробництві : навч. посіб. – Кіровоград : РВЛ КНТУ, 2016. – 161 с.
18. Лавріненко, Ю. М. та ін. Електропривод : підручник. – Київ : Ліра-К, 2009.
19. Лисиченко, М. Л. Основи електропривода : конспект лекцій. – Харків : Харківський нац. техн. ун-т сільського господарства ім. П. Василенка, 2025.
20. Ловейкін, В. С., Ромасевич, Ю. О. Частотне керування асинхронним приводом : метод. вказівки до виконання лаб. робіт. – Ніжин : НДУ ім. М. Гоголя, 2011. – 98 с.
21. Міліх, В. І., Іваненко, В. М. Дослідження асинхронних двигунів : лабораторний практикум. – Харків : НТУ «ХП», 2007.
22. Видмиш, А. А., Трошин, О. І. Теорія електропривода : лабораторний практикум. – Вінниця : ВНТУ, 2003. – 108 с.
23. Єрмілова, Н. В. Електротехнічні комплекси та системи електроприводу об'єктів нафтогазової промисловості : навч. посіб. – Полтава : ПолтНТУ, 2019. – 196 с.
24. Кутін, В. М., Ілюхін, М. О., Кутіна, М. В. Діагностика електрообладнання : навч. посіб. – Вінниця : ВНТУ, 2013. – 161 с.

25. Губаревич, О. В., Невзлін, Б. І. Надійність і діагностика електрообладнання : навч. посіб. – Луганськ : Вид-во СЛУ ім. В. Даля, 2004. – 156 с.
26. Чорний, О. П., Зачепа, Ю. В., Титюк, В. К., Чорна, О. А. Моніторинг і діагностика електромеханічних об'єктів : навч. посіб. – Кременчук : ПП Щербатих А. В., 2019. – 121 с.
27. Кухарчук, В. В. та ін. Моніторинг, діагностування та прогнозування вібраційного стану гідроагрегатів : монографія. – Вінниця : ВНТУ, 2014. – 168 с.
28. Гобрей, Р. М., Рубаненко, О. Є. та ін. Технічне діагностування, випробування та вимірювання електрообладнання в умовах монтажу, налагоджування і в експлуатації. Ч. 1 : довідково-метод. посіб. – Київ : ДП «НТУКЦ», 2008. – 524 с.
29. Гобрей, Р. М., Шинкаренко, Г. В. та ін. Технічне діагностування, випробування та вимірювання електрообладнання в умовах монтажу, налагоджування і в експлуатації. Ч. 2 : довідково-метод. посіб. – Київ : ДП «НТУКЦ», 2010. – 130 с.
30. Randall, R. B. Vibration-based Condition Monitoring: Industrial, Aerospace and Automotive Applications. – Chichester : Wiley, 2011. – 496 p.
31. Benbouzid, M. E. H. A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47, No. 5. – P. 984–993.
32. Thomson, W. T., Fenger, M. Current signature analysis to detect induction motor faults // IEEE Industry Applications Magazine. – 2001. – Vol. 7, No. 4. – P. 26–34.
33. Bonnett, A. H., Soukup, G. C. Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase induction motors // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 28, No. 4. – P. 921–937.

34. Stack, J. R., Habetler, T. G., Harley, R. G. Fault-signature modeling and detection of inner-race bearing faults in induction machines // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2004. – Vol. 40, No. 5. – P. 1278–1285.
35. Saad, N., Irfan, M., Ibrahim, R. Condition Monitoring and Faults Diagnosis of Induction Motors: Electrical Signature Analysis. – Boca Raton : CRC Press, 2018. – 260 p.
36. Jaros, R., Rezmer, J., Orkisz, M. Advanced signal processing methods for condition monitoring // Archives of Computational Methods in Engineering. – 2022. – <https://doi.org/10.1007/s11831-022-09834-4>.
37. Gyftakis, K. N., Marques Cardoso, A. J., Antonino-Daviu, J. A. Introducing the Filtered Park's and Filtered Extended Park's Vector Approach to detect broken rotor bars in induction motors independently from the rotor slots number // Mechanical Systems and Signal Processing. – 2017. – Vol. 93. – P. 30–47.
38. Gubarevych, O. et al. Use of Park's Vector Method for monitoring the rotor condition of low-power induction motors // Energies. – 2023. – Vol. 16, No. 13. – Article 5109.
39. Gubarevych, O. V. et al. Diagnostics of stator windings of an induction motor using simulation based on the hodograph of the Park vector // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2020. – Vol. 1, No. 1 (103). – P. 40–47.
40. Hamani, K. et al. Advancements in induction motor fault diagnosis and condition monitoring: A comprehensive review // Sensors. – 2025. – Vol. 25, No. 19. – Article 5942.
41. Irfan, M., Saad, N., Ibrahim, R. Health monitoring and fault diagnosis of induction motor – A review // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – 2014. – Vol. 3, No. 1. – P. 6530–6541.
42. IEC 60034-1:2017. Rotating electrical machines – Part 1: Rating and performance. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2017.

43. IEC 60034-30-1:2014. Rotating electrical machines – Part 30-1: Efficiency classes of line operated AC motors (IE code). – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2014.

44. ISO 10816-3:2009. Mechanical vibration – Evaluation of machine vibration by measurements on non-rotating parts – Part 3: Industrial machines with nominal power above 15 kW and nominal speeds between 120 r/min and 15 000 r/min. – Geneva : International Organization for Standardization, 2009.

45. ISO 20816-1:2016. Mechanical vibration – Measurement and evaluation of machine vibration – Part 1: General guidelines. – Geneva : International Organization for Standardization, 2016.