

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Козлов Максим Олегович

УДК 621.314.58

ДИСЕРТАЦІЯ

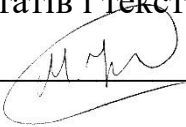
**Зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад в
пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими
асинхронними електроприводами**

141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

14 – Електрична інженерія

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело


_____ Козлов М. О.

Науковий керівник Жук Дмитро Олександрович, кандидат технічних наук, доцент

Миколаїв - 2025

АНОТАЦІЯ

Козлов М.О. Зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад в пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими асинхронними електроприводами. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». – Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, Миколаїв, 2025 р.

Використання частотно-регульованих асинхронних електроприводів у складі суднових пропульсивних електроустановок обумовлено їх високими енергетичними показниками та здатністю гнучко керувати тягою гребного гвинта при маневруванні та русі судна. Основні корисні властивості пропульсивних електроустановок з частотно-регульованими асинхронними електроприводами забезпечується використанням у їх складі перетворювачів частоти за найбільш розповсюдженою схемою, некерований випрямляч – автономний інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією, як джерела живлення для гребних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором. Зазвичай структура таких перетворювачів частоти містить ємність у ланці постійного струму, а частота комутації вентилів АІН з ШІМ знаходиться в діапазоні від 2 до 20 кГц

Однак поряд із зазначеними вище корисними властивостями, вадою таких структур є виникнення в них синфазних і диференціальних складових високочастотних електромагнітних завад у складі напруги і струму, як в точках приєднання двигуна так і в точках живлення від мережі.

Наявність диференціальних складових пов'язано з високими значеннями dU/dt на виході ШІМ інвертора, а синфазні складові обумовлені паразитними ємностями-фаза корпус та високочастотними гармоніками на частоті комутації інвертора та кратні їм.

Диференціальні завади обумовлюють імпульсні перенапруги на вході гребних асинхронних двигунів, що викликають термічне старіння та пробої ізоляції

обмоток статора, а синфазні завади порушують умови функціонування електронного обладнання та автоматики, як власне гребного електропривода, так і інших пристроїв підключених у точці загального приєднання до мережі, викликають корозію підшипників асинхронного двигуна, емісія синфазних перешкод у цілому впливає на форму напруги і струму мережі та їх гармонічний склад у високочастотному діапазоні та відповідно знижує якість електроенергії в ній.

Тобто низька якість електроенергії внаслідок наявності диференційних і синфазних перешкод становить причину можливих аварійних ситуацій. А також економічних та технологічних збитків при експлуатації суднового електрообладнання.

З названих причин зниження диференційної та синфазної складових високочастотних електромагнітних завад в суднових системах з пропульсивними електроустановками на базі частотно регульованих асинхронних електроприводів з силовими перетворювачами частоти засобами комбінованих високочастотних пасивних фільтрів є важливою науково-прикладною проблемою, а задачі що стоять її вирішенню є актуальними.

Метою дисертаційної роботи є підвищення якості електроенергії в пропульсивних електроустановках з частотно-регульованими асинхронними електроприводами на базі перетворювачів частоти зі ШІМ автономними інверторами напруги шляхом розвитку теоретичних основ побудови ефективних засобів для зниження повною мірою синфазних і диференційних складових високочастотних електромагнітних завад

Новизна результатів, одержаних в дисертації, полягає в наступному:

1. Отримала розвиток імітаційна модель пропульсивного частотно-регульованого асинхронного електропривода за рахунок уточнення моделей його складових – автономного інвертора напруги з ШІМ, асинхронного двигуна та кабельних з'єднань, яка дає можливість достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах вхідних та вихідних кіл перетворювачів частоти та, на відміну

від існуючих, враховує наявність паразитних ємностей «фаза-корпус» елементів електрообладнання електроприводу.

2. Розроблено уточнену еквівалентну схему фази статора частотно-регульованого асинхронного двигуна, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус» фазових обмоток, і дозволяє достовірно відтворювати близькі до експериментальних частотні залежності повного опору фази двигуна, і, таким чином, може бути використана при створенні більш точної MATLAB-моделі асинхронної машини для дослідження високочастотних складових електромагнітних завад, та, на відміну від попередніх, є адекватною для діапазону частот 1 МГц – 60 МГц.

3. Отримали розвиток аналітичні вирази для визначення параметрів еквівалентної схеми обмотки статора частотно-регульованого асинхронного двигуна за рахунок використання в них експериментально-встановлених базисних значень повного опору обмотки та його переважного характеру (індуктивний або ємнісний) на характерних частотах (в т.ч. резонансних), які можуть бути використані для типоряду двигунів та, на відміну від попередніх, частково спираються на експериментальні частотні залежності повного опору та його фазового зсуву в реальних двигунах.

4. Вперше запропоновано принцип ефективного зниження високочастотних електромагнітних завад в колах частотно-регульованих асинхронних електроприводів на базі перетворювачів частоти з ШІМ автономними інверторами напруги, що ґрунтується на використанні нової структури комбінованого пасивного фільтра, який містить чотириобмотковий синфазний трансформатор та трифазний диференційний RLC-фільтр, що дозволяє повною мірою одночасно знижувати синфазні і диференційні складові завад, та, на відміну від попередніх, для реєстрації синфазної напруги та формування компенсуючого впливу передбачає підключення первинної обмотки трансформатора до точки загального з'єднання RC-ланок диференційного фільтра.

5. Розроблено нову математичну модель комбінованого пасивного фільтра, за рахунок застосування до його схеми еквівалентних перетворень згідно теореми

Тевеніна і окремо теорії двополюсників, з наступними перетвореннями Лапласа, що надало можливість отримати кінцеві вирази передатних функцій комбінованого фільтра відповідно за синфазною і диференційною складовими напруги та дозволяє аналітично визначати параметри фільтра при його максимальній ефективності, а також, на відміну від існуючих моделей, дозволило врахувати умови компенсації як диференційних так і синфазних складових електромагнітних завад.

Практичне значення роботи:

1. Удосконалено методику визначення власних і паразитних параметрів силових кабельних ліній у складі пропульсивних частотно-регульованих асинхронних електроприводів між джерелом живлення і перетворювачем частоти, а також між перетворювачем і асинхронним двигуном, із урахуванням конструкційних особливостей кабелів, кількості жил, екранування та способу прокладання.

2. Запропоновано методику експериментального дослідження гармонічних спотворень у діапазоні високих частот (до 125 кГц), який поєднує цифровий осцилограф із засобами спектрального аналізу в MATLAB/Simulink, що на відміну від стандартних аналізаторів якості електроенергії, обмежених 50-ю гармонікою, дозволяє забезпечити необхідну точність визначення повного коефіцієнта гармонічних спотворень напруг і струмів з урахуванням високочастотного діапазону (2,5 – 125 кГц) без застосування дорогих широкополосних аналізаторів-реєстраторів.

3. Розроблено методику аналітичного визначення диференційної напруги, як різниці між фазною та синфазною напругою, експериментально виміряними в одній часовій координаті за допомогою двоканального цифрового осцилографа, з подальшою обробкою даних у MATLAB Simulink.

4. Розроблено модель комбінованого пасивного фільтра і перевірено його ефективність в середовищі MATLAB/Simulink на основі уточненої імітаційної моделі частотно-регульованого асинхронного електропривода, який забезпечує зниження рівня синфазної напруги на 93 % на виході та 62,5 % на вході

перетворювача, а також забезпечує зменшення гармонічних спотворень напруги з 88,62 % до 6,07 % та з 4,93 % до 4,18 % відповідно.

5. Основні положення, висновки та рекомендації, що викладені в дисертаційній роботі, використовуються у навчальному процесі НУК ім. адм. Макарова при підготовці магістрів у галузі знань «Електрична інженерія» (шифр галузі 14) за спеціальністю «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (код спеціальності 141) згідно робочої навчальної програми обов'язкової професійної компоненти ОК6 (код РПНД Т8216) «Електромагнітна сумісність і керування якістю електроенергії в електроенергетичних системах» освітньо-наукової програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Розроблені в дисертаційній роботі методи і моделі впроваджено на підприємствах ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО» та «Електрім – 2000». В НУК ім. адм. Макарова використані в НДР: № ДР 0121U112133 «Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності». Науково-технічна (експериментальна) розробка. – Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова. 12.2022.

У вступі дисертаційної роботи обґрунтовано актуальність дисертаційного дослідження, оказано її зв'язок з науковими програмами й темами, сформульовано мету і завдання дослідження, визначено його об'єкт та предмет, представлено методи дослідження, визначено наукову новизну та практичне значення результатів роботи та обґрунтування достовірності отриманих результатів, відображено повноту викладення результатів у публікаціях, особистий внесок та ступінь апробації.

У першому розділі проаналізовано актуальні проблеми якості електроенергії та електромагнітної сумісності в суднових електроенергетичних системах з пропульсивними електроустановками на основі частотно-регульованих асинхронних електроприводів. Зазначено, що такі приводи забезпечують високу енергоефективність і гнучкість керування, однак їх використання супроводжується

генерацією широкого спектра високочастотних електромагнітних завад через застосування ШІМ-інверторів. Обґрунтовано, що основними носіями високочастотних завад є синфазні струми і напруги, що вимагає поглибленого дослідження механізмів їх виникнення і поширення. Подальшими напрямками науково-практичних досліджень є два напрями: моделювання високочастотних процесів з урахуванням шляхів протікання синфазних завад та розроблення ефективних засобів їх зниження.

У другому розділі розроблено уточнену еквівалентну схему фазної обмотки статора асинхронного двигуна, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус». Отримали розвиток аналітичні вирази для визначення параметрів цієї схеми на основі експериментальних частотних залежностей повного опору в синфазному та диференційному режимах. Вони можуть бути використані при створенні більш точної MATLAB-моделі асинхронної машини для дослідження високочастотних складових електромагнітних завад.

Уточнено модель автономного інвертора напруги з урахуванням паразитних елементів силових ключів, провідників, ємнісних зв'язків до корпусу та індуктивностей, що суттєво підвищує точність моделювання інвертора як джерела високочастотних електромагнітних завад. Наведено методологію розрахунку власних і паразитних параметрів кабельних ліній з урахуванням їх конструктивних особливостей. Побудовано еквівалентну схему частотно-регульованого електропривода, що описує електромагнітні процеси у синфазному та диференційному режимах і розкриває взаємозв'язки між ними. Це дає змогу аналітично пояснити механізми утворення та поширення високочастотних електромагнітних завад у системі.

У третьому розділі проаналізовано сучасні засоби і методи зниження електромагнітних завад у частотно-регульованих асинхронних електроприводах, проведено їх класифікацію та порівняння ефективності різних видів модуляцій та топологій інверторів на рівень високочастотних завад. Вперше запропоновано принцип побудови комбінованого трифазного пасивного фільтра, за рахунок поєднання чотириобмоткового синфазного трансформатора і трифазного

диференційного RLC-фільтра. Розроблено нову математичну модель комбінованого пасивного фільтра за рахунок застосування методу Тевеніна при перетворенні еквівалентних схем фільтра та перетворення Лапласа при визначенні передатних функцій фільтра по диференційній і синфазній напрузі, що дозволяє кількісно оцінити вплив параметрів фільтра на рівень електромагнітних завад у частотній області. Визначено критерії вибору його основних параметрів з урахуванням частоти комутації, імпедансу навантаження та магнітних властивостей осердя синфазного трансформатору. Встановлено оптимальні співвідношення між резонансною частотою фільтра та частотою комутації інвертора для досягнення максимальної ефективності зниження завад.

Четвертий розділ присвячено експериментальним та імітаційним дослідженням частотно-регульованого асинхронного електропривода. Запропоновано методика експериментального дослідження високочастотних гармонічних спотворень, яка дає змогу точно визначати повний коефіцієнт гармонічних спотворень напруги й струму з урахуванням високочастотного діапазону (2,5–125 кГц). У ході експериментів досліджено електромагнітні процеси у високочастотному діапазоні у вхідних і вихідних колах перетворювача частоти у складі частотно-регульованого асинхронного електропривода. На основі положень, викладених у попередніх розділах, розвинуто імітаційну модель частотно-регульованого асинхронного електропривода, за рахунок уточнення моделей його складових, яка дає можливість достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах вхідних та вихідних кіл перетворювачів частоти. Достовірність моделі підтверджено шляхом порівняння результатів моделювання з результатами експериментальних досліджень. Розроблено модель і перевірено ефективність комбінованого пасивного фільтра на здатність ефективно знижувати диференційні та синфазні електромагнітні завади.

Ключові слова: суднова електроенергетична система, електромагнітна сумісність, якість електроенергії, напівпровідниковий перетворювач, перетворювач частоти, інвертор напруги, широтно-імпульсна модуляція,

асинхронний двигун, високочастотні електромагнітні завади, синфазна напруга, частотно-регульований асинхронний електропривод, імітаційне моделювання, фільтр.

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗДОБУВАЧА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

Наукові праці, які розкривають основні наукові результати дисертації:

1. Zhuk D., Zhuk O., Kozlov M., Stepenko S. Evaluation of Electric Power Quality in the Ship-Integrated Electrical Power System with a Main DC Bus and Power Semiconductor Electric Drives as Part of the Electric Propulsion Complex. *Energies*. 2023. 16(7):2961. <https://doi.org/10.3390/en16072961>

2. Katarzyna Markowska, Dmytro Zhuk, Oleksandr Zhuk, Maksym Kozlov, Serhii Stepenko, Viktor Voskoboenko, Kinga Stecula, Oleksandr Miroshnyk, Taras Shchur. Analysis and improvement of power quality in the onboard electrical power systems within a self-propelled floating crane. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 161, 2024, 110179. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2024.110179>

3. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О. Удосконалення засобів забезпечення якості електроенергії в суднових ЕЕС з напівпровідниковими пропульсивними комплексами. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. Вип. 68, Вересень 2024, с. 029. <https://doi.org/10.15407/publishing2024.68.029>

4. Zhuk D., Zhuk O., Stepenko S., Chornyi O., Al-Suod M.M.S., Kozlov M. Modeling of Ship Power Systems with Semiconductor Propulsion Complexes and Advanced Power Quality Assurance Tools. In: Kazymyr, V., et al. Mathematical Modeling and Simulation of Systems. MODS 2024. Lecture Notes in Networks and Systems, vol 1391. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-031-90735-7_33

Наукові праці, які свідчать про апробацію матеріалів дисертації:

5. Селезньов С.Л., Жук Д.О., Козлов М.О., Новогрецький С.М. Application of modern innovation technologies of electrical engineering or ship power systems development. Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». Миколаїв: НУК. 27–28 жовтня 2022. С. 362–367. https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2022/10/Innovation_2022_print_23_10_2022.pdf

6. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О., Лінченко В.В. Якість електроенергії в інтегрованих суднових електроенергетичних системах з напівпровідниковими пропульсивними комплексами. Матеріали XIV Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці». Миколаїв: НУК. 20–21 вересня 2023. С. 368–374. <https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2023/09/Materiali-konferencii-ISO-2023.pdf>

7. Козлов М.О., Жук Д.О., Жук, О.К., Лінченко В.В. Високочастотна модель системи загальносуднового асинхронного електропривода за схемою «АІН 3 ШІМ – АД». Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2024». Миколаїв: НУК, 2024. – С. 8–13 с. <https://eir.nuos.edu.ua/handle/123456789/8246>

8. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О. Дослідження впливу частотно-регульованих електроприводів у складі пропульсивних комплексів на якість електроенергії та електромагнітну сумісність в суднових електроенергетичних системах. Інновації в суднобудуванні та океанотехніці XV Міжнародна науково-технічна конференція. Миколаїв, НУК, 2024, С. 482–488. <https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2024/10/Materiali-konferencii.pdf>

9. M. Kozlov, D. Zhuk, O. Zhuk and V. Linchenko, High-Frequency Model of the Ship System «Voltage Source Inverter with Pulse Width Modulation - Asynchronous Motor», 2024 *IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 2024, pp. 1-6. <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878044>

10. Жук Д.О., Жук О.К., Дьяконов О.С., Козлов М.О. Дослідження спотворень напруги в автономній системі з частотно-регульованим електроприводом. Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем Матеріали XV Міжнародної науково-практичної конференції. Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка». 22–23 травня 2025. – Т. 2. – С. 220–222. https://drive.google.com/file/d/1LZk8Efz_0OsYSOPtmLeR8y3PuVnIJeys/view

ABSTRACT

Kozlov M.O. Mitigation of High-Frequency Conducted Electromagnetic Interference in Ship Propulsion Electric Systems with Variable-Frequency Induction Motor Drives. – Manuscript.

Dissertation for the Doctor of Philosophy degree in specialty 141 «Electrical energetics, electrical engineering and electromechanics». – Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolaiv, 2025.

The use of variable frequency induction motor drives in ship propulsion electric systems is driven by their high energy efficiency and their ability to provide flexible control of propeller thrust during ship maneuvering and movement. The key advantages of propulsion systems based on variable frequency induction motor drives are ensured through the use of frequency converters in the most common configuration: an uncontrolled rectifier followed by a voltage source inverter with pulse-width modulation, serving as a power supply for squirrel-cage induction propulsion motors. Typically, such frequency converters include a DC-link capacitor, and the switching frequency of the voltage source inverter with pulse-width modulation ranges from 2 to 20 kHz.

However, alongside the above-mentioned advantages, a significant drawback of such systems is the generation of common-mode and differential-mode components of high-frequency electromagnetic interference (EMI) in both voltage and current, appearing at the motor terminals as well as at the power supply points from the network.

The presence of differential-mode components is associated with high values of dU/dt at the output of the PWM inverter, whereas the common-mode components arise due to parasitic phase-to-ground capacitances and the presence of high-frequency harmonics at the inverter's switching frequency and its multiples.

Differential-mode interference leads to impulse overvoltages at the input of propulsion induction motors, which causes thermal aging and dielectric breakdown of the stator winding insulation. Meanwhile, common-mode interference disrupts the operation of electronic equipment and control systems—not only those of the propulsion drive itself, but also other devices connected at the common network connection point. It also

induces bearing corrosion in the induction motor. The emission of common-mode disturbances as a whole affects the waveform and harmonic content of network voltage and current in the high-frequency range, thereby degrading the overall power quality.

Thus, the low quality of electric power caused by the presence of differential and common-mode disturbances is a contributing factor to potential hazardous situations, as well as economic and operational losses during the operation of shipboard electrical equipment.

For these reasons, the mitigation of differential and common-mode components of high-frequency electromagnetic interference in shipboard systems with propulsion electric drives based on variable frequency induction motor drives and power converters using combined high-frequency passive filters represents an important applied scientific problem, and the tasks associated with its solution are highly relevant.

The goal of this dissertation is to improve power quality in ship propulsion electric systems with variable frequency induction motor drives by developing theoretical foundations for the design of effective means to suppress high-frequency conducted common-mode and differential-mode interference.

The novelty of the results obtained in the dissertation includes the following:

1. The simulation model of the ship propulsion variable frequency induction motor drive has been further developed by refining the models of its components—namely, the voltage source inverter with pulse-width modulation (PWM), the induction motor, and the cable connections. This refined model makes it possible to reliably assess the nature and levels of differential and common-mode high-frequency components of electromagnetic interference in the voltage and current of both the input and output circuits of the frequency converter. Unlike existing models, it also takes into account the presence of parasitic phase-to-chassis capacitances of the drive system's electrical equipment elements.

2. A refined equivalent circuit of a stator phase of a variable-frequency induction motor has been developed, which takes into account the parasitic inter-turn capacitances and the phase-to-chassis capacitances of the stator windings. This model enables accurate reproduction of frequency-dependent impedance characteristics of the motor phase that

closely match experimental measurements. Therefore, it can be effectively used for constructing a more accurate MATLAB model of the induction machine intended for studying high-frequency components of electromagnetic interference. Unlike previous models, it is valid for a wide frequency range from 1 MHz to 60 MHz.

3. Analytical expressions for determining the parameters of the equivalent circuit of the stator winding of a variable-frequency induction motor have been further developed. These expressions are based on experimentally determined baseline values of the winding's total impedance and its predominant character (inductive or capacitive) at characteristic frequencies (including resonance points). The proposed approach can be applied to a series of motor types and, unlike previous methods, partially relies on experimentally obtained frequency dependencies of the total impedance and its phase shift in real motors.

4. A novel principle for the effective mitigation of high-frequency electromagnetic interference in the circuits of variable-frequency asynchronous electric drives based on frequency converters with PWM voltage-source inverters is proposed for the first time. It is based on the use of a new topology of a combined passive filter that includes a four-winding common-mode transformer and a three-phase differential RLC filter. This configuration enables simultaneous and efficient attenuation of both common-mode and differential-mode interference components. Unlike previous designs, it provides for the connection of the transformer's primary winding to the common junction point of the RC branches of the differential filter for common-mode voltage sensing and compensating signal generation.

5. A new mathematical model of the combined passive filter has been developed by applying equivalent transformations to its circuit based on Thevenin's theorem and, separately, the two-port network theory, followed by Laplace transformations. This made it possible to derive final expressions for the transfer functions of the combined filter for both the common-mode and differential-mode voltage components. The model enables analytical determination of the filter parameters at maximum efficiency and, unlike existing models, allows for the consideration of compensation conditions for both differential and common-mode electromagnetic interference components..

Practical significance of the research

1. The methodology for determining the inherent and parasitic parameters of power cable lines used in propulsion variable frequency induction motor drives has been improved. This includes the sections between the power source and the frequency converter, as well as between the converter and the induction motor, taking into account cable design features, number of conductors, shielding, and installation method.

2. A method for experimental investigation of high-frequency harmonic distortions (up to 125 kHz) has been proposed, which combines a digital oscilloscope with spectral analysis tools in MATLAB/Simulink. Unlike standard power quality analyzers limited to the 50th harmonic, this method enables accurate determination of the total harmonic distortion of voltage and current in the high-frequency range (2.5 – 125 kHz) without the need for expensive wideband analyzers or recorders.

3. A methodology for analytical determination of the differential-mode voltage as the difference between the phase and common-mode voltages has been developed. These voltages are measured experimentally in the same time coordinate using a dual-channel digital oscilloscope, with subsequent data processing in MATLAB Simulink.

4. A model has been developed and validated in the MATLAB/Simulink environment based on the refined simulation model of the variable frequency induction motor drive, which evaluates the efficiency of the combined passive filter. The filter ensures a reduction of common-mode voltage by up to 93% at the output and 62.5% at the input of the converter, as well as a reduction in voltage harmonic distortion from 88.62% to 6.07% and from 4.93% to 4.18%, respectively.

5. The main provisions, conclusions, and recommendations presented in the dissertation are used in the educational process at Admiral Makarov National University of Shipbuilding for the training of master's students in the field of knowledge «Electrical Engineering» (code 14), specialty "Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics" (code 141), in accordance with the curriculum of the mandatory professional component OK6 (course code RPND T8216) «Electromagnetic Compatibility and Power Quality Control in Power Systems» of the educational and scientific program «Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics».

The methods and models developed in the dissertation have been implemented at the enterprises LLC "NVP INTER ELEKTRO" and "Electrim – 2000". At Admiral Makarov National University of Shipbuilding, they have been applied in the research project No. 0121U112133: “Development of means for shipboard power generation and conversion systems aimed at improving energy efficiency and enhancing electromagnetic compatibility.” Scientific and technical (experimental) development – Admiral Makarov National University of Shipbuilding, December 2022.

In the introduction of the dissertation, the relevance of the research is substantiated, its connection with scientific programs and topics is outlined, the aim and objectives of the research are formulated, the object and subject are defined, the research methods are presented, the scientific novelty and practical significance of the results are determined, and the validity of the obtained results is justified. It also reflects the completeness of the presentation of the results in publications, personal contribution, and the degree of approbation.

Chapter 1 analyzes the current issues of power quality and electromagnetic compatibility in shipboard electric power systems with propulsion units based on variable-frequency asynchronous drives. It is noted that such drives provide high energy efficiency and flexible control of the propulsion process; however, their use leads to the generation of a wide spectrum of high-frequency electromagnetic interference due to the application of PWM inverters. It is substantiated that the main carriers of high-frequency interference are common-mode voltages and currents, which require deeper study of their generation and propagation mechanisms. Two main directions for further scientific and practical research are defined: modeling of high-frequency processes considering the common-mode interference paths, and the development of effective means for their suppression.

Chapter 2 presents a refined equivalent circuit of the stator phase winding of an induction motor, which takes into account parasitic inter-turn capacitances and phase-to-ground capacitances. Analytical expressions for determining the parameters of this circuit have been developed based on experimental frequency dependencies of total impedance in both common-mode and differential-mode regimes. These expressions can be used to

build more accurate MATLAB models of induction machines for studying high-frequency electromagnetic interference components.

The model of the voltage source inverter has been refined to consider parasitic elements of power switches, conductors, capacitive couplings to the chassis, and inductances, significantly improving its accuracy as a source of high-frequency electromagnetic interference. A methodology for calculating self and parasitic parameters of power cable lines is provided, considering their structural features. An equivalent circuit of the variable-frequency drive is constructed that describes electromagnetic processes in common-mode and differential-mode regimes and reveals the interactions between them. This enables analytical explanation of the mechanisms of formation and propagation of high-frequency electromagnetic interference in the system.

Chapter 3 analyzes modern tools and methods for mitigating electromagnetic interference in variable-frequency asynchronous drives. It includes classification and comparison of the effectiveness of different modulation types and inverter topologies in terms of high-frequency interference. For the first time, a principle for constructing a combined three-phase passive filter is proposed, combining a four-winding common-mode transformer and a three-phase differential RLC filter. A new mathematical model of the combined passive filter is developed using the Thévenin method to transform equivalent filter circuits and the Laplace transform to derive transfer functions for differential and common-mode voltages. This enables quantitative evaluation of the filter parameter effects on electromagnetic interference levels in the frequency domain. Criteria for selecting main parameters of the filter are defined, considering switching frequency, load impedance, and magnetic properties of the transformer core. Optimal ratios between the filter's resonance frequency and inverter switching frequency are established to achieve maximum suppression efficiency.

Chapter 4 is dedicated to experimental and simulation-based studies of the variable-frequency asynchronous drive. A methodology for experimental investigation of high-frequency harmonic distortions is proposed, allowing accurate determination of total harmonic distortion (THD) in voltage and current, including the high-frequency range (2.5–125 kHz). Experiments examine electromagnetic processes in the high-frequency

range in both input and output circuits of the frequency converter as part of the variable-frequency drive. Based on the principles presented in previous chapters, the simulation model of the variable-frequency drive was further developed by refining its components. This allows for accurate assessment of the nature and levels of differential and common-mode high-frequency electromagnetic interference in input and output circuits of frequency converters. The validity of the model is confirmed by comparing simulation results with experimental data. A model of the combined passive filter was developed and its effectiveness in suppressing differential and common-mode electromagnetic interference was verified.

Keywords: ship electric power system, electromagnetic compatibility, electric power quality, semiconductor converter, frequency converter, voltage inverter, pulse-width modulation, induction motor, high-frequency electromagnetic interference, common-mode voltage, variable-frequency induction drive, simulation modeling, filter.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	21
ВСТУП.....	22
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД В ПРОПУЛЬСИВНИХ ЕЛЕКТРОУСТАНОВКАХ СУДЕН З ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ.....	31
1.1 Сучасні суднові пропульсивні електроустановки	31
1.2 Електромагнітна сумісність і якість електроенергії.....	33
1.3. Джерела та характеристики високочастотних електромагнітних завад.....	38
1.4 Вплив електромагнітних завад на суднові системи та їх наслідки.....	43
1.5 Високочастотні синфазні електромагнітні завади в частотно-регульованих асинхронних електроприводах	49
Висновки за розділом 1.....	55
РОЗДІЛ 2. УТОЧНЕНА МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	57
2.1 Уточнена еквівалентна схема фази статора асинхронного двигуна	58
2.2 Уточнена модель автономного інвертора напруги	73
2.3 Методика визначення власних та паразитних параметрів кабельних ліній	79
2.4 Еквівалентна схема частотно-регульованого асинхронного електропривода..	82
Висновки за розділом 2.....	95
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ЗНИЖЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД У ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ.....	97
3.1 Огляд і класифікація методів та засобів зниження високочастотних електромагнітних завад	97
3.2 Комбінований пасивний фільтр.....	108
Висновки за розділом 3.....	120
РОЗДІЛ 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ТА ІМІТАЦІЙНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ТА	

ЗАСОБІВ ЗНИЖЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД	122
4.1 Лабораторний стенд та методика експериментального дослідження високочастотних електромагнітних процесів у частотно-регульованому асинхронному електроприводі	122
4.2 Методика експериментального дослідження гармонічних спотворень у діапазоні високих частот	130
4.3 Результати експериментального дослідження електромагнітних процесів у частотно-регульованому асинхронному електроприводі	133
4.4 Імітаційна модель пропульсивного частотно-регульованого асинхронного електропривода.....	140
4.5 Дослідження ефективності засобів зниження високочастотних електромагнітних завад	151
Висновки за розділом 4.....	173
ВИСНОВКИ.....	177
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	181
Додатки.....	201

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ЧРАЕП – частотно-регульований асинхронний електропривод;

АІН – автономний інвертор напруги;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ВЧ – висока частота;

ЕМЗ – електромагнітна завада;

ЯЕ – якість електроенергії;

СЕЕС – суднова електроенергетична система;

СМ – синфазний режим (common mode);

СНП – силові напівпровідникові перетворювачі;

АД – асинхронний двигун;

ЕМС – електромагнітна сумісність;

ПЯЕ – показники якості електроенергії;

НВ – некерований випрямляч;

ПЧ – перетворювач частоти;

НЧ – низька частота;

ВГ – вищі гармоніки;

ФКП – фільтрокомпенсуючі пристрої;

КЛ – кабельна лінія;

ДМ – диференційний режим (differential mode);

ДКЛ – ділянка кабельна лінії;

СМТ – синфазний трансформатор;

ВСТУП

Актуальність дисертаційного дослідження. Широке розповсюдження на сучасних судах пропульсивних електроустановок з частотно-регульованими асинхронними електроприводами (ЧРАЕП), на базі силових напівпровідникових перетворювачів частоти за схемою «некерований випрямляч – автономний інвертор напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ)», обумовлено їх високими енергетичними показниками та здатністю гнучко керувати тягою гребного гвинта при маневруванні та русі судна.

Проте, не зважаючи на переваги, робота пропульсивних електроустановок за такої структури електроприводів призводить до появи в них синфазних і диференційних складових високочастотних електромагнітних завад (ЕМЗ) у складі напруги і струму, як в точках приєднання двигуна, так і в точках живлення від мережі.

Диференційні завади у складі вихідних струму і напруги ЧРАЕП виникають у наслідок високих значень dU/dt АІН з ШІМ і пов'язані з наявністю імпульсних перенапруг на обмотках асинхронних пропульсивних двигунів, які викликають термічне старіння та пробой в їх ізоляції [90–92].

Синфазні завади у складі вхідних і вихідних струмів та напруг в ЧРАЕП формуються при роботі АІН з ШІМ через наявність паразитних ємностей між фазами електрообладнання та корпусом судна та розповсюджуються по внутрішній структурі електропривода і мережі із наступними наслідками: порушення роботи електронних пристроїв, пристроїв автоматики, вплив на прискорену корозію підшипників пропульсивних двигунів, додатково спотворюючи струм і напругу мережі у високочастотному діапазоні [90].

Особливо шкідливими є синфазні струми та напруги, які не корелюють з основною частотою живлення, мають вигляд імпульсних завад або «несинхронізованого шуму» і обумовлюють значні спотворення напруги і струму у діапазоні частот близькому або кратному до частоти комутації вентилів ШІМ інвертора [12].

За даними напрямками працювали вітчизняні та іноземні вчені: В. Ф. Рой, О. Ю Лукашев, О. М. Безвесільна, I. C. Evans, Mohammed M. Islam, S. Wang, J. Zhang, S. K. Mazumder, F. Blaabjerg, A. M. Alcaide, J. Lutz.

Загальноприйняті стандартні засоби забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС), такі як індивідуальні мережеві або системні завадозахисні фільтри виявляються неефективними для зниження синфазних складових високочастотних ЕМЗ, які виникають через роботу АІН з ШІМ у внутрішніх структурах ЧРАЕП і розповсюджуються по системах завдяки наявності паразитних ємностей та провідностей ізоляції суднового електрообладнання відносно корпусу судна. В той час, як відомі засоби, у основному, орієнтовані на зниження тільки диференційних високочастотних складових ЕМЗ з боку підключення електрообладнання до мережі.

З названих причин зниження диференційної та синфазної складових високочастотних електромагнітних завад в суднових системах з пропульсивними електроустановками на базі частотно регульованих асинхронних електроприводів зі силовими перетворювачами частоти засобами комбінованих високочастотних пасивних фільтрів є важливою науково-прикладною проблемою, а задачі що стоять її вирішенню є актуальними.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувались на кафедрі суднових електроенергетичних систем Навчально наукового інституту автоматики та електротехніки Національного університету кораблебудування ім. адмірала Макарова. Результати досліджень, а саме імітаційного моделювання електромагнітних процесів (у високочастотному діапазоні) у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти у складі частотно-регульованого асинхронного електропривода пропульсивної електроустановки були використані в НДР: № ДР 0121U112133 «Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності». Науково-технічна (експериментальна) розробка. – Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова. 12.2022.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є підвищення якості електроенергії в суднових пропульсивних електроустановках з частотно-регульованими асинхронними електроприводами на базі перетворювачів частоти зі ШІМ автономними інверторами напруги шляхом удосконалення теоретичних основ побудови ефективних засобів для зниження, повною мірою, синфазних і диференційних складових високочастотних електромагнітних завад в електричних колах таких електроустановок.

Для досягнення означеної мети поставлені та розв’язані такі завдання:

- дослідити причини утворення і механізми розповсюдження високочастотних синфазних та диференційних ЕМЗ в суднових пропульсивних електроустановках з ЧРАЕП на базі АІН з ШІМ, та існуючі методи і засоби їх зниження;
- уточнити еквівалентну схему фазної обмотки АД з короткозамкнутим ротором, із врахуванням паразитних ємностей його статора, для створення на її основі достовірної імітаційної моделі двигуна, яка буде адекватною в діапазоні частот 40 Гц...60 МГц;
- розробити аналітичні вирази для визначення параметрів уточненої еквівалентної схеми фази статора АД із врахуванням базисних значень і переважного характеру (індуктивний або ємнісний) повного опору обмоток статора на характерних частотах, що встановлюються на підставі аналізу експериментальних даних;
- виконати уточнення імітаційної моделі АІН з ШІМ за рахунок включення до її складу паразитних ємностей «силовий ключ – радіатор – корпус», індуктивностей з’єднувальних провідників та паразитних індуктивностей конденсаторів;
- розробити методику визначення паразитних параметрів кабельних з’єднань, для подальшого моделювання кабельних з’єднань у MATLAB/Simulink в структурі ЧРАЕП;
- побудувати удосконалену імітаційну модель ЧРАЕП, спираючись на попередньо уточнені моделі його складових, та виконати її перевірку, шляхом співставлення результатів модельного відтворення диференційної та синфазної

складових високочастотних електромагнітних завад з відповідними експериментально отриманими результатами в аналогічній структурі;

- розробити структуру комбінованого пасивного фільтра, який здатний одночасно і ефективно знижувати як диференційні, так і синфазні складові високочастотних ЕМЗ;

- визначити умови компенсації диференційних та синфазних складових високочастотних ЕМЗ в ЧРАЕП при застосуванні розробленого комбінованого пасивного фільтра;

- розробити математичну модель та отримати кінцеві вирази передатних функцій комбінованого пасивного фільтра за синфазною і диференційною складовими напруги;

- розробити методику експериментального дослідження електромагнітних процесів в ЧРАЕП, який дозволить виконати дослідження високочастотних складових диференційної та синфазної напруги у діапазоні від 0 до 125 кГц;

- оцінити ефективність запропонованого комбінованого пасивного фільтра при зниженні диференційної та синфазної складових високочастотних ЕМЗ у вхідних та вихідних колах ЧРАЕП шляхом його імітаційного моделювання на підставі достовірних моделей.

Об’єкт дослідження – процеси утворення і зниження високочастотних електромагнітних завад в пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими асинхронними електроприводами на базі перетворювачів частоти з ШІМ автономними інверторами напруги та комбінованим пасивним фільтром диференційних та синфазних складових.

Предмет дослідження – показники ефективності зниження диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад комбінованим пасивним фільтром.

Методи дослідження. Для розробки математичної моделі комбінованого пасивного фільтра та отримання кінцевих передатних функцій використано перетворення Лапласа. Для еквівалентних перетворень схеми комбінованого пасивного фільтра застосовані теорема Тевеніна та окремо теорія двополусників.

При дослідження гармонічного складу фазних, синфазних, диференційних та лінійних напруг було використано комплексну форму ряду Фур'є. Для визначення зосереджених паразитних параметрів кабельних ліній використано метод транспозиції. Одержані в роботі теоретичні положення та результати розрахунків перевірено і підтверджено шляхом фізичного та комп'ютерного моделювання в прикладному програмному пакеті MATLAB/Simulink.

Наукова новизна отриманих результатів. В дисертаційній роботі отримані наступні наукові результати:

1. Отримала розвиток імітаційна модель пропульсивного частотно-регульованого асинхронного електропривода за рахунок уточнення моделей його складових – автономного інвертора напруги з ШІМ, асинхронного двигуна та кабельних з'єднань, яка дає можливість достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах вхідних та вихідних кіл перетворювачів частоти та, на відміну від існуючих, враховує наявність паразитних ємностей «фаза-корпус» елементів електрообладнання електроприводу.

2. Розроблено уточнену еквівалентну схему фази статора частотно-регульованого асинхронного двигуна, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус» фазових обмоток, і дозволяє достовірно відтворювати близькі до експериментальних частотні залежності повного опору фази двигуна, і, таким чином, може бути використана при створенні більш точної MATLAB-моделі асинхронної машини для дослідження високочастотних складових електромагнітних завад, та, на відміну від попередніх, є адекватною для діапазону частот 1 МГц – 60 МГц.

3. Отримали розвиток аналітичні вирази для визначення параметрів еквівалентної схеми обмотки статора частотно-регульованого асинхронного двигуна за рахунок використання в них експериментально-встановлених базисних значень повного опору обмотки та його переважного характеру (індуктивний або ємнісний) на характерних частотах (в т.ч. резонансних), які можуть бути використані для типоряду двигунів та, на відміну від попередніх, частково

спираються на експериментальні частотні залежності повного опору та його фазового зсуву в реальних двигунах.

4. Вперше запропоновано принцип ефективного зниження високочастотних електромагнітних завад в колах частотно-регульованих асинхронних електроприводів на базі перетворювачів частоти з ШІМ автономними інверторами напруги, що ґрунтується на використанні нової структури комбінованого пасивного фільтра, який містить чотириобмотковий синфазний трансформатор та трифазний диференційний RLC-фільтр, що дозволяє повною мірою одночасно знижувати синфазні і диференційні складові завад, та, на відміну від попередніх, для реєстрації синфазної напруги та формування компенсуючого впливу передбачає підключення первинної обмотки трансформатора до точки загального з'єднання RC-ланок диференційного фільтра.

5. Розроблено нову математичну модель комбінованого пасивного фільтра, за рахунок застосування до його схеми еквівалентних перетворень згідно теореми Тевеніна і окремо теорії дво полюсників, з наступними перетвореннями Лапласа, що надало можливість отримати кінцеві вирази передатних функцій комбінованого фільтра відповідно за синфазною і диференційною складовими напруги та дозволяє аналітично визначати параметри фільтра при його максимальній ефективності, а також, на відміну від існуючих моделей, дозволило врахувати умови компенсації як диференційних так і синфазних складових електромагнітних завад.

Достовірність результатів дослідження забезпечується: коректністю постановки та проведення досліджень, застосуванням відповідних методів досліджень, коректністю прийнятих у математичних моделях припущень і підтверджується порівнянням з результатами експериментального дослідження.

Практичне значення одержаних результатів.

1. Удосконалено методику визначення власних і паразитних параметрів силових кабельних ліній у складі пропульсивних частотно-регульованих асинхронних електроприводів між джерелом живлення і перетворювачем частоти, а також між перетворювачем і асинхронним двигуном, із урахуванням

конструкційних особливостей кабелів, кількості жил, екранування та способу прокладання.

2. Запропоновано методику експериментального дослідження гармонічних спотворень у діапазоні високих частот (до 125 кГц), який поєднує цифровий осцилограф із засобами спектрального аналізу в MATLAB/Simulink, що на відміну від стандартних аналізаторів якості електроенергії, обмежених 50-ю гармонікою, дозволяє забезпечити необхідну точність визначення повного коефіцієнта гармонічних спотворень напруг і струмів з урахуванням високочастотного діапазону (2,5 – 125 кГц) без застосування дорогих широкополосних аналізаторів-реєстраторів.

3. Розроблено методику аналітичного визначення диференційної напруги, як різниці між фазною та синфазною напругою, експериментально виміряними в одній часовій координаті за допомогою двоканального цифрового осцилографа, з подальшою обробкою даних у MATLAB Simulink.

4. Розроблено модель комбінованого пасивного фільтра і перевірено його ефективність в середовищі MATLAB/Simulink на основі уточненої імітаційної моделі частотно-регульованого асинхронного електропривода, який забезпечує зниження рівня синфазної напруги на 93 % на виході та 62,5 % на вході перетворювача, а також забезпечує зменшення гармонічних спотворень напруги з 88,62 % до 6,07 % та з 4,93 % до 4,18 % відповідно.

5. Основні положення, висновки та рекомендації, що викладені в дисертаційній роботі, використовуються у навчальному процесі НУК ім. адм. Макарова при підготовці магістрів у галузі знань «Електрична інженерія» (шифр галузі 14) за спеціальністю «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (код спеціальності 141) згідно робочої навчальної програми обов'язкової професійної компоненти ОК6 (код РПНД Т8216) «Електромагнітна сумісність і керування якістю електроенергії в електроенергетичних системах» освітньо-наукової програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Розроблені в дисертаційній роботі методи і моделі впроваджено на підприємствах ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО» та «Електрім – 2000». В НУК ім. адм. Макарова використані в НДР: № ДР 0121U112133 «Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності». Науково-технічна (експериментальна) розробка. – Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова. 12.2022.

Особистий внесок здобувача. В роботах, опублікованих у співавторстві, авторові належать такі результати: у [1, 2] – розроблено методологію розрахунку власних і паразитних параметрів кабельних ліній; у [1] – досліджено виникнення резонансних явищ у високочастотній області спектра на виході АІН, що стало можливим завдяки урахуванню паразитних ємностей кабельних з'єднань; у [2] – здійснено моделювання та аналіз роботи ЧРАЕП; у [3] – проаналізовано вимоги класифікаційних товариств до показників ЯЕ; у [4] – систематизовано основні структурні рішення ЧРАЕП, що застосовуються в сучасних суднових пропульсивних установках; у [5] – проведено аналіз проектно-технічної документації СЕЕС сучасних суден; у [6] – досліджено ефективність зниження високочастотних ЕМЗ шляхом застосування системних фільтрокомпенсуючих пристроїв; у [7] – уточнено модель АІН з ШІМ; у [8] – моделювання і дослідження ЧРАЕП з урахуванням синфазних напруг і струмів; у [9] – розроблено уточнену еквівалентну схему фази статора АД; у [10] – запропоновано метод експериментальних вимірювань за допомогою цифрового осцилографа з інтеграцією отриманих даних у MATLAB/Simulink.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися та обговорювалися на конференціях: XIII Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці» (Миколаїв, 2022); XIII Міжнародна науково-практична конференція «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Чернігів, 2023); XIV Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці» (Миколаїв, 2023); Всеукраїнська науково-технічна конференція

«Сучасні проблеми автоматики та електротехніки» (Миколаїв 2024); XV Міжнародна науково-технічна конференція «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці» (Миколаїв, 2024); 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek) (Kharkiv, Ukraine, 2024); XV Міжнародна науково-практична конференція «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Чернігів, 2025).

Публікації. За темою дисертації опубліковано 10 наукових праці, 4 статей у наукових фахових виданнях (з яких 3 публікації відображено в міжнародній наукометричній базі Scopus), 6 тез доповідей на міжнародних та українських науково-технічних конференціях.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із змісту, переліку умовних скорочень, вступу, 4 розділів, висновків, списку використаних джерел із 169 найменувань та 3-х додатків. Загальний обсяг роботи становить 213 сторінок, у тому числі 160 сторінок основного тексту, 77 рисунків, 11 таблиць.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД В ПРОПУЛЬСИВНИХ ЕЛЕКТРОУСТАНОВКАХ СУДЕН З ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИМИ АСИНХРОННИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ

1.1 Сучасні суднові пропульсивні електроустановки

Сучасні архітектури суднових енергетичних систем наразі налічують багато варіантів у залежності від типу судна, його призначення та доступних технологій на момент його побудови [42, 59–63 23–28].

Приналежність суден внутрішнього водного та морського плавання може бути різною: пасажирський, промисловий, технічний, військовий флот [64–66 29–31]. Особливості суден кожної із вище зазначених груп пов'язані зі сферою їх застосування і умовами експлуатації.

Всі сучасні судна за однією з класифікацій узагальнено можна розділити за типами рушійних комплексів [23, 24] на пропульсивні установки із механічною передачею від первинних теплових двигунів та на пропульсивні електроустановки інтегрованими в електроенергетичну систему.

Суднові електроенергетичні системи (СЕЕС) з пропульсивними електроустановками характеризується високим вмістом силових напівпровідникових перетворювачів (СНП). За таких умов СНП [32–34 67–69] суттєво впливають на зниження в судновій мережі показників якості електроенергії (ПЯЕ) [32, 35, 35 70, 71].

Задачі дослідження і забезпечення якості мережі живлення при роботі СНП у складі СЕЕС, на пряму зв'язані з питаннями її енергоефективності та безпеки судна в цілому. Такі питання входять до складу ключових на етапах проектування, побудови і експлуатації суден.

Залежно від джерела енергії та принципів перетворення, суднові пропульсивні електроустановки поділяються на кілька основних типів:

Дизель-електричні установки — найбільш розповсюджений тип. У таких системах дизельні генератори виробляють електроенергію, яка використовується для живлення електродвигунів, що обертають гребні гвинти. Перевагами є гнучкість у розміщенні енергетичного обладнання, підвищена безпека та можливість централізованого управління навантаженням [37].

Газотурбінні електроустановки – застосовуються на швидкісних і військових суднах. Забезпечують високу потужність при компактності, однак мають вищу вартість експлуатації та складність у технічному обслуговуванні [38].

Гібридні установки — поєднують традиційні джерела енергії (дизель, турбіни) з відновлюваними або акумуляторними системами зберігання енергії. Такий підхід дозволяє досягати мінімізації викидів, зменшення споживання палива та шуму. Гібридні системи набувають популярності у сфері екологічного судноплавства [39].

Пропульсивні електроустановки включають в собі СНП для перетворення змінного струму фіксованою частотою та напругою в змінний струм зі змінюваною частотою та напругою для керування швидкістю та моментом обертання гребних двигунів.

У сучасних морських судах найбільшого поширення набувають пропульсивні електроустановки з частотно-регульованими асинхронними електроприводами (ЧРАЕП) які відзначаються високою ефективністю, керованістю, а також адаптивністю до змін навантаження, забезпечують плавне регулювання швидкості обертання при одночасному зменшенні пускових струмів, економії палива та зниженні експлуатаційних витрат [40].

Зазвичай складаються з 6-пульсного некерованого випрямляча (НВ) для випрямлення змінного струму в постійний, та автономного інвертора напруги з широтно-імпульсною модуляцією (АІН з ШІМ) для перетворення постійного струму в змінний необхідної частоти та напруги (рис. 1.1). Для компенсування гармонічних спотворень, що створюються СНП можуть використовуватися мережеві фільтри вищих гармонік, а для компенсування реактивної потужності побутових споживачів можуть додатково встановити конденсаторні батареї [41].

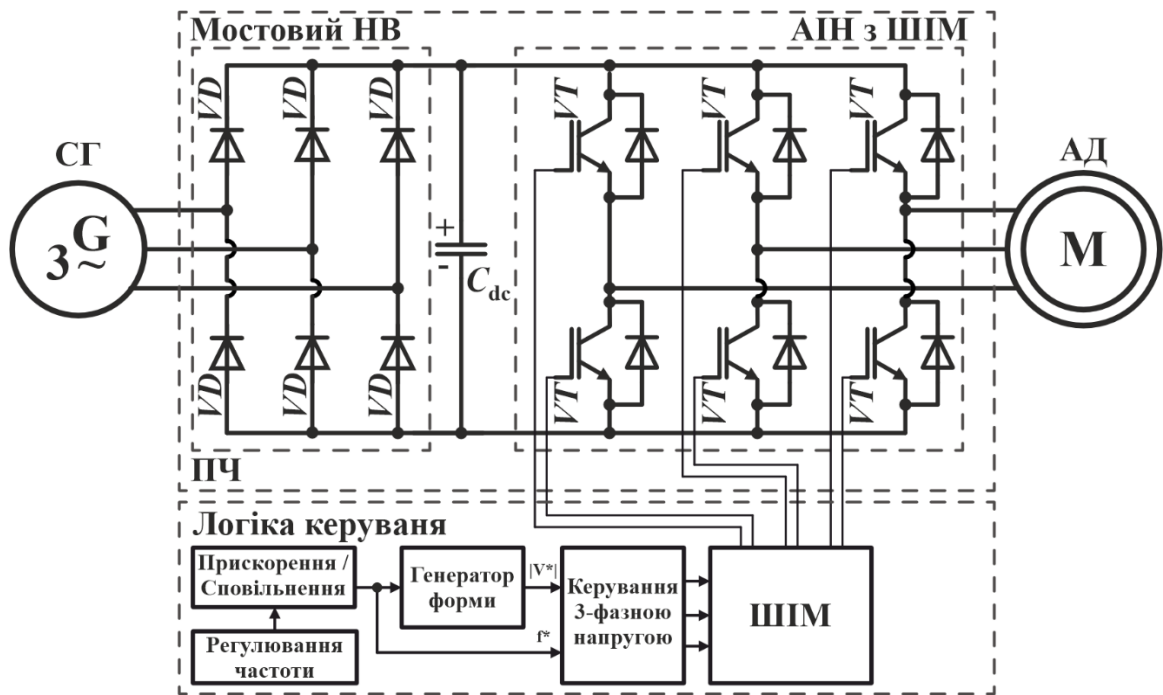


Рисунок 1.1 – Типова схема ЧРАЕП з вхідним 6-пульсним НВ та АІН з ШІМ

Асинхронні двигуни з частотним регулюванням на основі інверторних перетворювачів забезпечують повне безступінчасте регулювання, що дозволяє гнучко адаптувати роботу гребного гвинта до поточних умов. Такі приводи особливо цінуються в умовах змінного навантаження, наприклад, під час маневрування в портах, в динамічному позиціонуванні або в складних метеоумовах [42].

Проте слід враховувати, що використання АІН з ШІМ у складі ЧРАЕП призводить до появи електромагнітних завад (ЕМЗ), які впливають на роботу не лише самого приводу, але й навколишніх систем, таких як зв'язок, навігація, автоматизація. Це вимагає врахування аспектів електромагнітної сумісності (ЕМС) при проектуванні та експлуатації таких установок [43].

1.2 Електромагнітна сумісність і якість електроенергії

У сучасних СЕЕС електромагнітна сумісність і якість електроенергії (ЯЕ) стали одними з ключових факторів забезпечення надійності, безпеки та

ефективності функціонування обладнання. Зниження ПЯЕ в СЕЕС та відповідні втрати при експлуатації судна обумовлюють важкі збитки за двома складовими: електромагнітною і технологічною [44, 45]. Обидві складові оцінюються економічно. Перша, насамперед, визначається збільшенням втрат активної потужності і скороченням терміну використання електрообладнання. Друга – впливом електромагнітних завад на погіршення умов нормального функціонування електроустановок, аж до виникнення збоїв та відмов [46–49]. Низька ЯЕ в СЕЕС однозначно обумовлює можливі ризики, пов’язані з її негативним впливом на безпеку судна та екіпажу.

З огляду на стрімке впровадження ЧРАЕП та СНП, зростає рівень високочастотних ЕМЗ у широкому діапазоні частот які викликають додаткові втрати, погіршують робочі характеристики, призводять збої та відмови при роботі судового електрообладнання, систем автоматики, контролю і телекомунікації. Це вимагає глибокого розуміння й аналізу принципів ЕМС.

Основні поняття та визначення щодо ЕМС і ЯЕ викладені в діючих стандартах:

- ІЕС 61000-1-1 – ЕМС. Частина 1. Застосування та інтерпретація основних визначень та термінів [50];
- ІЕС 60050-161 – Міжнародний електротехнічний словник. ЕМС. Основні поняття [51].

ЕМС – спосіб обладнання чи системи задовільно функціонувати в заданому електромагнітному середовищі, не створюючи неприпустимих ЕМЗ іншому обладнанню чи системі в цьому середовищі.

Електромагнітне середовище – сукупність електромагнітних явищ та (або) процесів у просторі та (або) в провідному середовищі.

ЯЕ – поняття багато в чому споріднене з ЕМС, проте відноситься до кондуктивних перешкод, та характеризує електричну мережу через яку взаємодіють джерела та приймачі електроенергії. Встановлені для цього середовища допустимі рівні ЕМС називають ПЯЕ.

Одним з головних негативних факторів впливу на ЯЕ вважаються ЕМЗ. ЕМЗ – будь-яке електромагнітне явище чи процес, що може погіршити якість роботи пристрою, обладнання або всієї системи.

Ідеальні умови ЕМС та ЯЕ в СЕЕС не можуть бути забезпечені, тому ЕМЗ завжди припустимі, але в певних межах. Також допустимий і певний рівень емісії ЕМЗ.

В залежності від способу розповсюдження ЕМЗ поділяють на кондуктивні, тобто такі що поширюються по провідникам, елементам електрообладнання які мають електричне (кондуктивне) з'єднання, та на перешкоди випромінювання, що поширюються в просторі за допомогою електромагнітного поля.

Згідно ГОСТ 13109-97 [15] та EN 50160 [16] виділяють одинадцять головних ПЯЕ, які умовно розділяють на три групи. До першої групи, пов'язаної з особливостями технологічного процесу виробництва та передачі електроенергії, відносять відхилення напруги та частоти. Показники, що характеризують несинусоїдальність, несиметрію та коливання напруги, пов'язаних переважно із роботою споживачів електроенергії, відносять до другої групи. До третьої групи відносять показники, що характеризуються випадковими електромагнітними явищами, грозовими розрядами та комутаційними процесами, а саме перенапруга, провали та імпульси напруги які виникають в СЕЕС.

Відхилення фактичної напруги в сталому режимі роботи системи від номінального значення характеризується δU_y :

$$\delta U_y = (U_y - U_{ном}) / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.1)$$

де U_y – середнє значення напруги за інтервал часу в 1 хвилину; $U_{ном}$ – номінальна напруга.

$$U_y = \sqrt{\sum_{i=1}^N U_i^2 / N}, \quad (1.2)$$

де U_y – значення напруги в i -тому спостереженні; N – кількість спостережень, за 1 хвилину має бути не менше 18.

Відхилення фактичної частоти змінної напруги від номінального значення в сталому режимі роботи системи характеризується Δf :

$$\Delta f = f_y - f_{ном}, \quad (1.3)$$

де f_y – середнє значення частоти за інтервал часу в 20 секунд; $f_{ном}$ – номінальне значення частоти.

Несинусоїдальність напруги фактично визначається спотворенням форми кривої напруги і характеризується двома ПЯЕ [54, 55], коефіцієнтом несинусоїдальності кривої напруги K_U та коефіцієнтом n -ї гармонічної складової напруги $K_{U(n)}$:

$$K_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.4)$$

$$K_{U(n)} = U_n / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.5)$$

де U_n – дійсне значення напруги n -ї гармоніки.

Несиметрія трифазної системи напруги характеризується коефіцієнтами несиметрії напруги за зворотною K_{2U} та за нульовою K_{0U} послідовністю:

$$K_{2U} = U_{2(1)} / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.6)$$

$$K_{0U} = U_{0(1)} / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.7)$$

де $U_{2(1)}$ – дійсне значення напруги зворотної послідовності основної частоти трифазної системи; $U_{0(1)}$ – дійсне значення напруги нульової послідовності основної частоти трифазної системи; $U_{ном}$ – номінальне значення лінійної напруги.

Коливанням напруги називають швидке змінне відхилення напруги тривалістю від півперіоду до декількох секунд [67]. До них відносять швидкі зміни дійсного значення напруги, що відбуваються зі швидкістю 1–2% за секунду, чи більше. Вони викликаються швидкою зміною навантаження потужних нелінійних споживачів, таких як компресори, насоси, крани, лебідки та інше. Коливання

найчастіше мають випадковий характер, розповсюджуються мережею та впливають на усі під'єднанні споживачі.

В основному коливання характеризуються амплітудою (або розмахом) зміни напруги δU_t та інтенсивністю коливання світлового потоку (чи інакше доза флікера P_t).

Імпульсною називається різка зміна напруги, за якою слідує її відновлення до початкового чи близького до нього рівнів протягом кількох мілісекунд [69]. Можуть бути викликані як природними – грозовими явищами, так і в наслідок комутаційних процесів. Характеризується імпульсною напругою $U_{имп}$, амплітудою імпульсу $U_{имп.А}$ та тривалістю імпульсу $\Delta t_{имп}$.

Провал напруги – це раптове зменшення напруги до деякого критичного значення за час не менше півперіоду з наступним поверненням до встановленого рівня. Згідно стандарту EN 50160 [53] провалом вважається раптове зниження напруги менше $0,9U_{ном}$ тривалістю від 10 мілісекунд. Характеризується глибиною $\delta U_{п}$ та тривалістю $\Delta t_{п}$ провалу:

$$\delta U_{п} = (U_{ном} - U_{min}) / U_{ном} \cdot 100\%, \quad (1.8)$$

$$\Delta t_{п} = t_{к} - t_{н}, \quad (1.9)$$

де $t_{н}$ та $t_{к}$ – початковий і кінцевий момент провалу напруги; U_{min} – мінімальне значення провалу напруги.

Тимчасова перенапруга – підвищення напруги в точці електричної мережі вище $1,1U_{ном}$ тривалістю понад 10 мілісекунд, що виникає внаслідок комутацій або коротких замикань.

Несинусоїдальність напруги мережі живлення в СЕЕС, яка регламентується Регістром Судноплавства України [48] та міжнародними стандартами [50–61], є найважливішим показником, що визначає її якість. На відміну від більшості ПЯЕ несинусоїдальність напруги переважно визначається впливом гармонік і кондуктивними ЕМП які генеруються в мережу СНП у складі навантажень СЕЕС.

1.3. Джерела та характеристики високочастотних електромагнітних завад

Основними джерелами високочастотних ЕМЗ у СЕЕС є СНП, такі як перетворювачі частоти (ПЧ), АІН з ШІМ, імпульсні джерела живлення, високочастотні трансформатори та системи безперебійного живлення. Їхня дія обумовлена імпульсним характером роботи та високими швидкостями перемикання силових ключів, що призводить до утворення гармонік і радіочастотного випромінювання в широкому діапазоні частот (в низькочастотному (НЧ) (нижче 2 кГц) та ВЧ (вище 2кГц)) [62].

Суднові електроустановки з джерелами вторинного живлення на базі активних випрямлячів, частота перемикання вентилів яких становить 3–5 кГц, характеризуються покращеним гармонічним складом вхідної напруги і струму в діапазоні до 2 кГц. Однак активні випрямлячі генерують в мережу живлення ВЧ гармоніки з частотами близькими до частоти перемикання вентилів, або кратними їй. Однофазні напівпровідникові джерела вторинного живлення з коректорами коефіцієнту потужності працюють з високою частотою комутації вентилів, приблизно 30 кГц. Імпульсні перетворювачі у складі сучасних систем накопичення енергії працюють в діапазоні частот перемикання 16 – 24 кГц.

Хоча амплітуди гармонік в ВЧ діапазоні незначні, шум що виникає в діапазоні 2–150 кГц перешкоджає нормальній роботі систем зв'язку та малопотужних споживачів.

Розподіл гармонік за діапазонами частот в НЧ і ВЧ областях класифікованих за міжнародними стандартами наведено на рис. 1.2.

Експерти класифікаційних товариств IEC-TC77A-WG1 [62] та IEC-TC77A-WG8 [63] працюють над визначенням рівнів ЕМС для 2–150 кГц частотного діапазону. Поділяються на діапазони 2–9 кГц (WG1) та 9–150 (WG8).

Міжнародним спеціальним комітетом по радіоперешкодам (Comité International Spécial de Perturbations Radioélectriques (CISPR)) створено спеціальні стандарти CISPR14 [64] та CISPR15 [65] для нагрівального та освітлювального електрообладнання в діапазоні 9–150 кГц.

Стандарти ІЕС та ІЕЕЕ	Інформація в стандартах відсутня	Стандарти для окремого обладнання	Стандарти CISPR
НЧГ	ВЧГ	Кондуктивна емісія	Емісія випромінювання
$0 < f < 2 \text{ кГц}$	$2 \text{ кГц} < f < 9 \text{ кГц}$	$9 \text{ кГц} < f < 150 \text{ кГц}$	$150 \text{ кГц} < f < 30 \text{ МГц}$
0 Гц	2 кГц	9 кГц	30 МГц
Гармоніки струму			Гармоніки напруги
Стандартизовано: ІЕС 61000-3-2 ІЕС 61000-3-12 ІЕС 61000-3-16 ІЕЕЕ 519 ІЕЕЕ 1547	Очікує стандартизації в: ІЕС 61000-3-2 ІЕС 61000-3-12 ІЕС 61000-3-16	Стандартизовано: CISPR 14 (Індукційний нагрів) CISPR 15 (Системи освітлення)	Стандартизовано: CISPR 11 CISPR 12
В процесі розробки ІЕС TC77A, WG1 та WG2			

Рисунок 1.2 – Класифікаційна діаграма частотних діапазонів гармонік відповідно міжнародним стандартам

WG1 працює над рівнями EMC та межами гармонічного спектру в частотному діапазоні 2–9 кГц. Головною проблемою цього частотного діапазону є вибір між вимірюванням струму чи напруги для дослідження гармонічного спектру. Фактично для НЧ діапазону до 2 кГц метод вимірювання засновано на гармоніках струму (IEC 6100-3-2 [54], IEC 6100-3-12 [55]), в той час коли для ВЧ діапазону більше 9 кГц метод вимірювання заснований на стандартах CISPR для гармонік напруги.

Декілька стандартів IEEE та IEC (IEC 61000-3-2, IEC 61000-3-12 та IEEE 519) для мережевого електро- та електронного обладнання визначають рівні гармонік до 2 кГц, в подальшому до позначених стандартів будуть включені норми що до рівнів гармонік в діапазоні від 2 до 9 кГц. Зараз робочі групи спеціалістів працюють над удосконаленням стандарту IEC-TC77A-WG1 з урахуванням рівнів EMC та умов випробувань в такому діапазоні частот [66].

Наявність в мережі живлення СЕЕС гармонічних складових, генерованих СНП різних типів, приводить до спотворення напруги і струму, тобто виникнення ЕМЗ, які викликають небажаний вплив на електромагнітне середовище.

Шляхами розповсюдження ЕМЗ є кондуктивно зв'язані елементи, ємнісні, індуктивні або електромагнітні зв'язки (Рис. 1.3) [67].

На рис. 1.3 прийняті наступні позначення: 1 – контур генерування ЕМЗ; 2 – контур приймання ЕМЗ; i , u – струм та напруга в контурі; u_{st} – напруга ЕМЗ; E – напруженість електричного поля; H – напруженість магнітного поля; l – ефективна довжина приймача випромінювання; M_{12} – взаємодуктивність контурів.

Кондуктивне розповсюдження ЕМЗ відбувається як правило через загальні повні опори гальванічно з'єднаних елементів, мережеві проводи, систему опорних потенціалів або систему заземлюючих та захисних проводів. Ємнісні зв'язки та відповідні шляхи розповсюдження ЕМЗ виникають за рахунок паразитних ємностей між проводами або провідними предметами, що належать до різних струмових контурів.

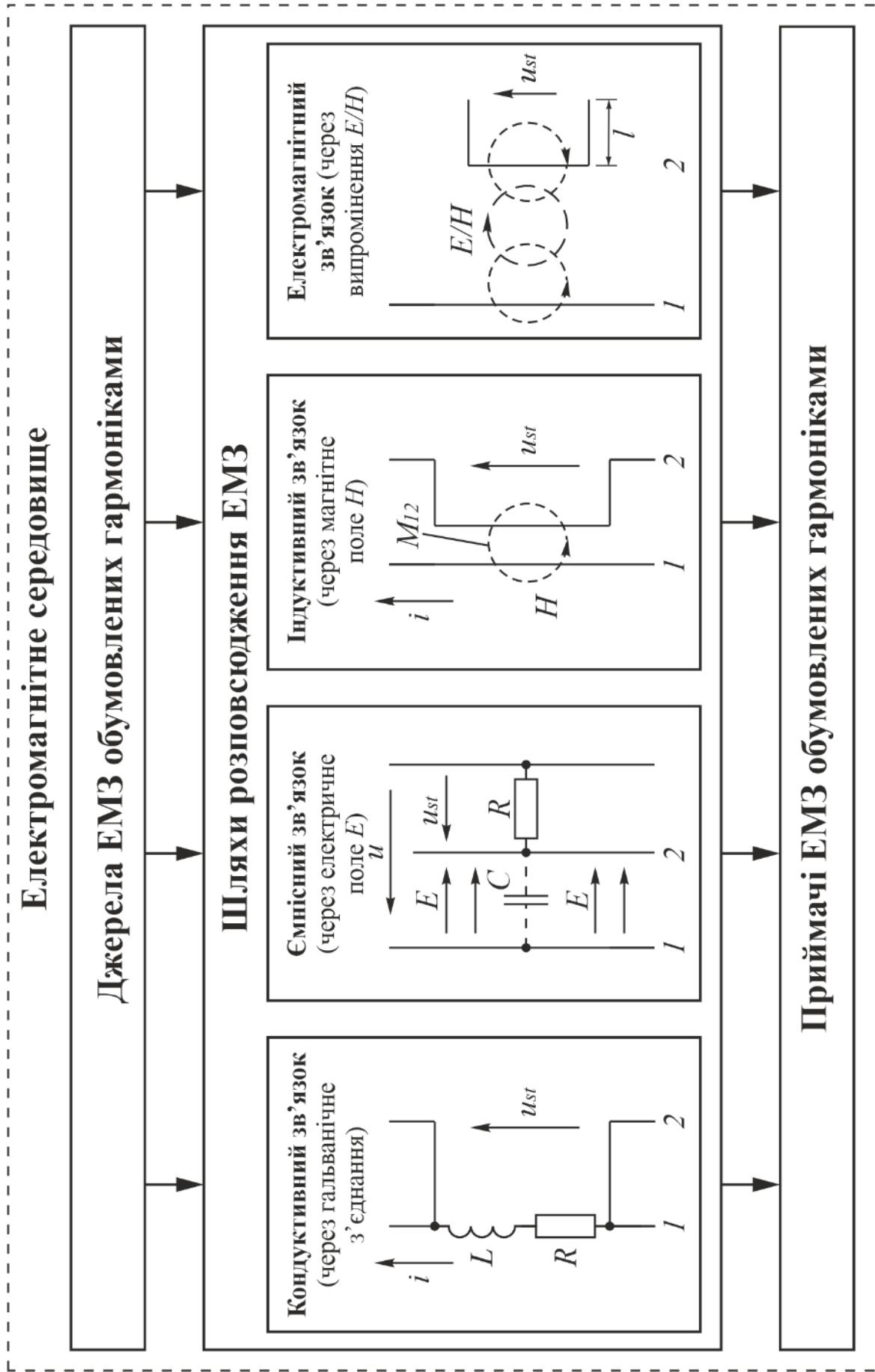


Рисунок. 1.3 – Способи поширення ЕМЗ від їх джерел до приймачів

Також ЕМЗ можуть розповсюджуватись через індуктивні зв'язки які виникають у наслідок взаємоіндукції через магнітний потік двох чи більше поряд розташованих провідників. Електромагнітні зв'язки також можуть забезпечувати шляхи розповсюдження ЕМЗ через випромінювання.

ВЧ ЕМЗ, які виникають у результаті роботи ЧРАЕП, мають широкий діапазон та складну структуру. Аналіз характеристик таких завад дозволяє оцінити їхню потенційну небезпеку для інших компонентів електроустановки, а також розробити засоби захисту.

Амплітуда завад зазвичай визначається напругою або струмом ВЧ-компонентів і може досягати значень у десятки вольт або ампер. Найвищі значення спостерігаються на виході інверторів і в місцях під'єднання до двигунів. Амплітуда змінюється в залежності від навантаження, довжини кабелів та частоти перемикання силових ключів інвертора [68].

Частотний спектр завад зазвичай охоплює діапазон від кількох кілогерц до десятків мегагерц. Основні піки в спектрі відповідають базовій частоті ШІМ-модуляції та її кратним гармонікам. При цьому додаткові піки можуть виникати внаслідок резонансних явищ у кабелях, нелінійностей у навантаженні, або паразитних параметрів електрообладнання [69].

За тривалістю завади можуть бути:

- безперервними: у вигляді постійної модуляції в межах частоти ШІМ;
- імпульсними: короткочасні, часто асоціюються з моментами вмикання/вимикання;
- періодичними: що повторюються з частотою перемикання ключів інвертора.

Параметри завад суттєво залежать від режиму роботи електропривода. Наприклад, при зниженні частоти живлення збільшується амплітуда імпульсних завад, тоді як на високих частотах домінують гармонічні спотворення. Це вимагає комплексного підходу до фільтрації завад у всьому спектрі.

1.4 Вплив електромагнітних завад на суднові системи та їх наслідки

Негативний вплив ЕМЗ є багатофакторним і проявляється по різному. Однак для всіх ЕМЗ характерним є збільшення втрат в електрообладнанні, зменшення строку його роботи та зниження функціональної надійності. [70].

Наявність вищих гармонік (ВГ) в СЕЕС призводить к додатковим втратам в електричних машинах та трансформаторах; ускладнюється компенсація реактивної потужності за допомогою конденсаторних батарей; зменшується строк експлуатації ізоляції; погіршується робота засобів автоматики, телемеханіки та зв'язку; та інші негативні наслідки [71].

При роботі АД в умовах несинусоїдальної напруги його коефіцієнт потужності та момент обертання на валу дещо зменшується.

На практиці вплив ВГ на коефіцієнт потужності АД можна не враховувати. Це відноситься і до моментів обертання, що утворюються струмами ВГ, оскільки вони не перевищують і кількох десятих відсотку моменту обертання, що створюється при промисловій частоті.

Нормальна довготривала робота конденсаторних батарей можлива при перевантаженні струмами ВГ не більше ніж на 30%, а припустиме перевищення напруги складає 10%. Проте за таких умов строк їх експлуатації знижується, вони можуть опинитися в режимі, близькому до резонансів струмів на частоті будь-якої із гармонік, внаслідок чого вийти із ладу [69].

Вплив ВГ на системи імпульсно-фазового управління перетворювачів може призвести к виникненню гармонічної нестабільності, що заключається в появі на шинах багатополюсних вентильних перетворювачів великих напруг парних гармонік або кратних трьом.

При цьому в інжекторному режимі вентильного перетворювача можливі порушення комутації; робота системи імпульсно-фазового управління також може бути нестабільною. Гармонічна нестабільність може виникнути при підключенні вентильного перетворювача до енергосистеми, потужність короткого замикання якої співрозмірна з потужністю вентильного перетворювача, у випадку, якщо є інші

джерела ВГ (наприклад, силові трансформатори) та асиметрія керуючих імпульсів системи імпульсно–фазового управління.

Вищі гармоніки струму та напруги в мережі погіршують роботу телемеханічних пристроїв, ускладнюють застосування систем телеуправління по лініям розподільчої мережі.

Проникаючи в мережу СЕЕС, призводять до погіршення роботи височастотного зв'язку та систем автоматики, а також викликають помилкові спрацювання релейного захисту, призводять до хибних спрацювань систем захисту, особливо впливаючи на напівпровідникові пристрої.

Вони посилюють вплив інших видів ЕМЗ. При різких зниженнях напруги мережі вірогідність відмов електронних елементів в умовах несинусоїдальності значно збільшується.

Суттєво негативно впливають на роботу чутливих елементів електрообладнання СЕЕС – програмованих контролерів, мікропроцесорів та напівпровідникових реле.

Втрати напруги є електромагнітною складовою збитків, обумовлених низькою ЯЕ. Вони визначаються сумою втрат, обумовлених окремими ЕМП, без врахування взаємного впливу, що дещо знижу сумарну величину втрат.

Кожен вид електрообладнання (генератор, двигун, трансформатор, конденсатор) у приближенні враховується як єдине фізичне тіло, що з одного боку суттєво спрощує розрахунки, проте вносить велику (іноді до 10–12%) похибку в оцінку втрат.

Додаткові втрати в АД обумовлюються струмом n -ї гармоніки [71]:

$$\Delta P_{\text{а.д}}^{(n)} = 3I_n^2 (r_{\text{ст}n} + r'_{\text{рот}n}), \quad (1.10)$$

де $r_{\text{ст}n}$, $r'_{\text{рот}n}$ – відповідно активний опір статора та приведений активний опір рота на частоті n -ї гармоніки (Ом); I_n – струм n -ї гармоніки, що проходить через АД. Для АД високої напруги можна вважати, що $r_{\text{ст}n} = r'_{\text{рот}n}$.

На високих частотах в обмотках статора та ротора проявляється поверхневий ефект, тому:

$$r_{\text{ст}n} = r_{\text{ст}n} \sqrt{n}; \quad r'_{\text{рот}n} = r'_{\text{рот}n} \sqrt{n}. \quad (1.11)$$

Вираз для сумарних втрат має вигляд:

$$\Delta P_{\text{а.д}\Sigma}^{(n)} = \Delta P_{\text{м.ном.}} k_{\Pi}^2 \sum_{n=2}^m \left(\frac{U_n}{U_{1n}} \right)^2 (\sqrt{n} + \sqrt{n \pm 1}) = \Delta P_{\text{м.ном.}} \sum_{n=2}^m k_{\text{д.п}}. \quad (1.12)$$

де $\Delta P_{\text{м.ном.}}$ – номінальні втрати в міді статора; $k_{\text{д.п}}$ – коефіцієнт, враховуючий зростання втрат в міді за рахунок n -ї гармоніки (та інтергармонік за наявності)

Втрати активної потужності від струмів ВГ в **трансформаторах** [72]:

$$\Delta P_{\text{т}\Sigma n} = 3 \sum_{n=2}^n I_{\text{т}n}^2 r_{\text{к.з}} k_{\text{т}n}, \quad (1.13)$$

де $I_{\text{т}n}$ – струм n -ї гармоніки, що проходить через трансформатор; $r_{\text{к.з}}$ – опір КЗ трансформатора; $k_{\text{т}n}$ – коефіцієнт, враховуючий збільшення опору КЗ для ВГ внаслідок впливу поверхневого ефекту та ефекту близькості. Для силових трансформаторів можна прийняти: $k_{\text{т}5} = 2,1$; $k_{\text{т}7} = 2,5$; $k_{\text{т}11} = 3,2$; $k_{\text{т}13} = 3,7$.

Зменшення строку служби трансформаторів при зниженні ЯЕ відбувається в результаті додаткового нагріву ізоляції обмоток, внаслідок додаткових втрат активної потужності, що виникає внаслідок протікання струмів зворотної послідовності та струмів ВГ. Тому загальноприйнятий підхід к оцінці строку служби силових трансформаторів при несинусоїдальності та несиметрії напруг заснований на визначенні додаткових втрат активної потужності, відповідного підвищення температури обмоток (що приймається пропорційним додатковим втратам) та розрахунку строку служби ізоляції за емпіричними виразами.

Додаткові втрати активної потужності при несиметрії напруг представляють у вигляді сумм додаткових втрат холостого ходу та КЗ. При несинусоїдальності напруги також враховують додаткові втрати, обумовленні вихровими струмами. Ці втрати зазвичай невеликі і складають в середньому 5% номінальних втрат КЗ трансформатора, проте при протіканні в трансформаторі струмів ВГ додаткові втрати різко збільшуються та можуть досягати 30–50% [72].

Додаткові втрати активної потужності від струмів ВГ трансформатора визначається узагальненим співвідношенням:

$$\Delta P_n = 1,291 \frac{P_k}{u_k^2} \sum_{n=2}^N \frac{1 + 0,05n^2}{n\sqrt{n}} K_{U(n)}^2, \quad (1.14)$$

де u_k – напруга КЗ; додатковими втратами холостого ходу, із за ВГ, нехтується.

Втрати потужності **в конденсаторних батареях**, приймаючи що коефіцієнт діелектричних втрат $tg\delta$ незмінний для ВГ до 13-ї включно, визначається:

$$\Delta P_{кб\Sigma} = 3\omega C tg\delta \sum_{n=1}^{13} n U_n^2, \quad (1.15)$$

де U_n – напруга n -ї гармоніки та інтергармоніки, на шинах після підключення конденсаторних батарей ємністю C .

Втрати в **фільтрокомпенсуючих пристроях** (ФКП) n -ї гармоніки та інтергармоніки складаються переважно із втрат в реакторі та конденсаторних батареях на частотах, на яку налаштовано ФКП та 1-ї гармоніки:

$$\Delta P_{фкп n} = 3I_n^2 r_p \sqrt{n} + 3n\omega C U_n^2 tg\delta, \quad (1.16)$$

де I_n – струм n -ї гармоніки, що проходить через фільтр; $r_p \sqrt{n}$ – активний опір реактора для n -ї гармоніки, з урахуванням поверхневого ефекту.

Високочастотні завади також викликають прискорене старіння обладнання: скорочення ресурсу ізоляції, деградацію контактів, спрацювання електроніки внаслідок перенапруг.

Додаткові втрати за рахунок ЕМЗ призводять к додатковому нагріву електрообладнання $\Delta\tau$, зменшення строку служби ізоляції (та в цілому електрообладнання):

$$\Delta T_{сл} = T_c - T_c^{н.е}, \quad (1.17)$$

де T_c , $T_c^{н.е}$ – строк служби елементів при відсутності та наявності ЕМП. Строк служби ізоляції оцінюється за формулою Монтзингера [57]:

$$T_c = A e^{-0,086\tau}, \quad (1.18)$$

де A – коефіцієнт, що залежить від виду ізоляції; 0,086 – параметр Монтзингера, який припускає, що перегрів на 8 градусів приводить до зменшення строку експлуатації вдвічі; τ – температура нагріву ізоляції.

Відносне зменшення строку служби ізоляції суднового ЕО:

$$\Delta T = (T_c - T_c^{\text{н.е}}) / T_c = 1 - e^{-0,086\Delta\tau} \approx 0,086\Delta\tau + (0,086\Delta\tau / 2)^2. \quad (1.19)$$

Як вже відмічалось, використаний вище підхід є орієнтовним, оскільки зв'язок між $\Delta\tau$ та додатковими втратами знаходиться з припущення, що електричні машини, трансформатори та інші елементи СЕЕС розглядаються як єдине фізичне тіло.

Додатковий перегрів електричних машин при несинусоїдальній напрузі знаходиться із виразу:

$$\Delta\tau = \tau_c (\Delta P_{mn} / \Delta P_m), \quad (1.20)$$

де ΔP_m – втрати в міді при синусоїдальній напрузі; ΔP_{mn} – втрати в міді обумовлені ВГ; τ_c – температура нагріву при синусоїдальній напрузі.

Для АД:

$$\Delta P_{mn} / \Delta P_m = \sum_{n=2}^n I_n^2 / I_1^2 = \sum_{n=2}^n k_{in}^2, \quad (1.21)$$

де I_1 , I_n – струми 1-ї та n -ї гармоніки електродвигуна; $k_{in} = I_n / I_1$

Додатковий нагрів АД із за струмів ВГ (допускаючи, що додатковими втратами в сталі за рахунок ВГ можна знехтувати)

$$\Delta\tau = \Delta P_1 R_{11} \sum_{n=2}^N \sqrt{n} I_{n*}^2 + P_2 R_{12} \sum_{n=2}^N \sqrt{n \pm 1} I_{n*}^2, \quad (1.22)$$

де $I_{n*} = I_n / I_{ном}$ – відносне значення струму n -ї гармоніки; ΔP_1 , ΔP_2 – відповідно електричні втрати в обмотці статора та ротора; R_{11} , R_{12} – узагальнені теплові опори еквівалентної теплової схеми заміщення:

$$R_{11} \cong \frac{K}{D_{a1} l_1}; \quad R_{12} \cong 0,6 R_{11}, \quad (1.23)$$

де D_{a1} – зовнішній діаметр сердечника статора (см); l_1 – довжина сердечника статора (см); K – коефіцієнт, рівний 27 для АД потужністю 0,5–10 кВт, та рівний 35 для АД потужністю 11–250 кВт.

Додатковий нагрів ізоляції обмотки силового трансформатора:

$$\Delta\tau = 0,6\tau_r \sum_{n=2}^n k_{in}^2 k_{rn}, \quad (1.24)$$

де k_{in} – відносне значення n -ї гармоніки струму, що проходить крізь трансформатор; k_{rn} – коефіцієнт, що враховує збільшення опору обмоток трансформатора внаслідок поверхневого ефекту та ефекту близькості, приблизно $k_{rn} = \sqrt{n}$; τ_r – температура перегріву ізоляції при синусоїдальній напрузі.

Додатковий нагрів ізоляції трансформатора, із за струмів ВГ та струмів зворотної послідовності, допускаючи відсутність взаємного впливу нисинусоїдальності та несиметрії напруг, визначається:

$$\Delta\tau = A \left(\frac{K_{2U}^2}{u_K^2} + \frac{1,291}{u_K^2} \sum_{n=2}^N \frac{1+0,05n^2}{n\sqrt{n}} K_{U(n)}^2 \right), \quad (1.25)$$

де A – коефіцієнт, який залежить від електромагнітних та конструктивних параметрів трансформатора.

$$A = \frac{m\tau_{в.ном} P_K}{P_K + P_x} + N\tau_{ннт.ном}, \quad (1.26)$$

ВГ мають суттєвий вплив на зменшення строку служби кабельних ліній (КЛ). При високому рівні ВГ прискорюється старіння ізоляції кабелю, як і внаслідок більш інтенсивного нагріву, так і за рахунок підсилення іонізаційних процесів, що призводить до зниження строку їх служби.

Додатковий нагрів кабелю за рахунок струмів ВГ:

$$\Delta\tau_n = \tau_{п.ном} \sum_{n=2}^N I_{n*}^2 (0,187 + 0,532\sqrt{n}), \quad (1.27)$$

де $\tau_{п.ном}$ – перевищення температури, що обумовлено втратами в жилі кабелю в номінальному режимі:

$$\tau_{п.ном} = 3P_{ж.ном} (S_{из} + S_{зо} + S_z) = 3I_{ном}^2 R_{ж} (S_{из} + S_{зо} + S_z), \quad (1.28)$$

де $P_{ж.ном}$ – втрати в жилі при номінальному струмі $I_{ном}$; $S_{из}$, $S_{зо}$, S_z – теплові опори ізоляції, захисної оболочки та землі.

Економічний аспект проблеми електромагнітних завад у суднових електроустановках є надзвичайно важливим, адже навіть короточасні збої або зниження ефективності призводять до зростання витрат на паливо, обслуговування, ремонт та простої.

Зростання витрат на енергоспоживання: гармонічні струми спричиняють додаткові втрати в електромашинах і трансформаторах, що змушує використовувати більше палива для виробництва необхідної потужності;

Пошкодження обладнання: заміна дорогих компонентів (контролерів, інверторів, трансформаторів) у випадку перенапруг та гармонічного перегріву — один із найсуттєвіших витратних факторів; Додаткове технічне обслуговування: необхідність частішої перевірки заземлення, стану кабелів, фільтрів та електроніки, що вимагає персоналу і часу;

Прості або затримки: особливо критичні для вантажних і пасажирських суден, де відсутність доступу до електроенергії для навігації, завантаження/розвантаження або кондиціонування може спричинити значні фінансові втрати.

Таким чином, фільтрація ВЧ-завад, правильне екранування, заземлення і використання сертифікованих компонентів мають не лише технічне, а й економічне обґрунтування — вони запобігають великим втратам і забезпечують безперебійну роботу судна.

1.6 Високочастотні синфазні електромагнітні завади в частотно-регульованих асинхронних електроприводах

З урахуванням різних шляхів проходження, кондуктивні ЕМЗ поділяються на диференційні (differential mode (DM)) та синфазні (common mode (CM)) завади. Завади диференційного режиму виникають внаслідок різниці напруг між фазами. Синфазні ЕМЗ утворюються синфазною напругою, яку можна визначити як потенціал напруги відносно спільної точки. У ЧРАЕП, такою спільною точкою O може бути заземлення.

Синфазна напруга виникає на виходах ПЧ з ШІМ і обумовлена несинусоїдальним характером вихідної напруги та високою швидкістю наростання напруги (dU/dt).

Інвертори з транзисторами IGBT у ЧРАЕП можуть вмикати й вимикати свої ключі лише в межах восьми можливих комбінацій. У цих комбінаціях АІН може формувати напруги на вихідних лініях А, В та С лише трьох типів: +DC-шина, -DC-шина або 0 В. Ключовим є те, що під час модуляції ці комбінації ніколи не забезпечують нульову сумарну напругу між нейтраллю навантаження та землею. Це суттєво відрізняється від ситуації у збалансованій трифазній синусоїдальній системі живлення, де напруга між нейтраллю та землею завжди дорівнює нулю. І саме тут полягає головна відмінність між синусоїдальними трифазними системами та системами з ШІМ.

Синфазна напруга кожної фази – це імпульс між вхідною точкою фази та точкою O , і може бути виражено як U_{AO} , U_{BO} , U_{CO} у трифазній системі. Імпульси напруги мають такий самий характер, як і керуючий сигнал комутації ключів, проте їх амплітуда може досягати величини напруги шини постійного струму U_{DC} . У системах з традиційним трифазним автономним інвертором напруги, синфазна напруга визначається як потенціал між нейтральною точкою N та точкою O і виражається як:

$$U_{CM} = (U_{AO} + U_{BO} + U_{CO}) / 3 \quad (1.29)$$

Така синфазна напруга сама по собі не становить небезпеки, адже синфазний струм бо відсутній шлях для його протікання. Проте щойно в системі з'являється будь-яка ємність до землі, починає текти синфазний струм. Прикладами такої ємності є: паразитна ємність кабелів; ємність між обмотками двигуна та його корпусом. Синфазні струми в обмотках АД часто знаходять шлях протікання через підшипники двигуна, що призводить до виникнення мікроіскрових розрядів у підшипниках під час обертання та проходження струму, що спричиняє електричне утворення раковин)та прискорене зношування їх поверхонь. Це, своєю чергою,

підвищує тертя, і може стати вибухонебезпечним у присутності горючих газів, рідин або парів.

Точний шлях, яким ці струми протікають через заземлення, є складним і непередбачуваним. Він формується завдяки мільйонам паразитних ємностей між усіма компонентами системи. Узагальнені основні шляхи протікання синфазного струму в типовому ЧРАЕП наведено на рис. 1.4 [20].

Як показано на рис. 1.4, паразитні елементи системи в електроприводах формують різні шляхи проходження синфазного струму. Впливають паразитні ємності між обмоткою двигуна та землею, між радіаторами ПЧ та землею, а також між кабелем та землею відповідно.

Величини паразитних ємностей, що виникають між різними компонентами системи ЧРАЕП, були експериментально дослідженні та змодельовані в низці публікацій, включаючи ємності між обмотками асинхронного двигуна та корпусом при дослідженні струму підшипників [73–75], ємності між силовими кабелям [76, 77], внутрішні паразитні ємності перетворювачів частоти [78,79], а також між силовими ключами та радіаторами [80–82]. Вони зазвичай мають значення в діапазоні від 10 пФ до 1000 пФ [83].

Джерела ЕМЗ у ЧРАЕП здебільшого складаються з двох складових елементів: синфазної напруги, що генерується імпульсами інвертора та ШІМ модуляцією, а також високих значень dU/dt та di/dt , що виникають внаслідок перехідних процесів під час комутації у силових напівпровідникових перетворювачах.

З одного боку, гармоніки імпульсної вихідної напруги викликають пульсації струму на низьких частотах. З іншого боку, через швидку комутацію силових приладів високі значення dU/dt індукують значні струми заряджання/розряджання у паразитних ємностях на високих частотах.

Чим вища частота комутації та напруга на шині постійного струму інвертора, тим серйознішою є проблема електромагнітних завад, що створюються інвертором та призводять до серйозних проблем з якістю електроенергії, порушенням роботи і пошкодженням обладнання в системах з силовими ЧРАЕП.

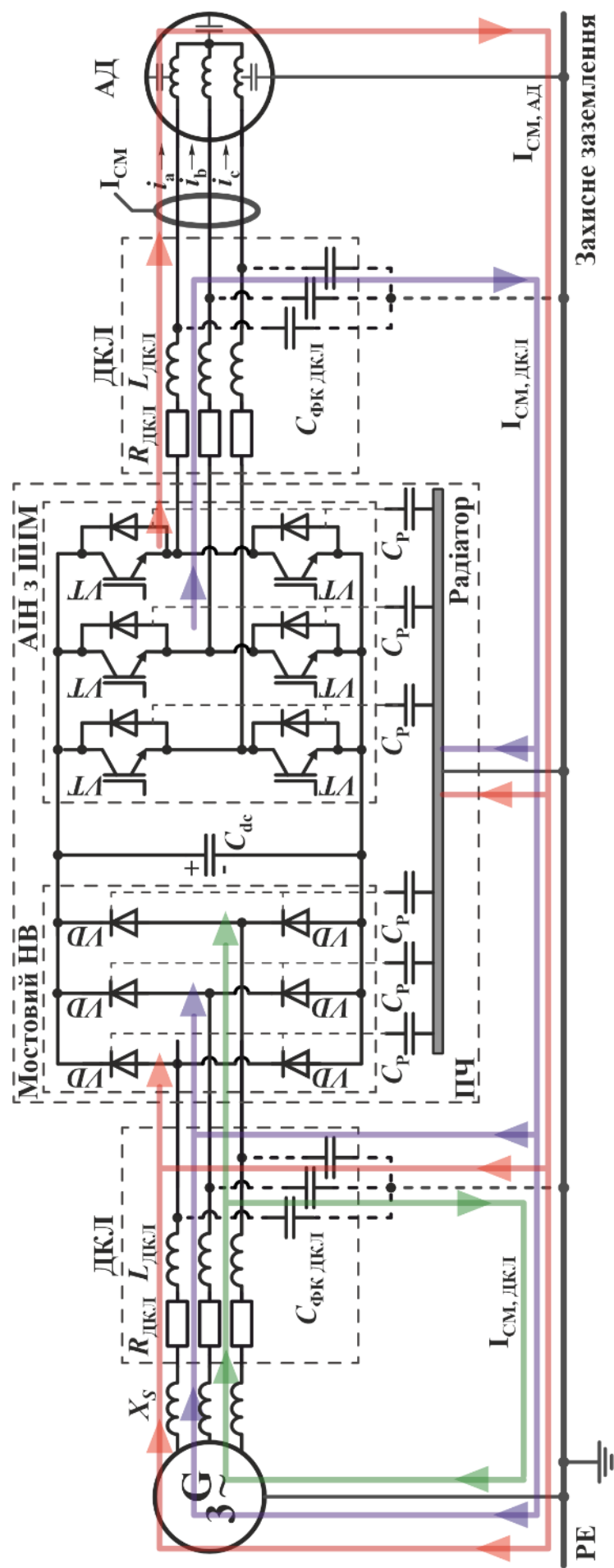


Рисунок 1.4 – Основні шляхи протікання синфазних струмів в ЧРАЕП з урахуванням паразитних параметрів системи

Відомо, що синфазні струми порушують роботу чутливої електроніки, включаючи газоаналізатори, модулі операторського виводу, елементи керування ЧРАЕП і викликають помилкові спрацьовування автоматики. Синфазні напруги та струми також перешкоджають роботі комунікаційного та ультразвукового вимірювального обладнання.

Синфазні струми та напруги не корелюють з лінійною частотою (вони не є гармоніками) і тому виглядають як несинхронізований шум. Вони створюють ще більші спотворення напруги, ніж гармоніки, оскільки їхня частота набагато вища. Чим вища швидкість зміни (dU/dt) напруги, що створюється силовими ключами ЧРАЕП, тим вищі синфазні струми. Чим вища паразитна ємність відносно землі, тим вищі синфазні струми. Чим вищі синфазні струми, тим вище спотворення напруги. Перехід до СНП з більшою ефективністю призводить до ще швидшого перемикання ключів, тому проблема синфазного струму останнім часом стає все більшою, оскільки старі приводи замінюються новими [80].

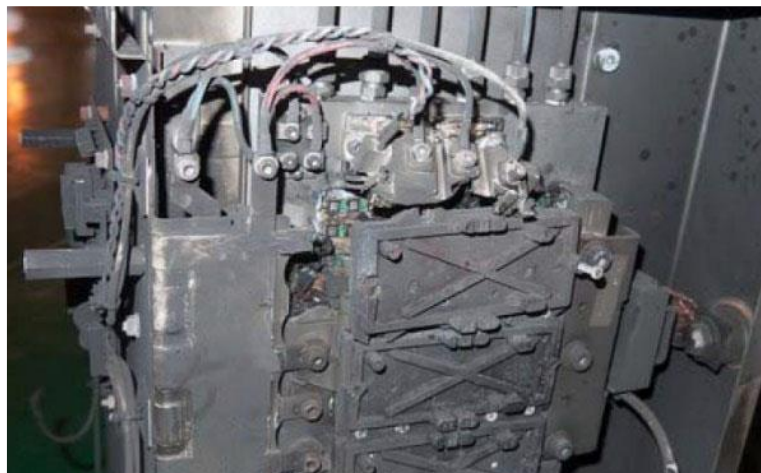
Проте на теперішній час синфазні напруги та струми досі не нормуються міжнародними стандартами ЯЕ та ЕМС [20].

На рисунку 1.5 наведені приклади негативного впливу синфазних напруг та струмів [20].

На рис. 1.5,а показано руйнування блоку силових ключів ПЧ потужністю 3 МВт на морському судні внаслідок дії синфазної напруги, що генерувалась таким самим паралельно підключеним перетворювачем.

Рис. 1.5,б ілюструє згорівший трансформатор реєстратора потужності внаслідок роботи ЧРАЕП з активними випрямлячами. Синфазна напруга потрапляла до однофазної мережі живлення реєстратора.

На рис. 1.5,в т 1.6,г показані приклади корозії на валу двигуна та підшипниках внаслідок дії синфазного струму з частотою ШІМ модуляції перетворювача.



а)



б)



в)



г)

Рисунок 1.5 – Наслідки впливу синфазних напруг та струмів в ЧРАЕП

Існує два основні напрями у галузі досліджень кондуктивних ЕМЗ а саме: зниження ЕМЗ та розроблення високочастотних моделей для дослідження шляхів поширення ЕМЗ. Побудова високочастотних моделей має на меті більш ефективно зниження ЕМЗ, шляхом подальшої оптимізації чи удосконалення конструкції фільтрів на основі таких моделей.

У низці оглядових праць висвітлено ці напрями. У роботі [84] розглядають досягнення у сфері моделювання ЕМЗ для частотно-регульованих електроприводів. Представлено еквівалентні схеми високочастотних моделей асинхронних машин та випрямлячів-інверторів. Хоча в [84] також обговорюється зниження ЕМЗ, розглядаються лише методи широтно-імпульсної модуляції зі зниженою синфазною напругою. У роботі [85] розглянуто характеристики ЕМЗ та методи зниження завад для приладів на базі широкозонних напівпровідників, однак основну увагу зосереджено на методах зниження ЕМЗ, пов'язаних із самими силовими приладами, зокрема вдосконаленому керуванню ключами та оптимізації конструкції. У роботі [86] також досліджують ЧРЕП та наголошують на ролі пасивних і активних фільтрів у зниженні ЕМЗ. Загалом, зазначені оглядові роботи дещо бракують кількісного аналізу та, ймовірно, не охоплюють повний спектр методів зниження ЕМЗ у ЧРАЕП.

Висновки за розділом 1

1. Сучасні пропульсивні електроустановки морських суден дедалі частіше базуються на основі частотно-регульованих асинхронних електроприводів, що забезпечують високу енергоефективність, гнучке керування і відповідність сучасним вимогам з екологічної безпеки.

2. Водночас використання ШІМ-інверторів у складі ЧРАЕП спричиняє генерацію широкого спектра електромагнітних завад, що істотно знижують якість електроенергії у судновій електроенергетичній системі.

3. Якість електроенергії та електромагнітна сумісність ЕМС є критично важливими параметрами для надійної та безперебійної роботи суднового електрообладнання. Основними чинниками, що погіршують ЯЕ, є: відхилення

напруги та частоти, несинусоїдальність, несиметрія, коливання напруги та імпульсні перенапруги

4. Основні джерела високочастотних ЕМЗ у СЕЕС – це силові напівпровідникові перетворювачі, зокрема автономні інвертори напруги з широтно-імпульсною модуляцією.

5. Високочастотні ЕМЗ мають негативний вплив на широкий спектр обладнання: електричні машини, трансформатори, системи автоматики, телемеханіки та зв'язку. Гармоніки спричиняють додаткові втрати потужності, нагрівання, прискорене старіння ізоляції та призводять до зниження ресурсу обладнання або його виходу з ладу

6. Визначено, що застосування ЧРАЕП на основі автономних інверторів з ШІМ призводить до інтенсивної генерації синфазних струмів і напруг, які є основними носіями ВЧ-завад. Це обумовлює необхідність подальших досліджень у напрямку дослідження джерел і шляхів розповсюдження синфазних ЕМЗ та розроблення ефективних засобів їхнього зниження. Сформульовано два науково-практичні напрями подальших досліджень: розроблення уточнених моделей з урахуванням шляхів поширення синфазних напруг і струмів для дослідження ЕМЗ в високочастотному діапазоні; вдосконалення засобів зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад.

РОЗДІЛ 2

УТОЧНЕНА МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Широкомасштабне застосування сучасних частотно-регульованих електроприводів, виконаних за схемою автономний інвертор напруги з широтно-імпульсною модуляцією – асинхронний двигун з короткозамкнутим ротором (АІН з ШІМ – АД) обумовлено їх високими енергетичними показниками та ефективністю управління навантаженням. Однак, при несучих частотах ШІМ від одиниць до десятків кілогерц власні паразитні параметри таких систем обумовлюють появу кондуктивних синфазних ЕМЗ що протікають як в мережу живлення, так і в навантаження. Ці ЕМЗ викликають перегрів обмоток, старіння ізоляції і передчасний вихід з ладу АД [87].

Високочастотна комутація в силових напівпровідникових пристроях викликає високочастотні диференційні та синфазні струми, що протікають через паразитні ємності кабелю, двигуна та інвертора [88, 89]. Синфазні паразитні струми призводять до проблем з електромагнітними завадами, несправності систем захисту від короткого замикання на землю та виходу із ладу підшипників асинхронного двигуна [90]. Диференційні струми призводять до появи перенапруги на клеммах двигуна, що може призвести до пробою міжвиткової ізоляції обмоток статора. Також перенапруга може спричинити часткові розряди в асинхронному двигуні, тим самим зменшуючи термін його служби [90–92].

Дослідження, проведені в [87, 93], показують, що достовірна оцінка високочастотних ЕМЗ в системі ЧРАЕП на базі АІН з ШІМ – АД з коротко замкнутим ротором можлива лише на основі уточнених еквівалентних схем, складених для широкого діапазону частот, що враховують паразитні параметри всіх елементів системи, у тому числі інвертора та двигуна.

Система АІН з ШІМ – АД (рис. 2.1) у складі ЧРАЕП [87] є невід'ємною складовою сучасних СЕЕС, враховуючи їх застосування у багатьох галузях. Ця система наражається на негативний вплив ЕМЗ які виникають внаслідок

високочастотної ШІМ у ПЧ. Оскільки час перемикання (наростання та спаду) сучасних транзисторів, таких як MOSFET та IGBT, що використовуються в блоках інверторів, відносно короткий (50–250 нс), проблеми з ЕМЗ, що створюються високочастотними асинхронними приводами є значними та можуть призвести до помітного пошкодження підшипників, валу та ізоляції обмоток асинхронних машин, що призведе до зниження надійності та навіть передчасного виходу їх з ладу [94].

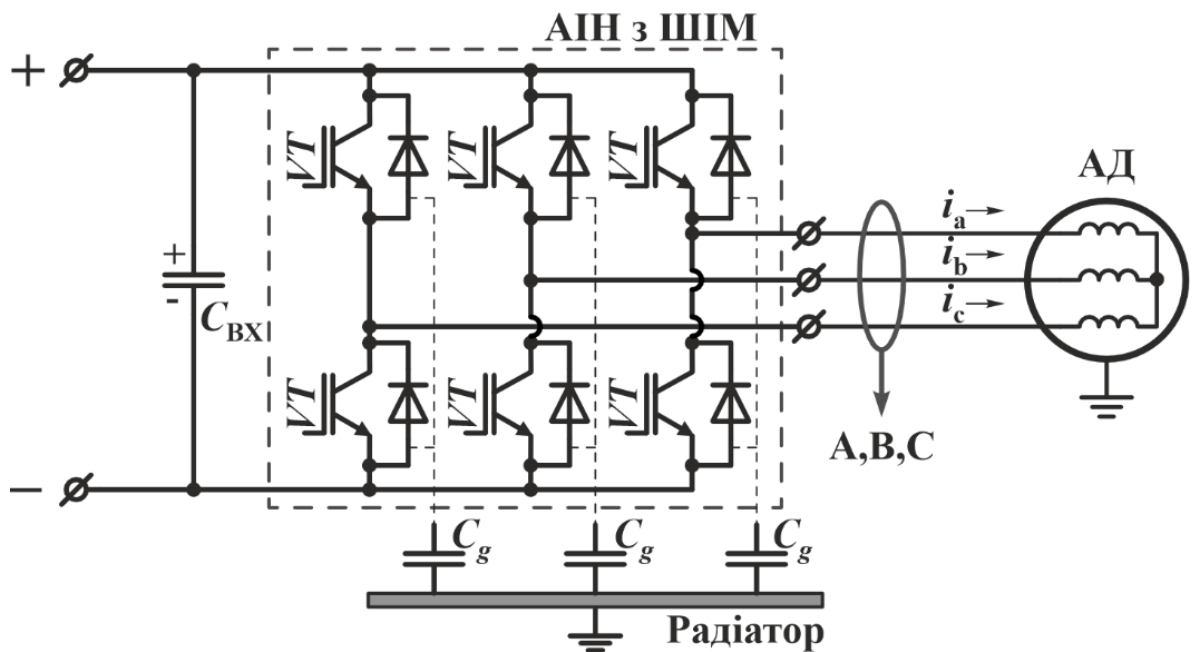
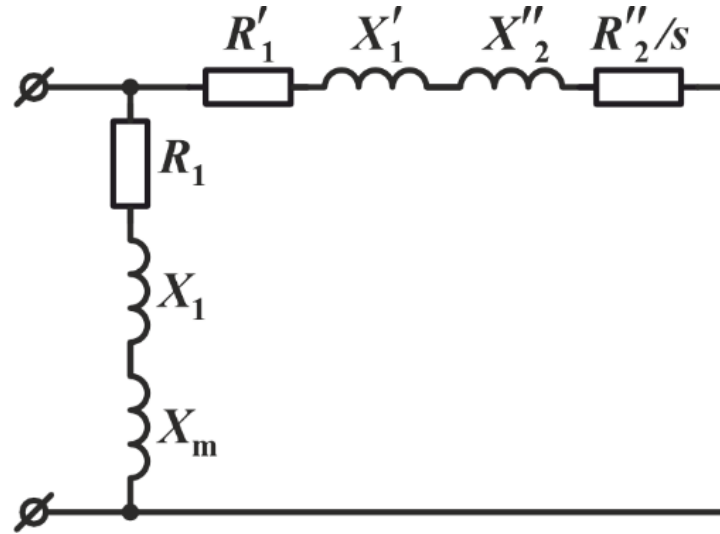


Рисунок 2.1 – Система АІН з ШІМ – АД

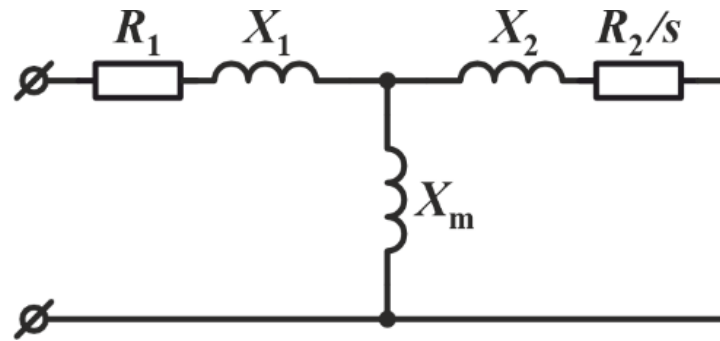
Для аналізу всіх реальних факторів які впливають на АД слід окремо розглянути схеми заміщення обмоток статора для відображення електромагнітних процесів в низькочастотному та високочастотному діапазоні.

2.1 Уточнена еквівалентна схема фази статора асинхронного двигуна

Загальнопоширеною практикою при дослідженні роботи асинхронних електроприводів є використання Г– та Т–подібних еквівалентних схем (рис. 2.2), що відображають поведінку АД в низькочастотному (до 10 кГц) діапазоні [97].



а)



б)

Рисунок 2.2 – Еквівалентні схеми обмоток статора АД а) Г–подібна б) Т–подібна

Параметри елементів визначаються за робочими характеристиками АД, або можуть бути також наведені як каталожні данні заводом виробником [98].

Для переходу від параметрів Г–подібної до Т–подібної схеми використовують наведені [97] наведені вирази:

$$X_1 = \frac{2X'_1 X_m}{X_m + \sqrt{X_m^2 + 4X'_1 X_m}}; \quad (2.1)$$

$$R_1 = R'_1 \frac{X_1}{X'_1}; \quad R_2 = \frac{R''_2}{c^2}; \quad X_2 = \frac{X''_2}{c^2}; \quad c \cong 1 \frac{X_1}{X_m}. \quad (2.2)$$

Параметри розраховуються в відносних одиницях, і в абсолютних значеннях виражені як:

$$R_i(в.о.) = \frac{R_i(Ом)}{Z_n(Ом)}; \quad X_i(в.о.) = \frac{X_i(Ом)}{Z_n(Ом)}, \quad (2.3)$$

де $Z_n = U_n / I_n$ – номінальний опір фазної обмотки статора АД, Ом;
 $I_n = P_n / 3U_n \eta_n \cos \varphi_n$ – номінальний струм, А, U_n – номінальна фазна напруга, В.

Недоліком даних схем є низькочастотна область застосування, а також відсутність врахування паразитних ємностей між обмоткою та землею, що унеможливорює урахування та дослідження синфазних струмів.

Таке спрощення дозволяє суттєво підвищити швидкість моделювання при дослідженні електромеханічних характеристик та процесів в ЧРАЕП, але на боці навантаження не достовірно відображаються електромагнітні процеси у високочастотному діапазоні.

У літературі в даний час виділяють дві категорії еквівалентних схем фазних обмоток асинхронних машин: перша категорія ґрунтується на теорії електромагнітного поля [99], яка використовує чисельні та математичні підходи для створення еквівалентних схем обмоток статора АД шляхом аналізу електромагнітного поля [99, 100]. Друга категорія базується на використанні еквівалентних схем з використанням частотних характеристик машини в діапазоні частот від сотень Гц до десятків МГц [100–102].

Другий підхід не вимагає знання геометрії машини і властивостей її конструкційних матеріалів. Натомість основна увага в цих моделях приділяється частотним характеристикам повного опору обмоток статора в широкому частотному діапазоні.

У роботах [102–105] та на рис. 2.3 представлено загально відому еквівалентну схему фази обмотки статора АД, що базується на описі передатної функції основних паразитних зв'язків АД й дозволяє оцінити високочастотні синфазні струми.

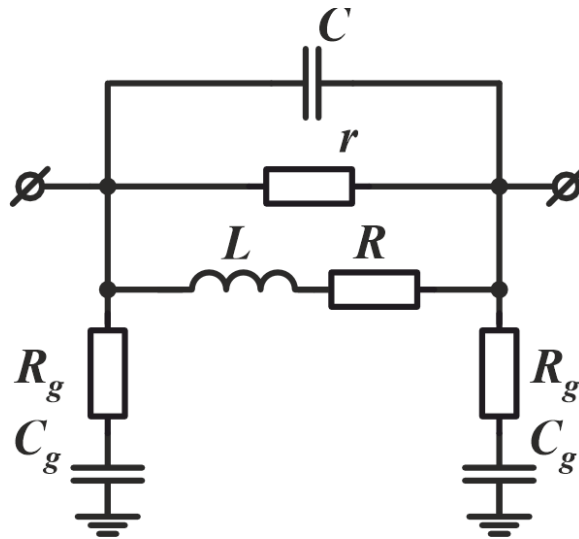


Рисунок 2.3 – Еквівалентна схема фази обмотки статора АД

На рис. 2.3 показані такі складові елементи схеми: r – опір фази; L – індуктивність розсіювання фази; C – ємність, що представляє міжвиткову ємнісну взаємодію; R – опір, що враховує втрати на вихрові струми в магнітопроводі та корпусі двигуна; R_g – опір, що представляє розподілений опір між обмоткою та заземленням; C_g – ємність, що представляє розподілену паразитну ємність між обмоткою та корпусом.

Останнім часом було опубліковано низку досліджень щодо моделювання асинхронних двигунів у високочастотному діапазоні [106–117]. Ці моделі базуються на припущенні лінійності машини, тобто вважається, що стан насичення магнітопроводу не настає. Усі параметри моделі залежать виключно від частоти, що дозволяє використовувати частотні залежності повного опору.

У роботі [118] доведено, що вплив магнітного насичення на абсолютне значення повного опору для асинхронної машини малої та середньої потужності становить менше ніж 2%, а при частотах, вищих за 80 кГц, цей вплив повністю зникає. У дослідженнях [114] показано, що ЕМС електродвигунів (як синхронних, так і асинхронних) не залежить від робочої точки, тобто модель двигуна на основі еквівалентних схем обмоток статора характеризується однаковими параметрами як при низьких, так і при високих швидкостях обертання. Це дозволяє проводити ідентифікацію параметрів машини у вимкненому стані.

Початкове формування еквівалентної схеми обмотки статора (рис. 2.3) зазвичай базується на фізичному тлумаченні процесів, що відбуваються в електричній машині. Простота такої схеми є її перевагою, оскільки дозволяє визначати параметри моделі на основі мінімальної кількості експериментальних вимірювань. Повний опір є комплексною величиною, тому він включає як амплітудну, так і фазову складові

Величина Z_{DM} та фазовий кут $\varphi_{Z_{DM}}$ повного опору обмотки статора АД [119] в диференційному режимі (DM) може бути оцінена як:

$$Z_{DM} = \frac{K \left(\frac{1}{\omega_{n1}} \cdot s + 1 \right)}{\left[\left(\frac{1}{\omega_{n2}^2} \right) s^2 + \frac{2 \cdot \xi_2}{\omega_{n2}} s + 1 \right]}; \quad (2.4)$$

$$\varphi_{Z_{DM}} = \arctg \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right) - \arctg \left(\frac{2 \cdot \xi_2 \cdot \frac{\omega}{\omega_2}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2} \right). \quad (2.5)$$

Величина Z_{CM} та фазовий кут $\varphi_{Z_{CM}}$ повного опору в синфазному режимі (CM), можуть бути визначені наступним чином:

$$Z_{CM} = \frac{K \cdot \left[\left(\frac{1}{\omega_{n2}^2} \right) s^2 + \frac{2 \cdot \xi_1}{\omega_{n1}} s + 1 \right]}{s \cdot \left[\left(\frac{1}{\omega_{n2}^2} \right) s^2 + \frac{2 \cdot \xi_2}{\omega_{n2}} s + 1 \right]}; \quad (2.6)$$

$$\varphi_{Z_{CM}} = -90 + \arctg \left(\frac{2 \cdot \xi_1 \cdot \frac{\omega}{\omega_1}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2} \right) - \arctg \left(\frac{2 \cdot \xi_2 \cdot \frac{\omega}{\omega_2}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_2} \right)^2} \right), \quad (2.7)$$

де ω – кутова частота ($\omega = 2\pi f$); s – змінна з перетворення Лапласа ($s = j\omega$); інші змінні наведені в таблицях 1 та 2.

Таблиця 2.1 – Параметри передавальних функцій в диференційному режимі [120]

Параметр	Значення
Постійна складова K	65
Перша власна частота ω_{n1}	487
Нульове значення	-487
Друга власна частота ω_{n2}	$2,88 \cdot 10^5$
Затухаюча власна частота ω_{p2}	$2,6713 \cdot 10^5$
Значення першого полюса	$-1,07 \cdot 10^5 - j2,67 \cdot 10^5$
Значення другого полюса	$-1,07 \cdot 10^5 + j2,67 \cdot 10^5$
Коефіцієнт затухання ξ_2	0,371

Таблиця 2.2 – Параметри передавальних функцій в синфазному режимі [120]

Параметр	Значення
Постійна складова K	$2,62005719 \cdot 10^9$
Перша власна частота ω_{n1}	$2,87688758 \cdot 10^5$
Затухаюча власна частота ω_{p1}	$2,81876265 \cdot 10^5$
Друга власна частота ω_{n2}	$4,16779364 \cdot 10^5$
Затухаюча власна частота ω_{p2}	$4,04598107 \cdot 10^5$
Перший коефіцієнт затухання ξ_1	0,2
Другий коефіцієнт затухання ξ_2	0,24

Параметри елементів еквівалентної схеми обмоток статора АД визначаються за допомогою прямих вимірювань повного опору в диференційному та синфазному режимі і надають необхідні дані для розрахунку параметрів обмоток. Щоб достовірно відобразити поведінку АД повний опір обмоток статора має бути повинна виміряно в широкому діапазоні частот, зазвичай від 100 Гц до 10 МГц [104–106].

Цей діапазон частот зазвичай ділиться на низькі (<10 кГц), середні (10–500 кГц) та високі частоти (500–10 МГц). Частотні характеристики повного опору обмоток статора двигуна в діапазоні середніх та високих частот не залежать від швидкості ротора та струму статора [106].

Для вимірювання повного опору в диференційному режимі (DM), вимірювач повного опору слід підключити між двома паралельно з'єднаними обмотками та несиметричною обмоткою статора [19, 21, 106], як показано на рис. 2.4,а. Повний опір в синфазному режимі (СМ) вимірюється між трьома паралельно з'єднаними обмотками та корпусом двигуна, який зазвичай заземлений [106], як показано на рис 2.4,б.

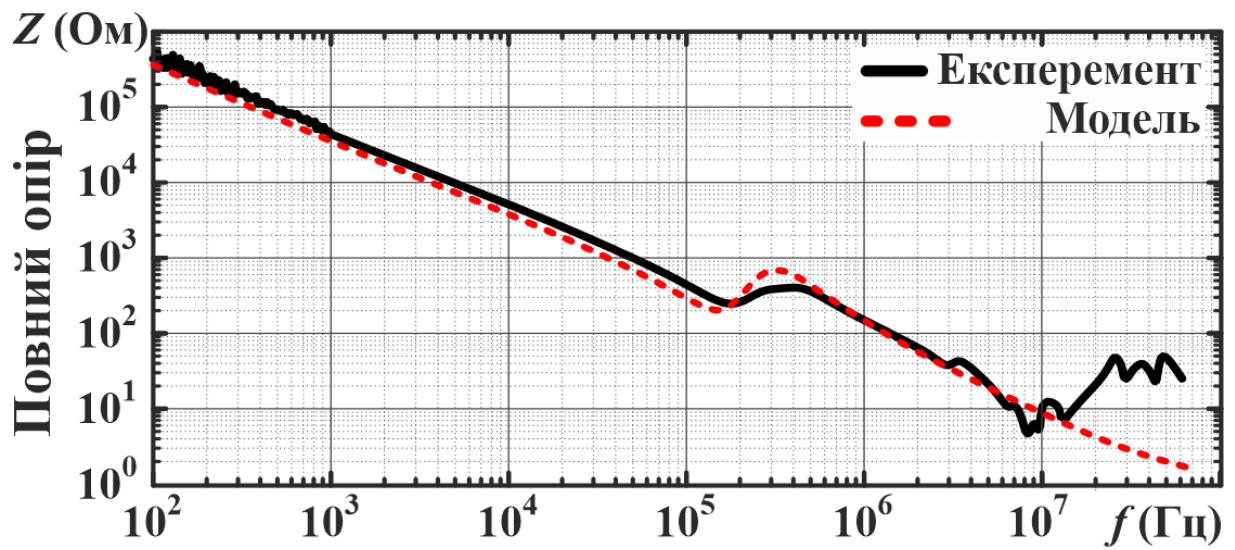
В якості досліджуваного двигуна використовувався АД Baldor EM3710T потужністю 3 кВт при з'єднанні обмоток статора «зіркою» з номінальною частотою обертання 1500 об/хв [98].



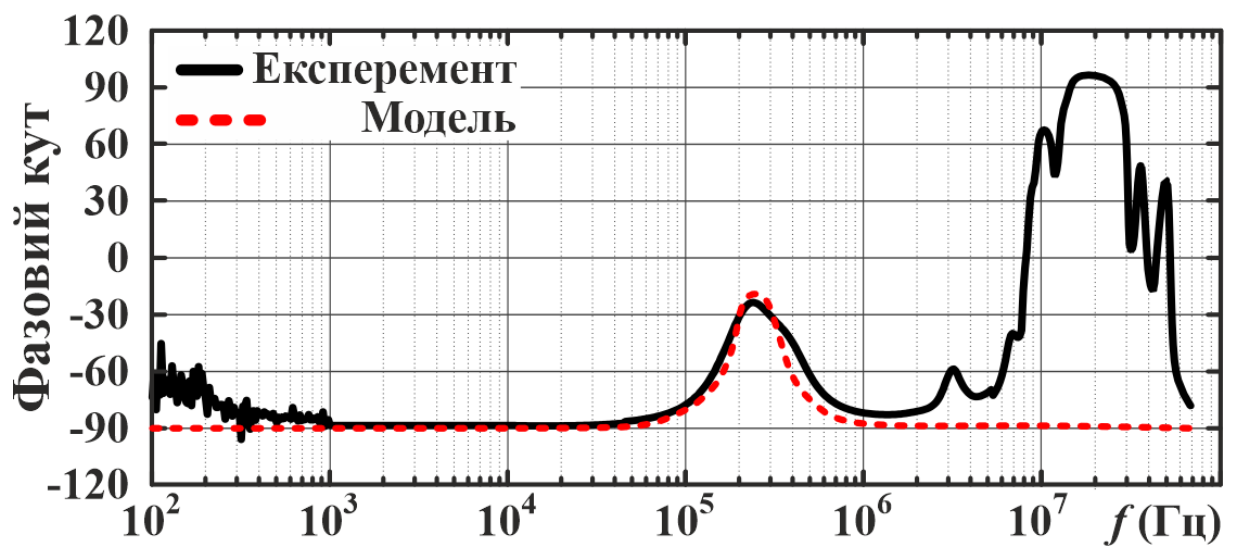
Рисунок 2.4 – Схеми для вимірювання повного опору обмоток статора АД

а) – диференційний режим; б) – синфазний режим

Результати експериментальних вимірювань повного опору DM та CM режиму та порівняння їх з результатами чисельного моделювання представленої на рис. 2.3 еквівалентної схеми обмотки статора, показані на рис. 2.5 та 2.6.

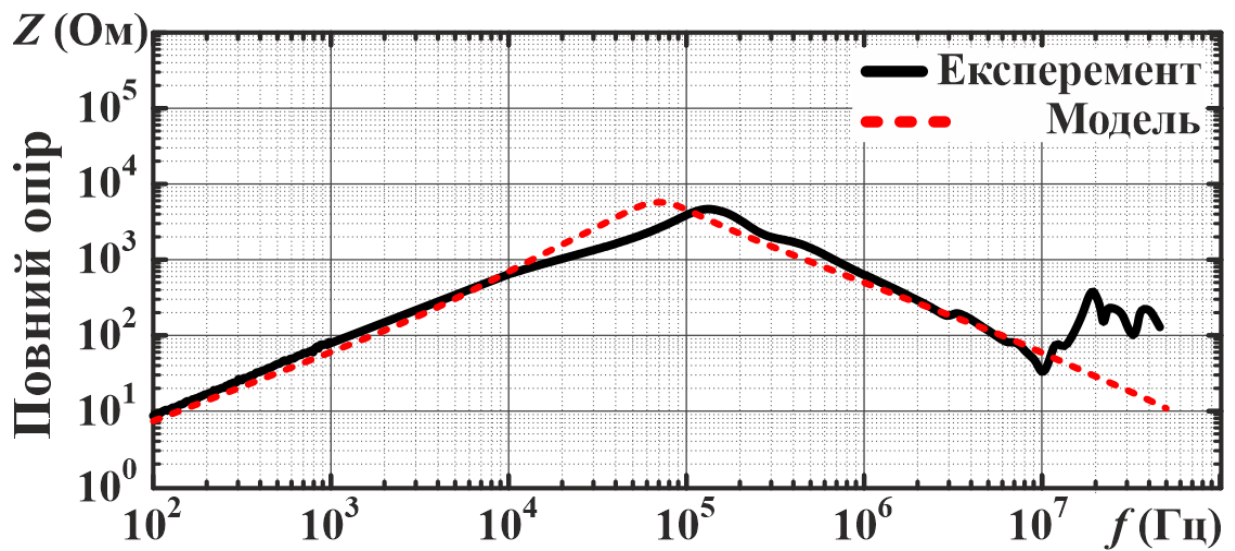


а)

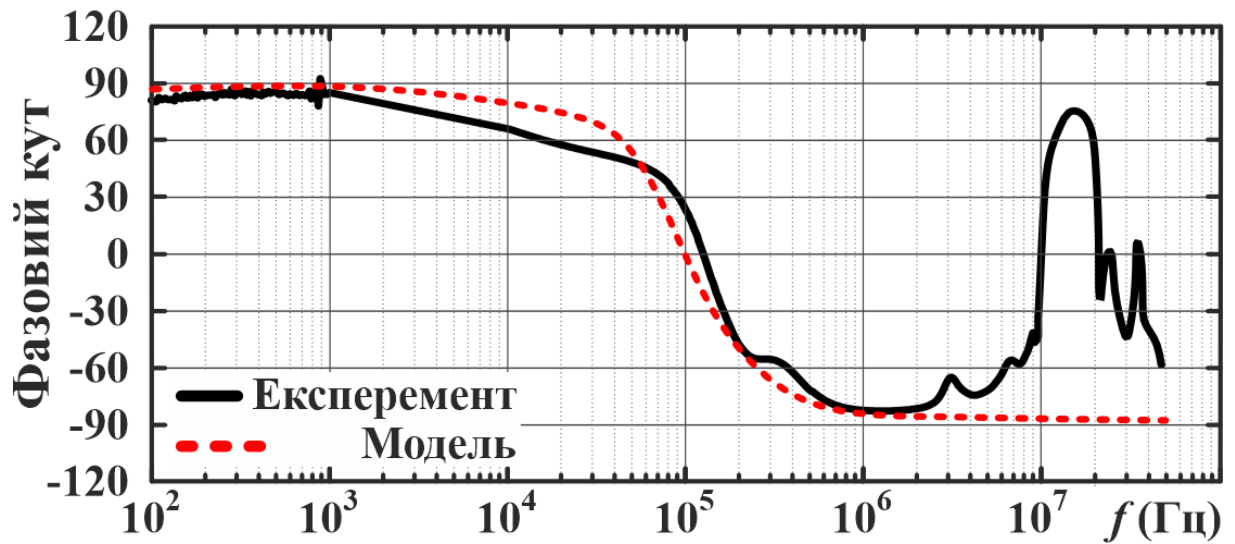


б)

Рисунок 2.5 – Частотні залежності повного опору обмоток статора АД в синфазному режимі (а), та відповідні фазові зсуви (б)



а)



б)

Рисунок 2.6 – Частотні залежності повного опору обмоток статора АД в диференційному режимі (а), та відповідні фазові зсуви (б)

Порівняння частотних залежностей отриманих шляхом експериментальних вимірювань та шляхом чисельного моделювання представленої на рис. 2.3 еквівалентної схеми обмотки статора АД підтверджує її точність у низько- та середньо частотному діапазоні ($\ll 1$ МГц). При застосуванні представленої на рис. 2.3 еквівалентної схеми, частотні складові вище 1 МГц не відтворюються.

З огляду на це, виникає необхідність уточнення еквівалентної схеми фазної обмотки статора АД для достовірного відтворення електромагнітних процесів в високочастотному діапазоні.

Пропонується метод прогнозування передавальної функції обмоток АД у високочастотному діапазоні, який вирішує задачу побудови математичної моделі на основі експериментальних вимірюваннях повних опорів у синфазному та диференційному режимах. Таким чином, метод належить до класу експериментального моделювання. Запропонований підхід є універсальним і може застосовуватись до всіх АД.

Аналітичні вирази для визначення параметрів удосконаленої еквівалентної схеми фази обмотки статора АД базується на асимптотичному підході [125–127], що дозволяє аналізуючи нахили асимптот, резонансні частоти та значення повного опору в характерних точках на частотних залежностях повного опору обмоток АД, точно визначати параметри складових елементів еквівалентної схеми

Удосконалена еквівалентна схема обмотки фази статора АД представлена на рис. 2.7 [21].

На рис. 2.7 елементи C_{g1} та C_{g2} є еквівалентними паразитними ємностями між обмоткою та корпусом. R_{g1} та R_{g2} – еквівалентні опори між обмоткою та корпусом. L_s є індуктивністю розсіювання обмотки статора. R_e опір, що враховує втрати на вихрові струми в магнітопроводі та корпусі двигуна. Елементи R_t , L_t , C_t використовуються для урахування другого резонансу на частотній характеристиці повного опору в диференційному режимі через ефект міжвиткового ємнісного зв'язку. L_c являє собою сукупну індуктивність внутрішніх провідників машини до обмотки статора та індуктивність розсіювання обмотки статора в перших декількох витках паза [102, 128]. Також показано залежний від ковзання опір R_r / s , де R_r означає опір ротора, а s являє собою ковзання машини [12], для більш точного відображення електромагнітних процесів в низькочастотній області.

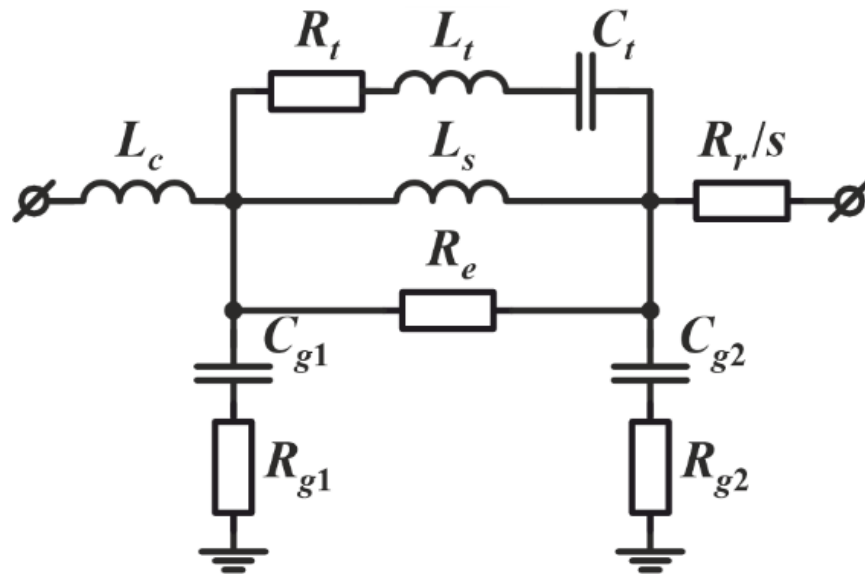


Рисунок 2.7 – Уточнена еквівалентна схема обмотки фази статора АД

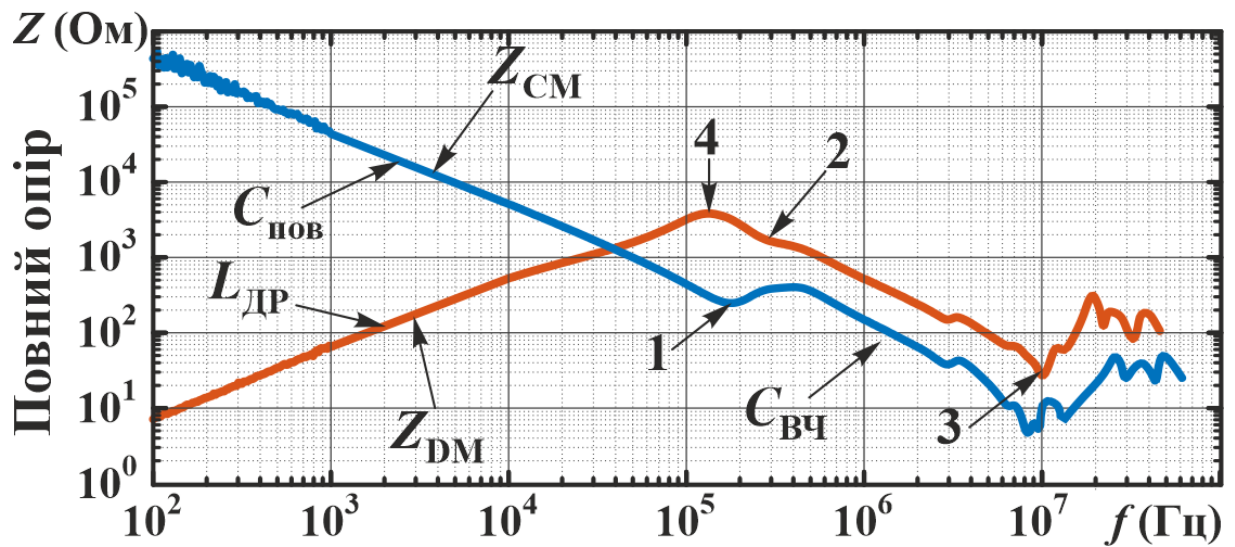
Визначення параметрів еквівалентної схеми обмотки фази статора АД виконується на основі експериментально отриманих частотних залежностей повного опору в диференційному та синфазному режимах із характерних ділянок та точок (рис. 2.8).

Спочатку повна $C_{\text{пов}}$ та високочастотна $C_{\text{вч}}$ ємності обмотки статора щодо землі визначається з нахилів повного опору СМ, як показано на рис. 2.8,а.

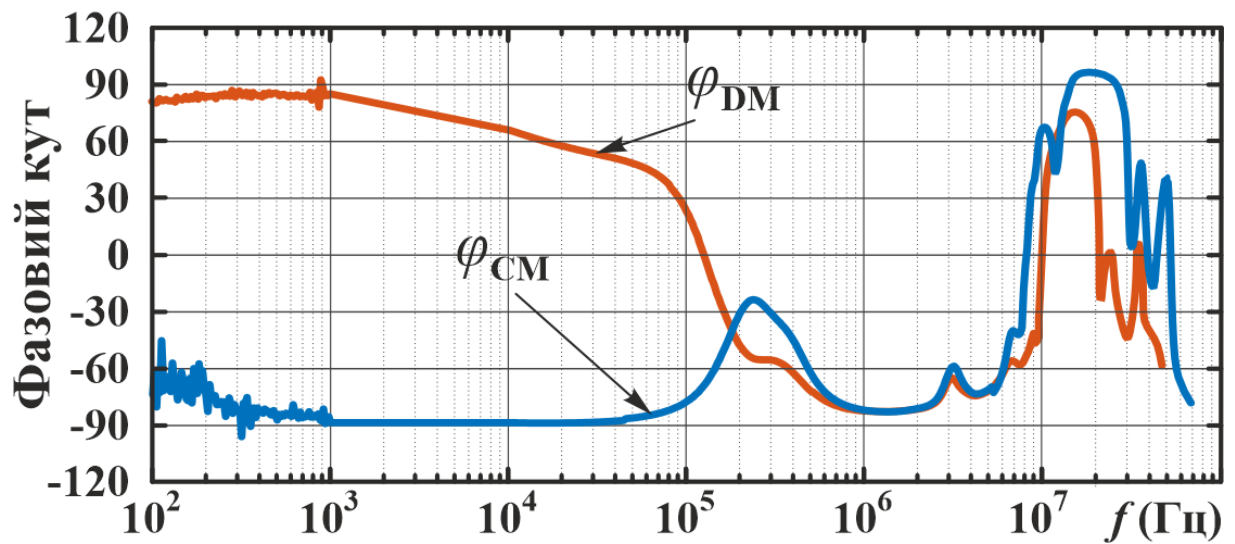
$$C_{\text{пов}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{пов}} Z_{\text{пов}}}; \quad (2.8)$$

$$C_{\text{вч}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{вч}} Z_{\text{вч}}} \quad (2.9)$$

де $f_{\text{пов}}, f_{\text{вч}}$ – частоти обраних точок на інтервалах $C_{\text{пов}}, C_{\text{вч}}$ синфазного режиму відповідно (рис. 2.8,а); $Z_{\text{пов}}, Z_{\text{вч}}$ – абсолютні значення повного опору в обраних точках.



а)



б)

Рисунок 2.8 – Частотні залежності повного опору обмоток статора АД в диференційному та синфазному режимах (а), та відповідні фазові зсуви (б) з позначенням характерних точок та ділянок для розрахунку параметрів елементів еквівалентної схеми

Далі обчислюються паразитні ємності C_{g1} та C_{g2} :

$$C_{g1} = \frac{1}{3} C_{\text{ВЧ}}; \quad (2.10)$$

$$C_{g2} = \frac{1}{3} (C_{\text{пов}} - C_{\text{ВЧ}}). \quad (2.11)$$

Еквівалентні опори між обмоткою та землею, розраховуються на основі повного опору Z_3 в резонансній нульовій точці 3 та повного опору Z_1 в резонансній точці 1 на рис. 2.8,а:

$$R_{g1} = \frac{2}{3} Z_3; \quad (2.12)$$

$$R_{g2} = 3Z_1, \quad (2.13)$$

де Z_1, Z_3 – абсолютні значення повного опору в обраних точок.

Індуктивність розсіювання обмотки статора L_S визначається з індуктивностей L_{DM} та L_{CM} :

$$L_S = L_{CM} + \frac{4}{9} L_{DM}; \quad (2.14)$$

$$L_{DM} = \frac{Z_{DM}}{2\pi f_{DM}}, \quad (2.15)$$

де L_{DM} – індуктивність обмотки, що визначається з відповідних нахилів повного опору DM (рис. 2.8,а); f_{DM} – частота обраної точки на інтервалі L_{DM} диференційного режиму (рис. 2.8,а); Z_{DM} – абсолютне значення повного опору в обраний точці.

Індуктивність обмотки в синфазному режимі L_{CM} визначається з резонансу в точці 1 (рис. 2.8,а):

$$L_{CM} = \frac{1}{12\pi^2 C_{g2} f_1^2}, \quad (2.16)$$

де f_1 , – частота в точці резонансу 1.

Опір який враховує втрати на вихрові струми в магнітопроводі R_e розраховується на основі повного опору Z_4 резонансної полюсної точки 4:

$$R_e = \frac{2}{3} Z_4, \quad (2.17)$$

де Z_4 – абсолютне значення повного опору в точці 4.

Міжвиткова ємність C_t в 10 разів нижча, ніж загальна ємність обмотки однієї з фаз на землю:

$$C_t = \frac{1}{10}(C_{g1} + C_{g2}). \quad (2.18)$$

Індуктивність L_t та опір R_t для послідовної RLC ланки розраховуються на основі повного опору Z_2 резонансної нульової точки 2:

$$L_t = \frac{1}{4\pi^2 C_t f_2^2}; \quad (2.19)$$

$$R_t = Z_2, \quad (2.20)$$

де f_2 – частота в точці 2 (рис. 2.8,а); Z_2 – абсолютне значення повного опору в точці 2.

Індуктивність розсіювання першого витка обмотки статора L_C розраховується за резонансною нульовою точкою 3 наступним чином:

$$L_C = \frac{1}{4\pi^2 C_{g1} f_3^2}, \quad (2.21)$$

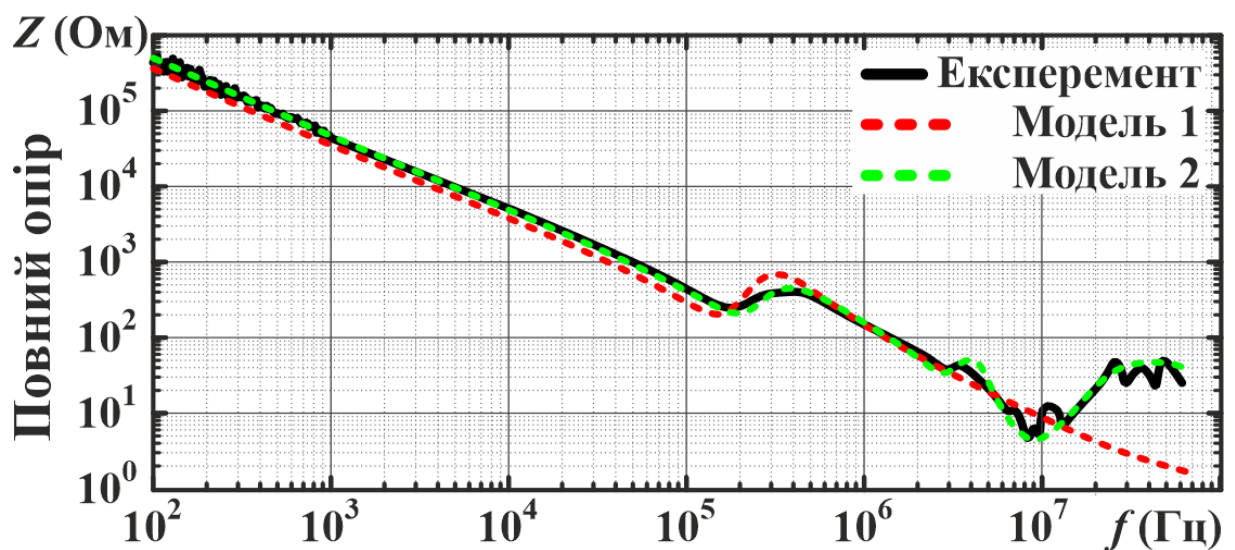
де f_3 – частота в точці 3 (рис. 2.8,а).

Розраховані згідно рівнянь (2.12 – 2.25) параметри уточненої еквівалентної схеми обмотки фази статора АД, представленої на рис. 2.7, наведені в таблиці 2.3.

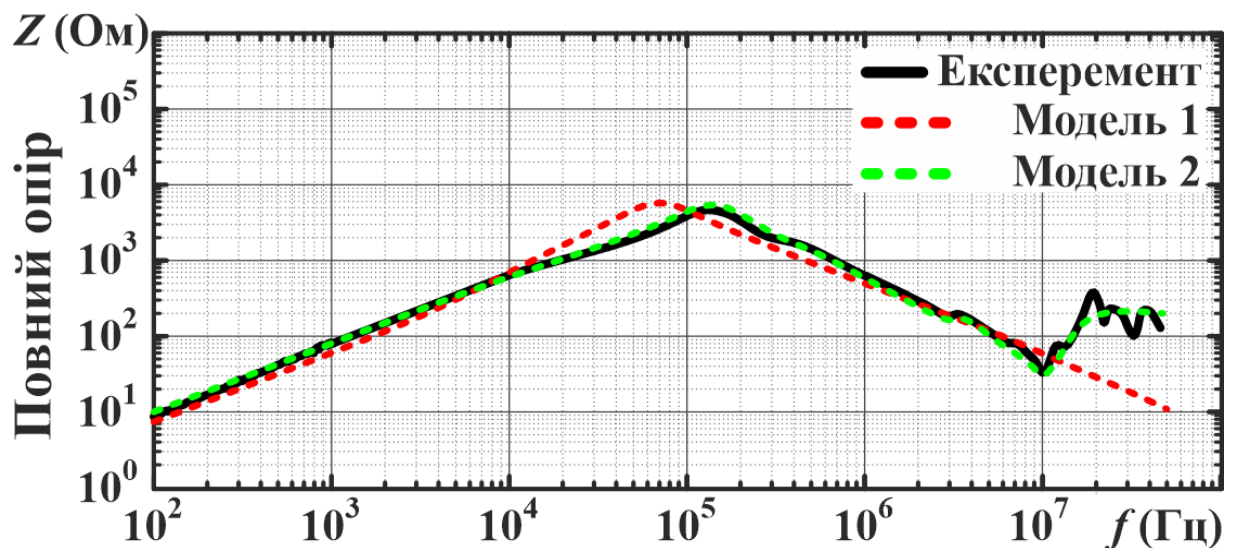
Таблиця 2.3 – Параметри елементів уточненої еквівалентної схеми фази АД

Елемент	Значення	Елемент	Значення
C_{g1}	371 пФ	C_{g2}	662 пФ
R_{g1}	13,33 Ом	R_{g2}	750 Ом
L_S	4,1 мГн	R_e	2,43 кОм
R_t	1,4 кОм	L_t	2 мГн
C_t	103 пФ	L_C	0,66 мкГн

Частотні залежності повного опору уточненої еквівалентної схема фазної обмотки статора АД, отримані за результатами числового моделювання, також зіставлені з експериментальними для підтвердження її точності при відтворенні характеристик АД в низькому, середньому та високочастотному діапазонах. Залежності на рис. 2.9 демонструють, що запропонована еквівалентна схема адекватно відтворює частотні залежності у всьому діапазоні частот, та більш точно, в порівнянні з попередніми, у діапазоні частот від 1 МГц до 60 МГц.



а)



б)

Рисунок 2.9 – Частотні залежності повного опору в синфазному(а) та диференційному режимах (б) отримані експериментально та за рахунок числового моделювання

Відповідні частотні залежності повного опору уточненої еквівалентної фазної обмотки статора АД (Модель 2), наведені на рис. 2.9, свідчать про наступне:

Синфазний режим:

- Зі зростанням частоти домінує ємність C_g , повний опір зменшується лінійно зі спадом за нахилом -1 (у логарифмічному масштабі);
- На першій резонансній частоті індуктивності та ємності зрівнюються;
- Вище цієї резонансної частоти домінує індуктивність, і повний опір зростає за нахилом $+1$ до настання другої резонансної частоти;
- Після другої резонансної частоти вплив ємності знову зростає, і повний опір зменшується за нахилом -1 ;
- Із подальшим підвищенням частоти повний опір СМ режиму демонструє явища послідовного резонансу аж до 60 МГц.

Диференційний режим:

- На низьких частотах домінує індуктивність до першої резонансної частоти;
- На резонансній частоті домінує ємність, внаслідок чого повний опір зменшується за нахилом -1 ;
- Надалі частотні залежності демонструють аналогічні послідовні резонансні явища, як і в синфазному режимі.

Цей підтверджує фізичну обґрунтованість уточненої еквівалентної схеми фази статора АД та її адекватність у високочастотній області.

2.2 Уточнена модель автономного інвертора напруги

Для отримання достовірних результатів при дослідженні роботи частотно-регульованого асинхронного електропривода необхідно враховувати уточнену еквівалентну схему трифазного автономного інвертора напруги, як основне джерело електромагнітних завад, шляхом врахування його паразитних параметрів (рис. 2.10).

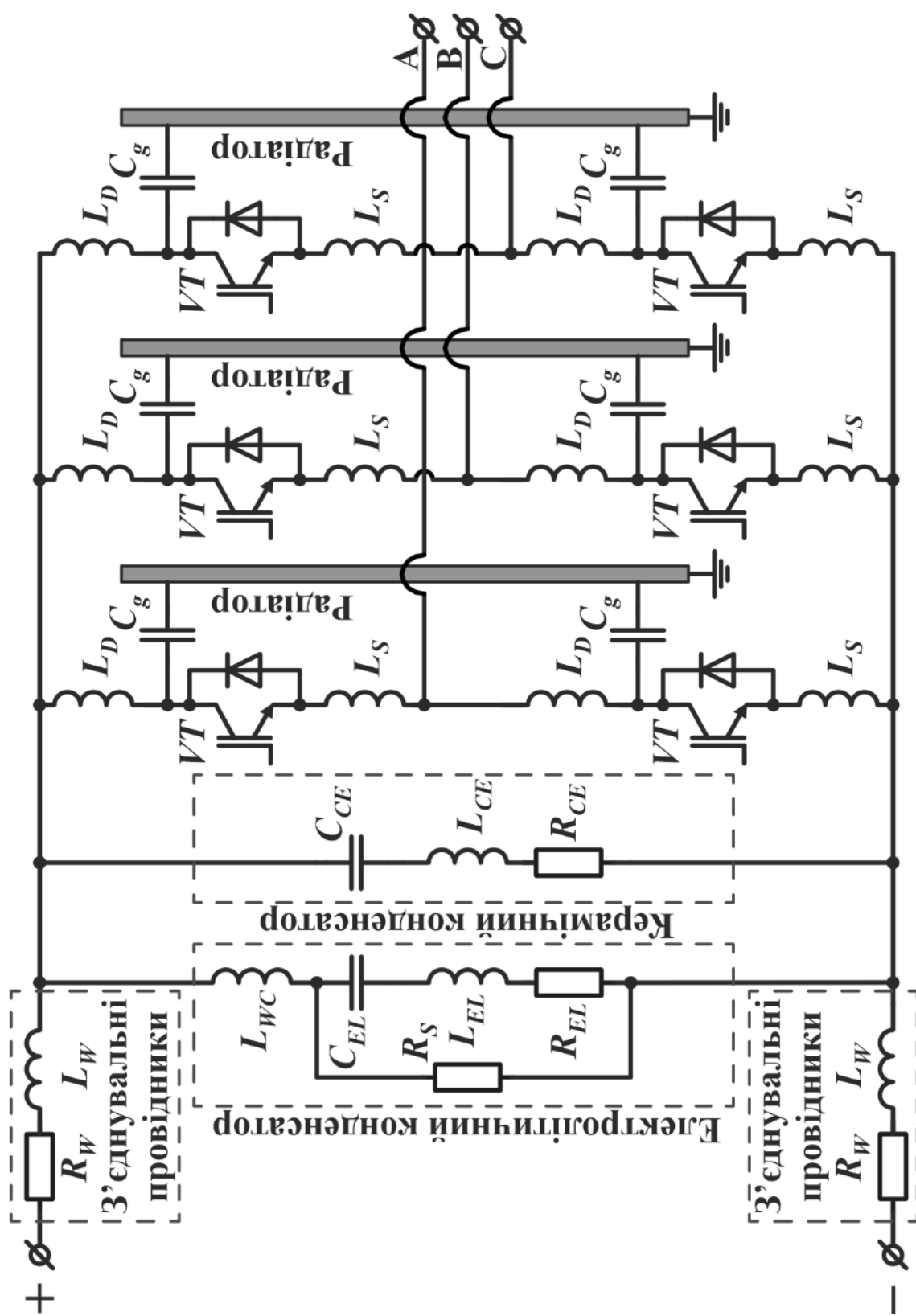


Рисунок 2.10 – Еквівалентна схема трифазного автономного інвертора напруги з урахуванням його власних та паразитних параметрів.

Основні паразитні елементи уточненої схеми інвертора [19], представленої на рис. 2.10:

Блукаючі індуктивності з'єднувальних провідників. Ці параметри впливають на загальну індуктивність ланки та сильно залежать від конструкції ПЧ. Ці індуктивності (L_w) можна оцінити за аналітичною формулою для двох паралельних циліндричних провідників або для круглого чи прямокутного одновиткового контуру [129].

Паразитні індуктивності конденсаторів. Зазвичай неможливо оцінити аналітично, але можна виміряти. Типові значення – $L_{CE} = 5 - 20$ нГн для керамічних конденсаторів та $L_{EL} = 30 - 100$ нГн для великих електrolітичних конденсаторів [130]. Для отримання великої еквівалентної ємності з низькою еквівалентною паразитною індуктивністю зазвичай використовується паралельне з'єднання обох типів конденсаторів [130].

Паразитні ємності між ключами та землею. Заземлення з міркувань безпеки вводиться між радіатором ключів (MOSFET або IGBT) та металевим корпусом. Значення цих ємностей можна оцінити за допомогою формули конденсатора з паралельними пластинами. Вони залежать від розміру та геометрії силових ключів, та для MOSFET або IGBT результуюча паразитна ємність становить близько сотень пФ (виміряна).

Параметри елементів уточненої еквівалентної схеми трифазного інвертора з урахуванням власних та паразитних параметрів, що представлена на рис. 2.10, наведені в таблиці 2.4.

У роботі [21] проводилось імітаційне моделювання представленої еквівалентної схеми АІН з ШІМ у поєднанні з моделлю АД, що виконана на основі уточненої еквівалентної схеми обмоток статора асинхронного двигуна, та порівняння з експериментальними результатами. Було розроблено імітаційну модель в середовищі Matlab Simulink (рис. 2.12).

Таблиця 2.4 – Параметри елементів еквівалентної схеми трифазного інвертора

Елемент	Значення	Елемент	Значення
C_g	280 пФ	C_{EL}	1500 мкФ
L_D	40 нГн	L_{EL}	30 нГн
L_S	40 нГн	R_{EL}	40 мОм
C_{CE}	0,33 мкФ	L_{WS}	10 нГн
L_{CE}	30 нГн	R_S	100 кОм
R_{CE}	30 мОм	L_W	0,36 мкГн
R_W	3,9 мОм		

Метою моделювання в роботі [21] було вимірювання синфазного та диференційного струмів на виході АІН, за схемою на рис. 2.11, та порівнянням з експериментальними вимірюваннями.

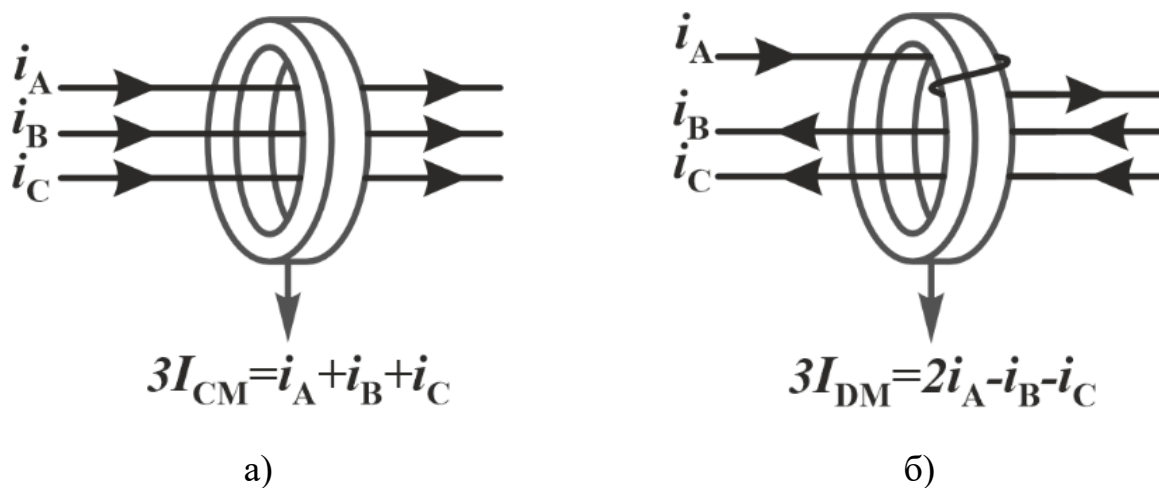


Рисунок 2.11 – Вимірювання синфазного (а) та диференційного (б) струму

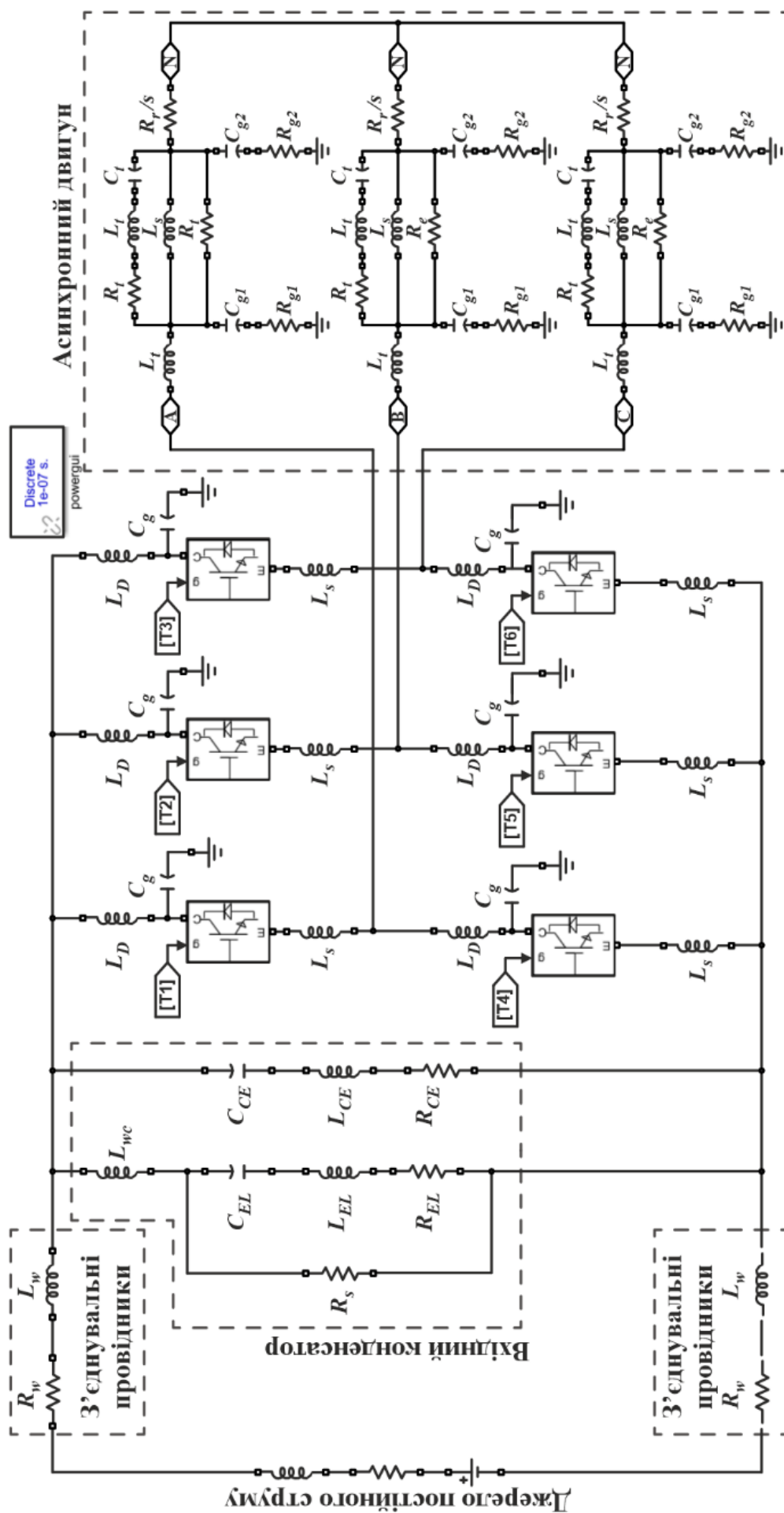
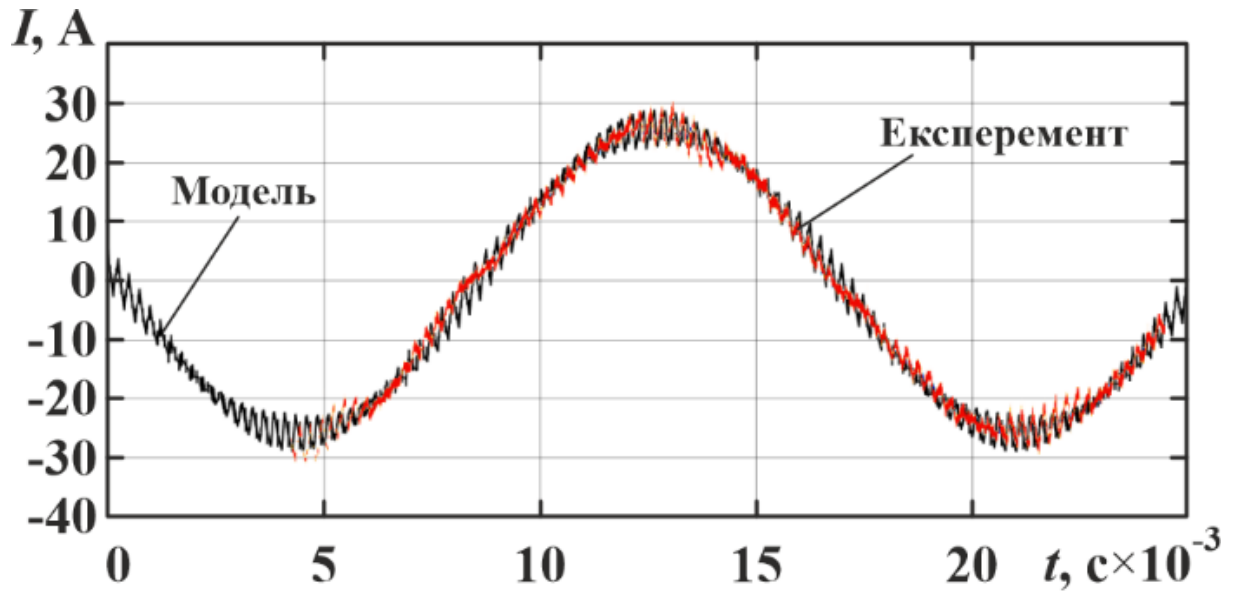
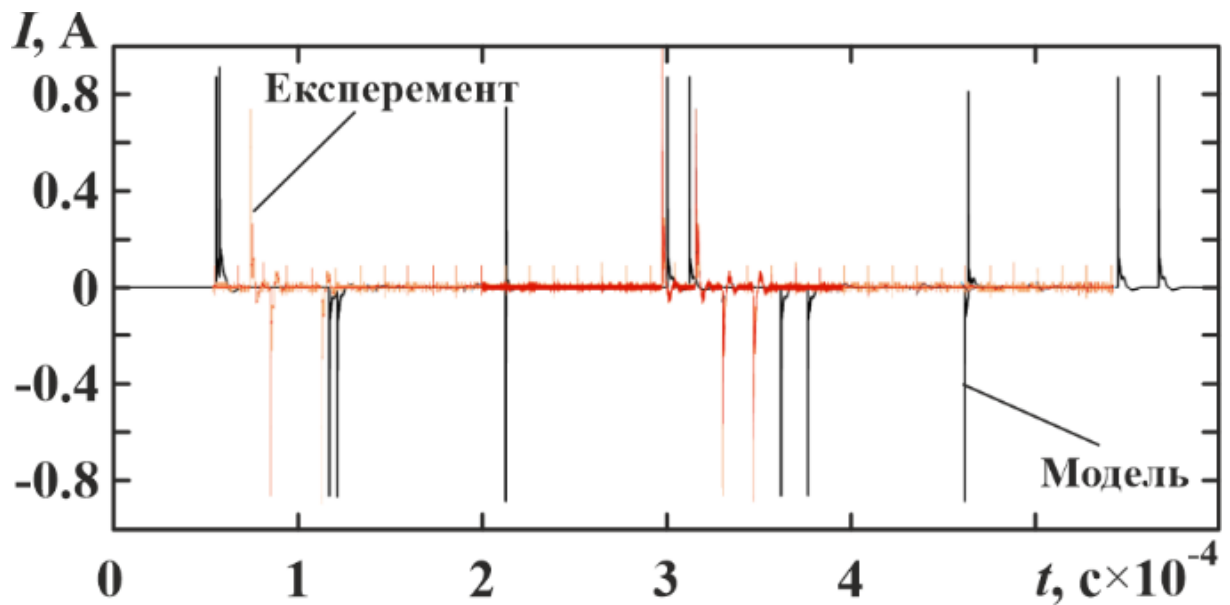


Рисунок 2.12 – Імітаційна модель «АІН з ШІМ – АД» в середовищі Matlab Simulink

На рис. 2.13 показані змодельовані та експериментально отримані форми диференціального (рис. 2.13,а) та синфазного (рис. 2.13,б) струмів. Експериментальні характеристики були отримані шляхом дослідження АІН (ABB ACS150-03U-09A8-2) з підключичним АД (Baldor EME3710T) [94].



а)



б)

Рисунок 2.13 – Форми диференційного а) та синфазного б) струму на виході АІН в порівнянні з експериментальними результатами

Як видно з рис. 2.13 удосконалена модель «АІН з ШІМ – АД» досить точно відтворює результати вимірювання диференційного та синфазного струмів.

На рис. 2.13,б видно, що пікові значення синфазного струму, що відтворенні моделлю, близькі до вимірюваних значень. Згідно з [13], всплески синфазних струмів обумовлені високим значенням dU/dt , під час комутації силових ключів. Існують і незначні відмінності між змодельованими та експериментальними результатами, а саме додаткові коливання в вимірюваному синфазному струмі (рис. 2.13,б). Ці коливання відсутні в змодельованих результатах, оскільки використовується моделі обмоток статора АД (рис. 2.7) низького порядку. Очікується, що модель вищого порядку може покращити точність моделювання синфазних струмів, шляхом додавання більшої кількості компонентів схеми, проте методологія визначення їх параметрів буде більш складною.

2.3 Методика визначення власних та паразитних параметрів кабельних ліній

Кабельні лінії відіграють критично важливу роль у структурі системи «інвертор – асинхронний двигун» (АІН – АД), виступаючи не лише каналом передачі електроенергії, але й шляхом розповсюдження високочастотних ЕМЗ, зумовлених комутацією силових ключів СНП з ШІМ модуляцією [13, 14].

Попередньо було проведено ряд досліджень судових електроенергетичних систем [13, 14, 17] з подальшим їх моделюванням з урахуванням власних та паразитних параметрів усіх складових елементів системи, зокрема ділянок кабельних ліній (ДКЛ).

Моделювання базувалося на реальній проектно-експлуатаційній документації, а параметри ДКЛ розраховувалися згідно до журналів прокладання кабельних ліній [13, 14], відповідно до яких довжина кабельних ліній між АІН та АД не перевищувала 10 – 15 метрів.

Оскільки згідно з [131], хвильові ефекти в кабелях суттєво проявляються лише при досягненні критичної довжини, що знаходиться в межах 20–45 м залежно від

частоти ШІМ та параметрів середовища [132]. Таким чином, в умовах суднових ЧРАЕП, де довжини кабелів, як правило, не перевищують критичних значень, хвильові явища не відіграють визначальної ролі.

На основі цього можна зробити практичний висновок: для моделювання кабельних ліній у таких системах доцільно застосовувати моделі зосереджених параметрів, які дозволяють з достатньою точністю враховувати електромагнітні процеси в кабельних лініях без ускладнення розрахунків. Такі моделі є менш ресурсомісткими та більш зручнішими для подальшої інтеграції в загальну модель ЧРАЕП у середовищі MATLAB Simulink, у порівнянні з моделями з розподіленими параметрами.

Методика розрахунку параметрів ДКЛ була представлена в роботі [14].

Ділянки кабельних ліній у середовищі MATLAB Simulink представляються двома блоками «Three-phase series RLC branch». Один з блоків відповідає за власні параметри кабелю, а інший за паразитні ємності кабелю відносно корпусу.

Узагальнені співвідношення для розрахунку активного, індуктивного опорів (Ом) та індуктивності (Гн) фаз ДКЛ, згідно [133, 134] мають вигляд:

$$\begin{aligned} r_{\phi \text{ ДКЛ}} &= (r_{\Pi} l_{\text{ЖК}}) / n_{\parallel \text{ЖК}} ; \quad X_{L\phi \text{ ДКЛ}} = (X_{L\Pi} l_{\text{ЖК}}) / n_{\parallel \text{ЖК}} ; \\ L_{\phi \text{ ДКЛ}} &= X_{L\phi \text{ ДКЛ}} / (2\pi f), \end{aligned} \quad (2.21)$$

де f – частота напруги мережі (Гц); r_{Π} , $X_{L\Pi}$ – погонні активний та індуктивний опори жили кабелю (Ом/м); $l_{\text{ЖК}}$ – довжина жили кабелю (м); $n_{\parallel \text{ЖК}}$ – кількість паралельних жил кабелів на фазу в ДКЛ.

Ємність «фаза-корпус» ДКЛ дорівнює [135]

$$C_{\phi K \text{ ДКЛ}} = C_{\Pi \phi K \text{ ЖК}} n_{\parallel \text{ЖК}} l_{\text{ЖК}}, \quad (2.22)$$

де $C_{\Pi \phi K \text{ ЖК}}$ – погонна ємність «фаза-корпус» (Ф/м) жили неекранованого кабелю [136]

$$C_{\Pi \phi K \text{ ЖК}} = 2\pi\epsilon\epsilon_0 / [\operatorname{arcch}(2h_{\text{ЖК}} / d_{\text{ЖК}})], \quad (2.23)$$

де $\varepsilon = 2,5$ в.о. – діелектрична проникність ізоляції; $\varepsilon_0 = 8,85415 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – електрична постійна; $d_{жк}$ – діаметр жили кабелю (мм); $h_{жк}$ – відстань від центру жили кабелю до корпусу (мм).

$$d_{жк} = \sqrt{4S_{жк} / \pi}, \quad (2.24)$$

де $S_{жк}$ – поперечний переріз жили кабелю (мм²).

Оскільки внаслідок скручування трижильного кабелю $h_{жк}$ змінюється за довжиною його прокладання, то для спрощення розрахунків доцільно провести транспозицію жил відносно повздовжньої осі (рис. 2.14).

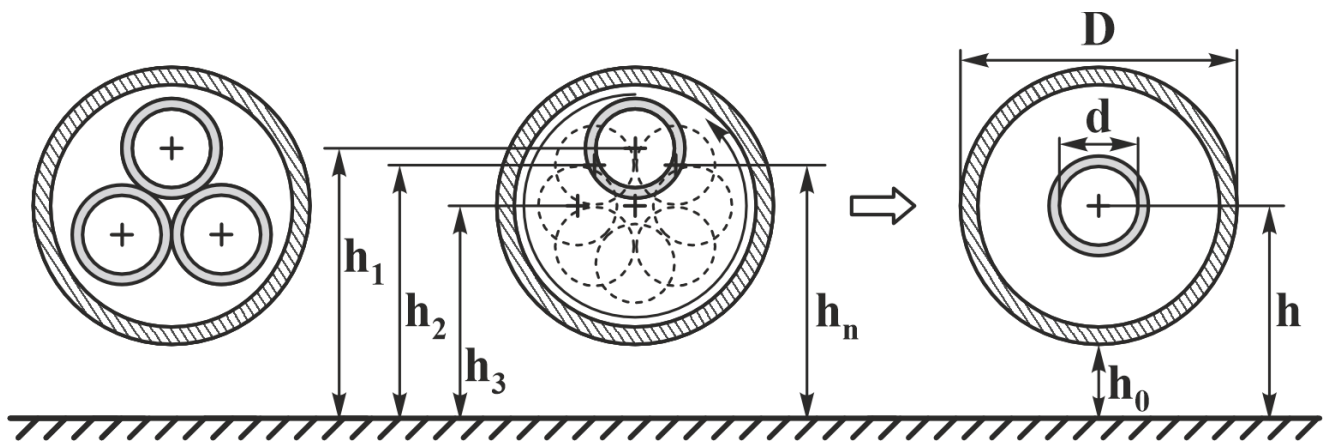


Рисунок 2.14 – Транспозиція жил трифазного неекранованого кабелю відносно повздовжньої осі

Виходячи з рис. 2.14 еквівалентна відстань від центру однієї жили трижильного кабелю до корпусу визначається наступним чином

$$h_{жк} = (h_1 + h_2 + h_3 + \dots + h_n) / n \text{ або } h_{жк} = D_K / 2 + h_0, \quad (2.25)$$

де h_1, h_2, h_3, h_n – відстані від центру жили до корпусу (мм), довжина яких змінюється внаслідок укручення кабелю; n – кількість вимірів; $h_0 = 50$ мм – усереднене значення відстані між кабелем та корпусом судна; D_K – зовнішній діаметр кабелю (мм).

Ємність «фаза-корпус» при дворядному розміщенні одножильних кабелів у складі фазної групи (рис. 2.15):

$$\begin{aligned}
 C_{\Phi K ДКЛ} &= (C_{П1 \Phi K ЖК} n_{1 ЖК} + C_{П2 \Phi K ЖК} n_{2 ЖК}) l_{ЖК}; \\
 C_{П1 \Phi K ЖК} &= 2\pi\epsilon\epsilon_0 / \left[\operatorname{arcch}(2h_{1 ЖК} / d_{ЖК}) \right], \\
 C_{П2 \Phi K ЖК} &= 2\pi\epsilon\epsilon_0 / \left[\operatorname{arcch}(2h_{2 ЖК} / d_{ЖК}) \right]; \\
 h_{1 ЖК} &= D_K / 2 + h_0, \quad h_{2 ЖК} = D_K / 2 + D_K + h_0,
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

де $n_{1 ЖК}$ і $n_{2 ЖК}$ – кількість паралельних одножильних неекраниваних кабелів в нижньому і верхньому рядах; $C_{П1 \Phi K ЖК}$ і $C_{П2 \Phi K ЖК}$ – погонні ємності «фаза-корпус» (Ф/м), $h_{1 ЖК}$ і $h_{2 ЖК}$ – відстані від центрів жил кабелю відносно корпусу (мм) у нижньому і верхньому рядах (рис. 2.15).

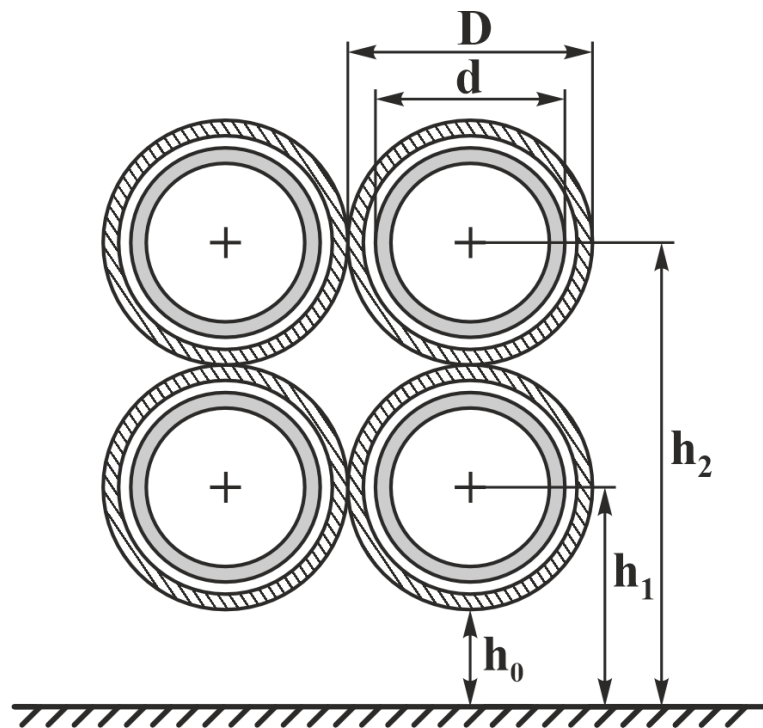


Рисунок 2.15 – Дворядне розміщення одножильних кабелів у складі фази ДКЛ

Урахування власних та прызитних параметрів кабельних ліній, зокрема ємності «фаза-корпус», дає змогу виявити додаткові високочастотні спотворення напруги, а також резонансні явища, що виникають унаслідок формування

резонансних контурів між власними індуктивностями та паразитними ємностями ДКЛ [13]. Також моделювання кабельних ліній дозволяє враховувати додаткові шляхи протікання синфазного струму.

2.4 Еквівалентна схема частотно-регульованого асинхронного електропривода

Схема частотно-регульованого асинхронного електроприводу, що показана на рис. 2.16, може бути розглянута як ланцюг послідовно з'єднаних підсистем; кожна підсистема з'єднана з наступною через відповідні входні/вихідні напруги та струми.

Стан випрямляча та кола АІН описується функціями примикання S_{HB} , $\tilde{S}_{HB}$, S_{AIH} як визначено у рівняннях (2.26) – (2.28):

$$S_{HB} = [S_R \quad S_S \quad S_T]^T \quad (2.26)$$

де стан S_R, S_S, S_T визначається як
$$\begin{cases} "1" \text{ верхні діоди} = on \\ "-1" \text{ нижні діоди} = on \\ "0" \text{ верхні та нижні діоди} = off \end{cases}$$

$$\tilde{S}_{HB} = [\tilde{S}_R \quad \tilde{S}_S \quad \tilde{S}_T]^T \quad (2.27)$$

де $\tilde{S}_R = 1 - |S_R|$, $\tilde{S}_S = 1 - |S_S|$, $\tilde{S}_T = 1 - |S_T|$;

$$S_{AIH} = [S_u \quad S_v \quad S_w]^T \quad (2.28)$$

де стан S_u, S_v, S_w визначається як
$$\begin{cases} "1" \text{ верхні ключі} = on \\ "0" \text{ нижні ключі} = on \end{cases}$$

Для виведення відповідних рівнянь напруг та струмів у синфазному та диференційному режимах необхідно виконати два основні етапи:

1. Спочатку виводяться рівняння фазних струмів і фазних напруг відносно землі.

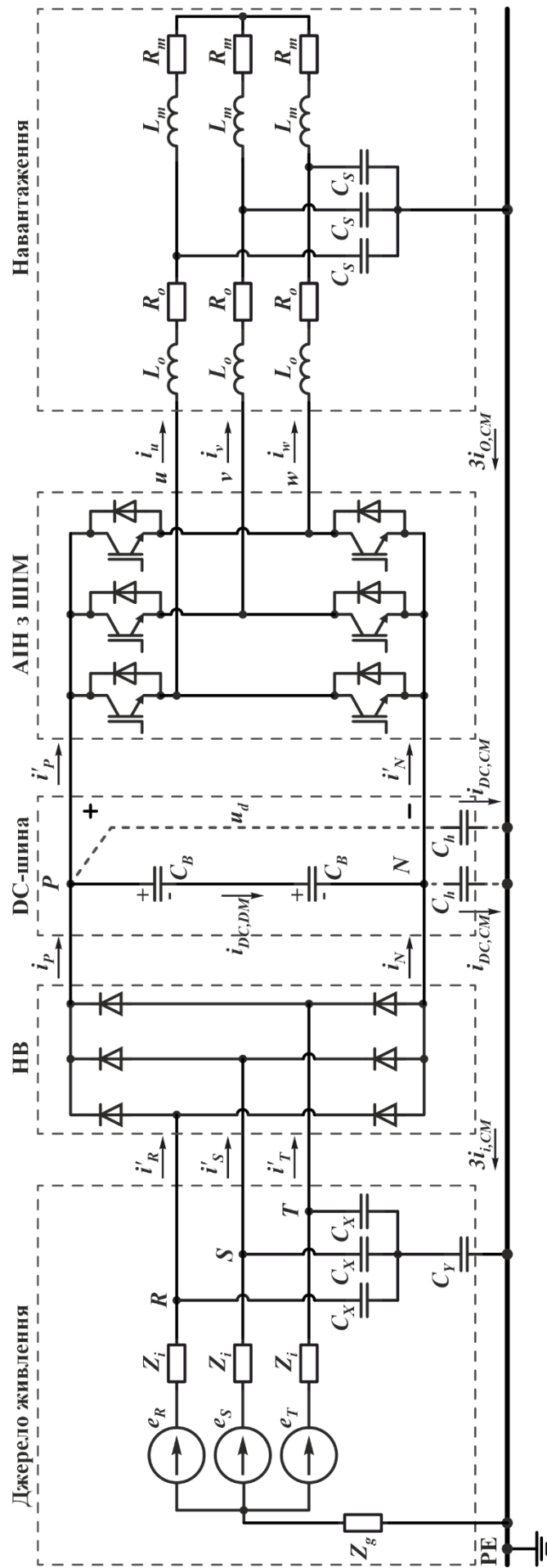


Рисунок 2.16 –Схема ЧРАЕП з поділенням на ключові підсистеми

2. Далі фазні напруги/струми X_j , отримані на попередньому етапі, перетворюються на синфазну X_{CM} та диференційну X_{DM} складову, які визначаються відповідно рівняннями (2.29) та (2.30).

$$X_{CM} \triangleq \sum_{j=1}^p X_j / p; \quad (2.29)$$

$$X_{DM} \triangleq X_j - X_{CM}; \quad \sum_{j=1}^p X_{DM} = 0, \quad (2.30)$$

де p – кількість фаз: $p = 3$ для трифазних кіл і $p = 2$ для шини постійного струму.

Згідно з рівняннями (2.29) та (2.30), матриці перетворення для синфазних і диференційних сигналів позначаються як $T_{1\phi}$ (для шини постійного струму) та $T_{3\phi}$ (для трифазних кіл) і наведені у рівняннях (2.31) та (2.32) відповідно:

$$\begin{bmatrix} X_{1.DM} \\ X_{2.DM} \\ X_{CM} \end{bmatrix} = T_{1\phi} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} \quad \text{де} \quad T_{1\phi} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} X_{1.DM} \\ X_{2.DM} \\ X_{3.DM} \\ X_{CM} \end{bmatrix} = T_{3\phi} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad \text{де} \quad T_{3\phi} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

Отримані рівняння синфазного та диференційного режимів для кожної частини системи електроприводу, а також їх взаємозв'язки, зображено у вигляді діаграми проходження сигналів на рис. 2.17 Значення повних опорів та передатні функції наведені в таблицях 2.5 та 2.6 Після задання станів комутації як для випрямляча, так і для інвертора, ця діаграма дозволяє точно визначити поведінку синфазних і диференційних напруг і струмів у кожній частині системи електроприводу.

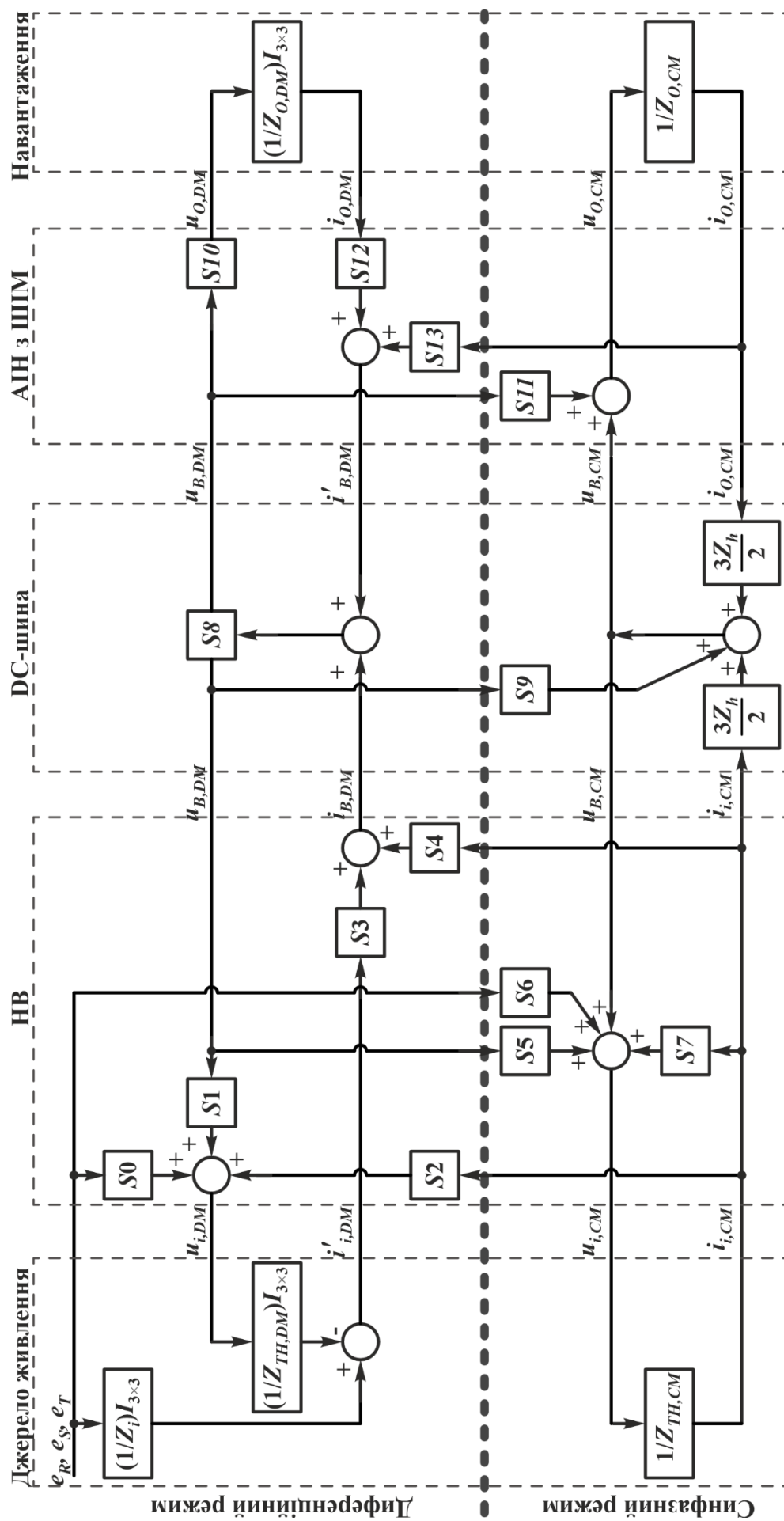


Рисунок 2.17 – Діаграма проходження диференційних та синфазних сигналів

Таблиця 2.5 – Параметри повного опору

Диференційний режим		Синфазний режим	
$Z_{TH,DM}$	$\frac{Z_i Z_X}{Z_i + Z_X}$	$Z_{TH,CM}$	$\frac{(Z_i + 3Z_g)(Z_X + 3Z_Y)}{Z_i + 3Z_g + Z_X + 3Z_Y}$
$Z_{O,DM}$	$Z_O + \frac{Z_S Z_m}{Z_S + Z_m}$	$Z_{O,CM}$	$Z_O + Z_S$

Таблиця 2.6 – Передатні функції відповідно до діаграми на рис. 2.17

Коло випрямляча			
Режим провідності		Режим непровідності	
S0	$\frac{1}{2} \frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \begin{bmatrix} 2\tilde{S}_R & -\tilde{S}_S & -\tilde{S}_T \\ -\tilde{S}_R & 2\tilde{S}_S & -\tilde{S}_T \\ -\tilde{S}_R & -\tilde{S}_S & 2\tilde{S}_T \end{bmatrix}$	$\frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	
S1	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_R & S_S & S_T \\ -S_R & -S_S & -S_T \end{bmatrix}^T$	$[0]$	
S2	$\frac{Z_{TH,DM}}{2} \begin{bmatrix} 3\tilde{S}_R - 1 \\ 3\tilde{S}_S - 1 \\ 3\tilde{S}_T - 1 \end{bmatrix}^T$	$Z_{TH,DM} \begin{bmatrix} 3\tilde{S}_R - 2 \\ 3\tilde{S}_S - 2 \\ 3\tilde{S}_T - 2 \end{bmatrix}^T$	
S3	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_R & S_S & S_T \\ -S_R & -S_S & -S_T \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} S_R & S_S & S_T \\ -S_R & -S_S & -S_T \end{bmatrix}$	
S4	$[0]$	$\frac{1}{2} \left(\sum_{m=R,S,T} S_m \right) \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	
S5	$[0]$	$\frac{1}{2} \left(\sum_{m=R,S,T} S_m \right) [1 \quad -1]$	
S6	$\frac{1}{2} \frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \begin{bmatrix} \tilde{S}_R & \tilde{S}_S & \tilde{S}_T \end{bmatrix}$	$\frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \begin{bmatrix} \tilde{S}_R - 1 & \tilde{S}_S - 1 & \tilde{S}_T - 1 \end{bmatrix}$	

Продовження таблиці 2.6

S7	$Z_{TH.DM} / 2$	$2Z_{TH.DM}$	
Коло шини постійного струму			
S8	$\frac{Z_B}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	S9	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$
Коло інвертора			
S10	$\begin{bmatrix} S_u - S_n & -(S_u - S_n) \\ S_v - S_n & -(S_u - S_n) \\ S_w - S_n & -(S_u - S_n) \end{bmatrix};$ $S_n = \sum_{n=u,v,w} S_n / 3$	S11	$\left(S_n - \frac{1}{2} \right) \begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix};$ $S_n = \sum_{n=u,v,w} S_n / 3$
S12	$\begin{bmatrix} S_u & S_v & S_w \\ -S_u & -S_v & -S_w \end{bmatrix}$	S12	$\left(\sum_{n=u,v,w} S_n - \frac{3}{3} \right) \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$

З діаграми на рис. 2.17 видно, що провідність елементів некерованого випрямляча та інвертора спричиняє взаємозв'язок між синфазними та диференційними напругами і струмами. Це показують блоки S2, S4, S5, S6, S9, S11, S13 та їх відповідні передатні функції, наведені в таблиці 2.6. Таким чином, синфазні та диференційні напруги і струми впливають один на одного й не можуть розглядатися окремо. Для точного аналізу їхньої поведінки необхідно враховувати ці елементи взаємозв'язку.

Еквівалентні схеми ЧРАЕП у диференційному та синфазному режимах

У режимі провідності випрямляча провідниками стають верхній діод фази з найвищою напругою та нижній діод фази з найнижчою напругою, як показано на рис. 2.18.

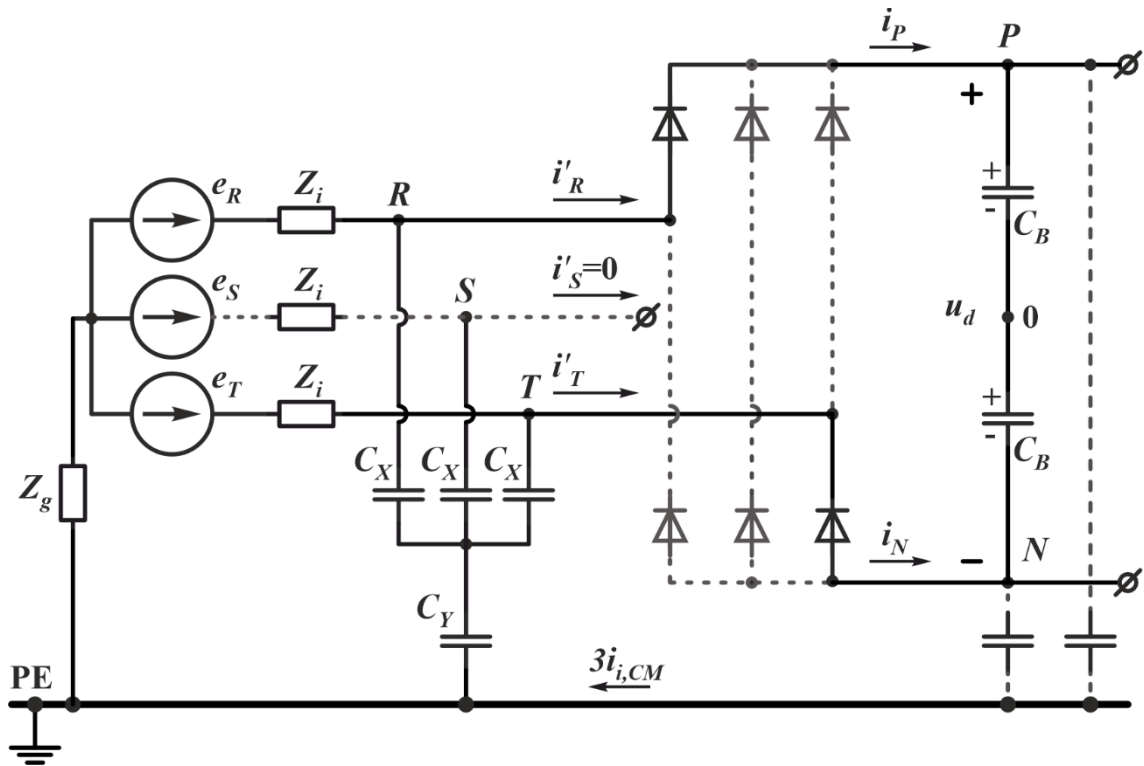
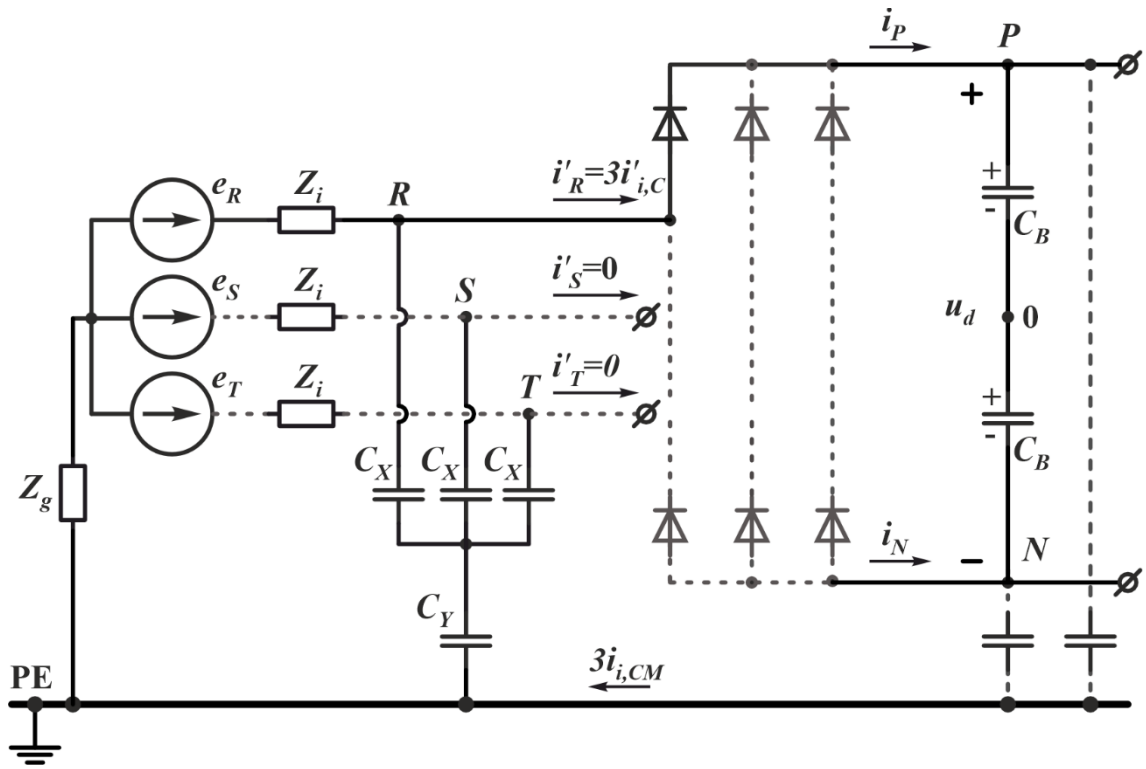


Рисунок 2.18 – Схема випрямляча в режимі провідності, коли $e_R > e_S > e_T$

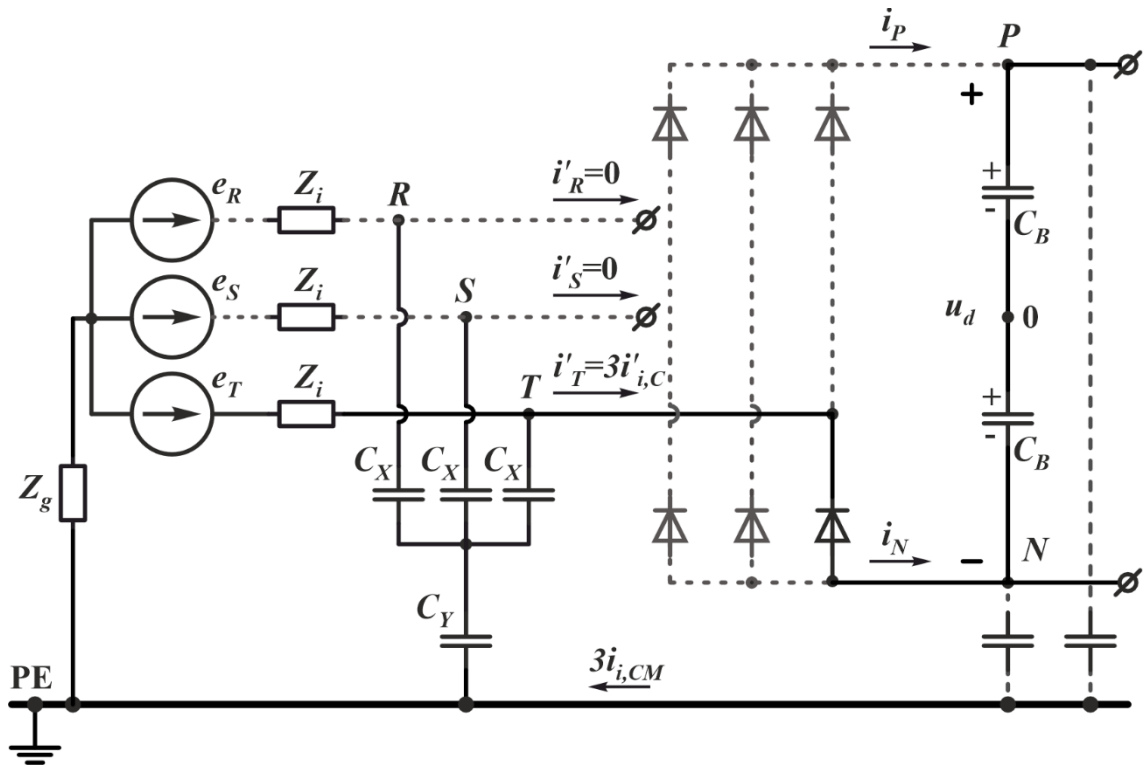
$$(S_{HB} = [1 \quad 0 \quad -1]^T)$$

З іншого боку, у режимі непровідності, коли струм від джерела живлення для заряджання конденсаторів шини постійного струму не споживається, діоди можуть залишатися в режимі провідності внаслідок протікання синфазного струму $i_{i,CM}$, як показано на рис. 2.19. Коли $i_{i,CM} > 0$ провідником стає верхній діод фази з максимальною напругою (рис. 2.19,а). Коли $i_{i,CM} < 0$ навпаки провідником стає нижній діод фази з мінімальною напругою (рис. 2.19,б).

Отже, під час перехідних коливань синфазного струму верхній і нижній діоди по чергово переходять у стан провідності відповідно до знаку синфазного струму, і перемикальні функції $\tilde{S}_R$, $\tilde{S}_S$, $\tilde{S}_T$ мають змінюватися відповідно.



а)



б)

Рисунок 2.19 – Схема випрямляча в режимі непровідності, коли $e_R > e_S > e_T$,

а) $i_{i,CM} > 0$ ($S_{HB} = [1 \ 0 \ 0]^T$); б) $i_{i,CM} < 0$ ($S_{HB} = [0 \ 0 \ -1]^T$)

Підставивши відповідні перемикальні функції S_{HB} , $\tilde{S}_{HB}$ та S_{AIH} у діаграму на рис. 2.17, отримаємо еквівалентні схеми ЧРАЕП для режимів провідності та непровідності, які наведені на рис. 2.20 і 2.21. Відповідні джерела напруги та струму визначаються рівняннями (2.33)–(2.39).

Для $m = R, S, T$:

$$u_{m,DM}^* = S_m \frac{u_d}{2} + \frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \left[\frac{3}{2} \tilde{S}_m e_m - \frac{1}{2} \text{med}(e_R, e_S, e_T) \right]. \quad (2.33)$$

Для $q = u, v, w$:

$$u_{q,DM} = \left(S_q - \sum_{n=u,v,w} s_n / 3 \right) u_d; \quad (2.34)$$

$$i_{P,DM} = S_q - \sum_{m=R,S,T} (s_m \cdot i'_{m,DM}) / 2; \quad (2.35)$$

$$i_{P,DM}'' = \sum_{n=u,v,w} (s_n \cdot i_{n,DM}); \quad i_{P,DM}''' = \left(\sum_{n=u,v,w} s_n - 3 / 2 \right) \cdot i_{O,CM}. \quad (2.36)$$

Режим провідності:

$$u_{HB,CM} = \frac{u_d}{2} + \frac{1}{2} \frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \text{med}(e_R, e_S, e_T). \quad (2.37)$$

Режим непровідності:

$$u_{HB,CM} = \begin{cases} u_d - \frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \max(e_R, e_S, e_T); (i_{i,CM} > 0) \\ -\frac{Z_X}{Z_i + Z_X} \min(e_R, e_S, e_T); (i_{i,CM} < 0) \end{cases}; \quad (2.38)$$

$$u_{AIH,CM} = \left(\sum_{n=u,v,w} s_n / 3 \right) \cdot u_d. \quad (2.39)$$

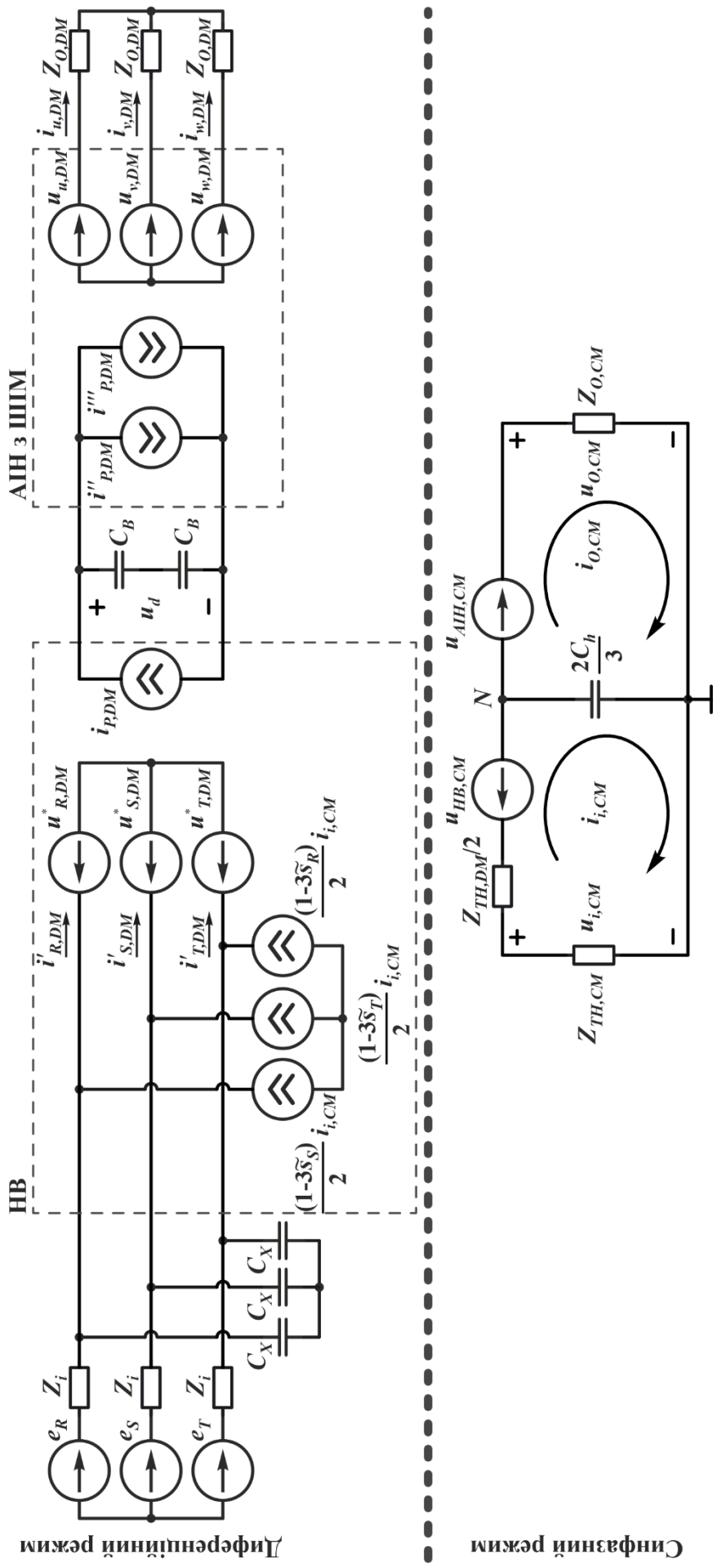


Рисунок 2.20 — Еквівалентна схема диференціальної та синфазної складової ЧРАЕП у режимі провідності

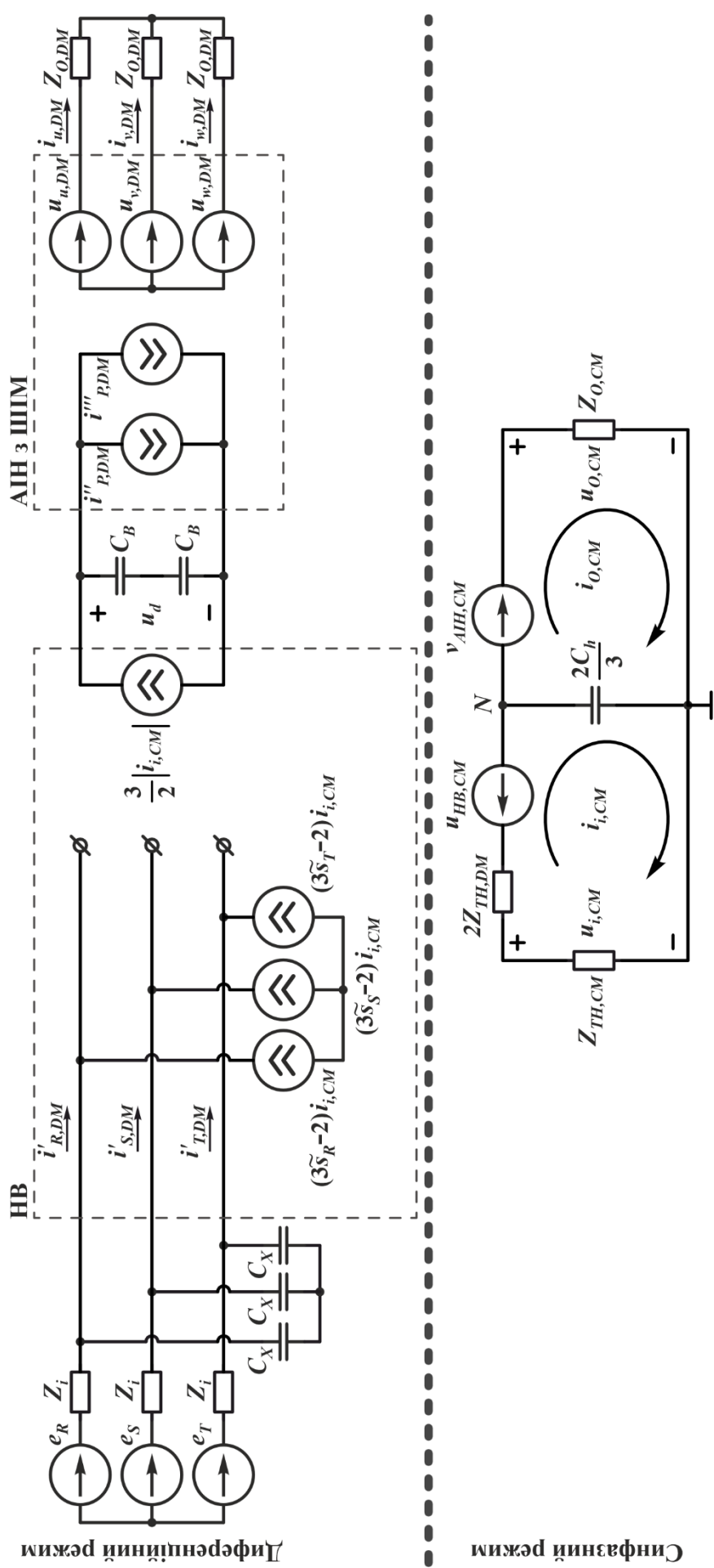


Рисунок 2.21 – Еквівалентна схема диференціальної та синфазної складової ЧРАЕП у режимі непервідності

Слід зазначити, що джерела напруги та струму які знаходяться у блоках НВ, АІН та синфазного режиму, відображають взаємодію між синфазним і диференціальним режимами. Еквівалентні схеми, наведені на рис. 2.20 і 2.21, відображають повну поведінку напруг і струмів у цих режимах для системи ЧРАЕП, оскільки враховують як випрямляч, так і інвертор, а також кількісно представляють зв'язок між режимами СМ і ДМ, що виникає внаслідок комітації елементів випрямляча й інвертора, у вигляді залежних джерел напруги/струму.

Оскільки виведені еквівалентні схеми залежать від стану провідності випрямляча, синфазні та диференціальні напруги і струми в системі електроприводу з інвертором проявляють різну поведінку.

За допомогою представлених еквівалентних схем поведінку синфазного струму можна аналізувати з вищою точністю, ніж за допомогою традиційних еквівалентних моделей [137]. Із рисунків 2.20 та 2.21 видно, що поведінка СМ-струму змінюється залежно від режиму провідності випрямляча, як описано нижче.

У режимі провідності випрямляча (рис. 2.20), залежне джерело напруги $u_{HB,CM}$ у синфазній еквівалентній схемі визначається рівнянням (2.40), тобто:

$$\begin{aligned} u_{HB,CM} &= \frac{u_d}{2} + \frac{1}{2} \text{med}(e_R, e_S, e_T) = \\ &= \frac{1}{2} (\max(e_R, e_S, e_T) - \min(e_R, e_S, e_T)) + \frac{1}{2} \text{med}(e_R, e_S, e_T) = \\ &= -\min(e_R, e_S, e_T) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Джерело можна вважати сталим протягом усього періоду комутації ШІМ. Відповідно, його доцільно розглядати як коротке замикання, що не впливає на перехідну поведінку височастотного синфазного струму.

Навпаки, у режимі непровідності випрямляча (рис. 2.21), згідно з рівнянням (2.45), значення $u_{HB,CM}$ у цьому випадку може бути обчислене як:

$$u_{HB,CM} = \begin{cases} u_d - \max(e_R, e_S, e_T); (i_{i,CM} > 0) \\ -\min(e_R, e_S, e_T); (i_{i,CM} < 0) \end{cases}; \quad (2.41)$$

$$u_{HB,CM} \approx -\min(e_R, e_S, e_T) + \begin{cases} \Delta u; (i_{i,CM} > 0) \\ 0; (i_{i,CM} < 0) \end{cases}, \quad (2.42)$$

де $\Delta u = u_d - [\max(e_R, e_S, e_T) - \min(e_R, e_S, e_T)]$

Зміна напруги Δu обумовлена розрядженням конденсатора шини постійного струму впродовж інтервалу непровідності й зазвичай є незначною. Протягом одного періоду перемикання напруга $u_{HB,CM}$ представляє собою високочастотну коливальну напругу, яка є синфазною зі струмом СМ і доповнюється сталою складовою. Для аналізу перехідних процесів напругу $u_{HB,CM}$ можна грубо апроксимувати як спад напруги на активному опорі. Отже, можна передбачити, що в інтервалі непровідності синфазний струм $i_{i,CM}$ буде більш загасаючим у перехідному режимі порівняно з режимом провідності.

Висновки за розділом 2

1. Розроблено уточнену еквівалентну схему фази статора АД, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус» фазових обмоток, дозволяє достовірно відтворювати частотні залежності повного опору фази двигуна, та, на відміну від попередніх, є адекватною для діапазону частот 1 МГц – 60 МГц.

2. Уточнена еквівалентна схема обмотки статора АД виконана у вигляді зосередженої RLC-схеми. Розвинуто аналітичні вирази для визначення її параметрів за рахунок використання експериментально-встановлених базисних значень повного опору обмотки та його переважного характеру (індуктивний або ємнісний) на характерних частотах (в т.ч. резонансних), які частково спираються на експериментальні частотні залежності повного опору та його фазового зсуву в

3. Створено уточнену еквівалентну модель автономного інвертора напруги з урахуванням власних та паразитних параметрів елементів: провідників, конденсаторів, ключів, а також паразитних ємностей до корпусу. Здійснено імітаційне моделювання системи «АІН з ШІМ – АД» у середовищі Matlab Simulink із застосуванням розроблених удосконалених моделей на базі еквівалентних схем

інвертора та обмоток статора АД. Результати порівняння синфазних та диференційних струмів отриманих експериментальним та імітаційним шляхом підтвердили високу точність та відповідність створеної моделі.

4. Удосконалено методику визначення власних і паразитних параметрів силових кабельних ліній у складі пропульсивних частотно-регульованих асинхронних електроприводів між джерелом живлення і перетворювачем частоти, а також між перетворювачем і асинхронним двигуном, із урахуванням конструкційних особливостей кабелів, кількості жил, екранування та способу прокладання. Ці параметри істотно впливають на формування резонансних контурів і визначають шляхи протікання синфазного струму в системі.

5. Побудовано структурну модель ЧРАЕП із виділенням окремих ключових підсистем: На основі матричного підходу виведено математичні рівняння для перетворення фазних напруг і струмів у синфазні (СМ) та диференційні (ДМ) компоненти. Представлено еквівалентні схеми ЧРАЕП у режимах провідності та непровідності випрямляча. Установлено, що внаслідок комутації силових елементів виникає взаємозалежність між СМ- та ДМ-складовими, що потребує їх обов'язкового урахування при точному аналізі високочастотних електромагнітних завад.

РОЗДІЛ 3

МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ЗНИЖЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД У ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДАХ

3.1 Огляд і класифікація методів та засобів зниження високочастотних електромагнітних завад

На ранньому етапі електромагнітні завади можна зменшити шляхом впливу на джерела їх генерації, в подальшому для зниження кондуктивних завад необхідно застосовувати фільтри. Відповідно ці методи поділяються на дві категорії, як це схематично показано на рис. 3.1.

З точки джерел ЕМЗ, їхнє зниження може бути досягнуто шляхом застосування ШІМ зі змінною частотою комутації та покращенням характеристик комутаційних перехідних процесів у СНП. Крім того, хоча повного усунення синфазної напруги у трифазних дворівневих інверторах досягти неможливо, складні топології інверторів і електродвигунів, розроблені останніми роками, забезпечують можливість теоретичного усунення синфазних напруг.

ШІМ з постійною частотою комутації, таких як векторна ШІМ, широко застосовується в традиційних стратегіях керування інверторами. У разі її використання гармоніки напруги та струму концентруються на кратних до частоти комутації частотах. Такі концентровані гармоніки генерують ЕМЗ на частотах в діапазоні десятків і сотень кГц.

З метою зниження пікових значень ЕМЗ на частоті комутації були впроваджені стратегії зі спектральним розширенням, що дозволяють реалізувати модуляцію зі змінною частотою комутації. Змінна ШІМ розсіює сконцентровані гармоніки на ширшому частотному діапазоні, що призводить до зменшення пікових рівнів ЕМЗ.

Залежно від способу зміни частоти комутації у системах електроприводу можна їх класифікують як випадкову, періодичну та модельно-прогнозовану ШІМ.

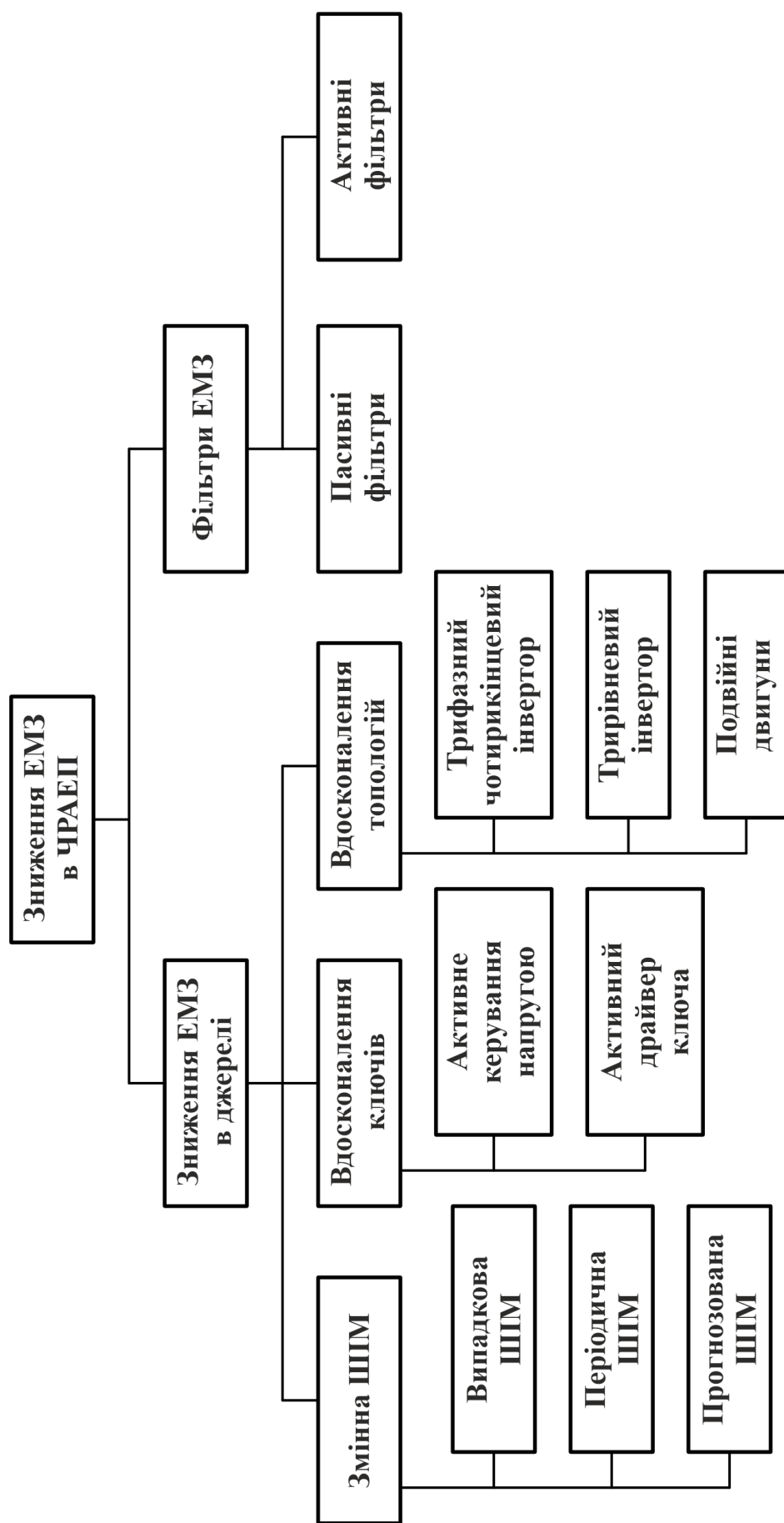


Рисунок 3.1 – Схема основних методів та засобів зниження високочастотних ЕМЗ в ЧРАЕП

На рис. 3.2 порівнюються характерні спектри гармонік струму представлених стратегій змінної ШІМ з відповідними спектрами ШІМ з постійної частотою комутації [83].

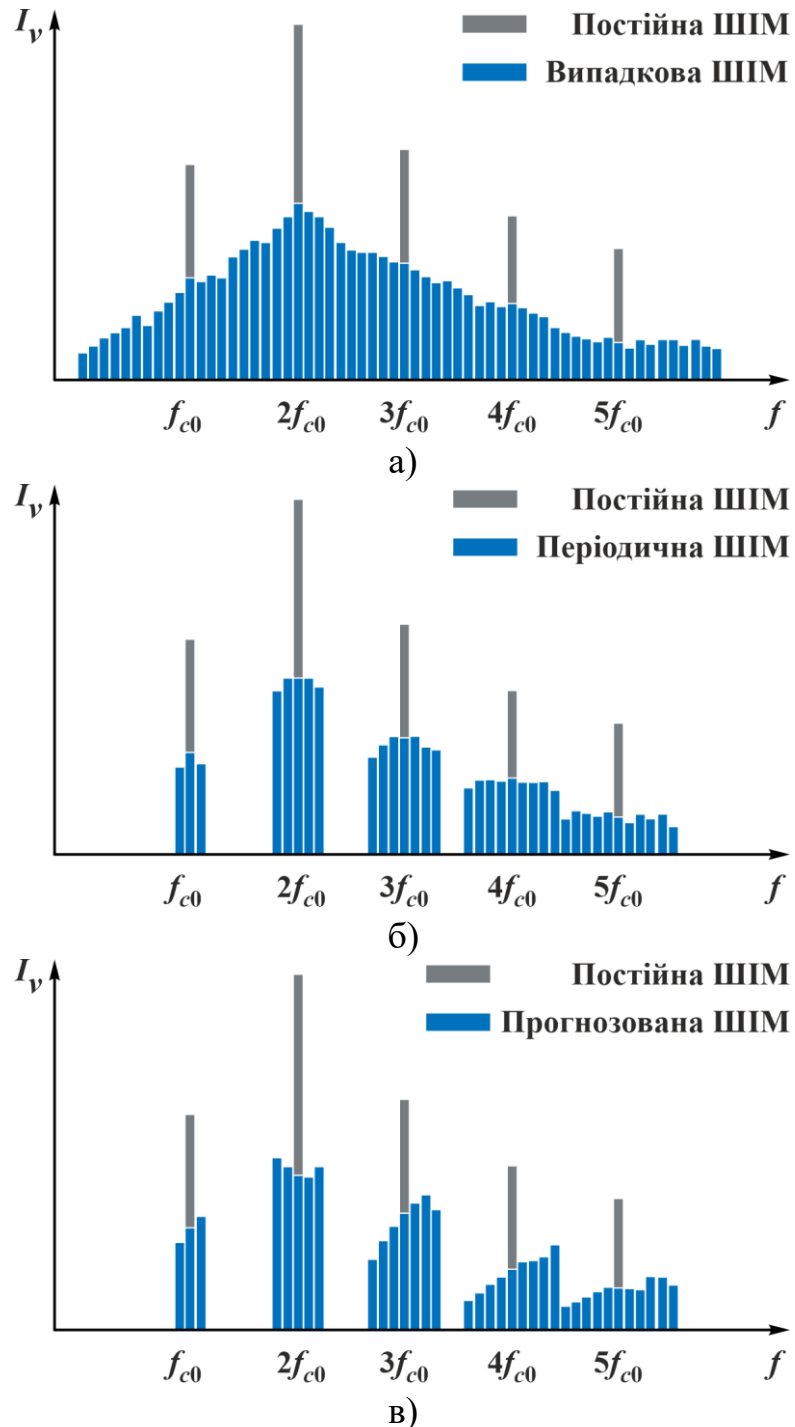


Рисунок 3.2 – Порівняння репрезентативних величини гармонік струму для ШІМ зі змінною частотою комутації та ШІМ зі постійною частотою комутації.

а) випадкова; б) періодична; в) модельно-прогнозована

Випадкова ШІМ керує частотою комутації, змінюючи її випадковим чином по обидва боки від несучої частоти ШІМ f_{c0} .

Генерацію псевдовипадкових сигналів було реалізовано у системі електроприводу в роботі [138], де продемонстровано, що вона дозволяє розсіювати імпульси гармонік лінійної напруги на сусідні частоти. З метою посилення здатності до розподілу гармонік, у [139] запропоновано варіант з використанням кількох несучих частот для підвищення рівня випадковості частоти комутації.

Разом із тим, випадковість комутації породжує низку проблем: втрати на комутацію стають непередбачуваними через випадкову зміну частоти, що ускладнює розрахунок ефективності [140]; не дозволяє керовано розподіляти гармоніки і не є ефективним для придушення певних гармонік; в окремих випадках підвищує вимоги до фільтрів ЕМЗ [141].

Періодична ШІМ змінює частоту комутації періодично в межах певного діапазону Δf_c . Залежно від характеру зміни частоти, класифікують за синусоїдальним, експоненціальним, трикутним або пилоподібним профілем [142–145].

У [146] зазначено, що параметр Δf_c є ключовим фактором, який впливає на ефективність розсіювання гармонік у періодичній ШІМ. Піки ЕМЗ зменшуються зі збільшенням Δf_c . Однак при надмірному збільшенні Δf_c виникає перекриття гармонік, що навпаки знижує ефективність придушення ЕМЗ. Оскільки частота комутації в періодичній ШІМ змінюється періодично, можливо здійснити прогнозування втрат в інверторі для підвищення ефективності та оптимізації проектування.

Для точного керування пульсаціями струму, спричиненими різними стратегіями комутації, у роботах [147-149] представлені дві стратегії, засновані на прогнозуванні пульсацій струму. Розроблено аналітичну модель для прогнозування пульсацій трифазного струму з використанням частоти комутації та коефіцієнта заповнення ШІМ. Частота комутації потім коригується для керування пульсаціями відповідно до заданих вимог щодо їх рівня. Крім того, у [149] досліджено

ефективність зниження ЕМЗ за допомогою модельно-прогнозованого керування ШІМ у системах електроприводу змінного струму.

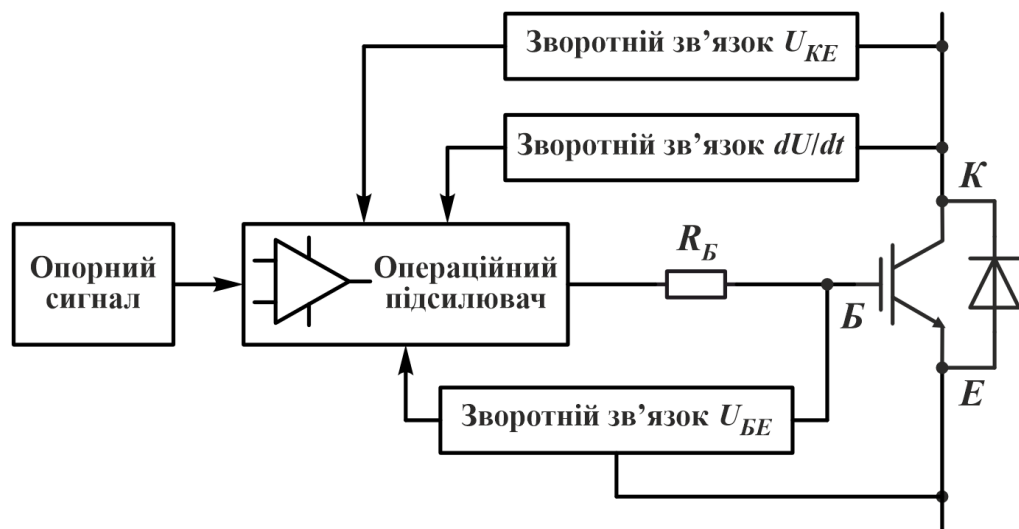
Можна побачити, що така система дозволяє знижувати ЕМЗ на низьких частотах без необхідності використання додаткового апаратного забезпечення. Крім того, поява та зростаюче впровадження широкозонних напівпровідникових пристроїв відкриває перспективу значного підвищення частот комутації, що дозволяє збільшити Δf_c для подальшого посилення ефекту спектрального розсіювання.

Однак через відносно велику тривалість перемикання ШІМ (зазвичай від десятків до сотень мілісекунд) забезпечується обмежене зниження ЕМЗ на високих частотах, що переважно спричинені перехідними процесами при комутації силових ключів. Для зниження ЕМЗ в діапазоні десятків мегагерц необхідно покращити характеристики комутаційних перехідних процесів шляхом застосування вдосконалених схем керування ключами.

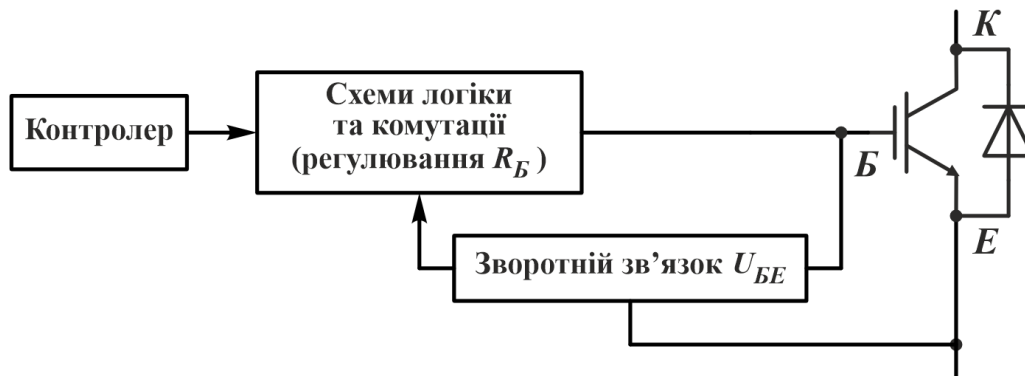
Час перехідних процесів при комутації СНП становить від десятків до сотень наносекунд залежно від типу драйверу ключа. Тому під час комутаційних переходів високе значення dU/dt та супровідні коливання напруги, спричинені невідповідністю імпедансів, як правило, погіршують характеристики ЕМС на високих частотах.

У [150] показано, що граничні частоти спектра ЕМЗ, створених силовими приладами, визначаються коефіцієнтом заповнення ШІМ та часом комутації, що свідчить про значний вплив характеру комутації на рівень ЕМЗ на високих частотах. Зниження ЕМЗ на високих частотах може бути досягнуто шляхом уповільнення комутаційних переходів, хоча це й супроводжується зростанням втрат на комутацію.

У [151] кількісно порівнюються втрати на комутацію IGBT та рівень ЕМЗ. Для досягнення оптимального компромісу між зниженням ЕМЗ та втратами на комутацію все більшу увагу останнім часом привертають методи формування перехідних процесів на основі активного керування напругою та активного драйвера ключа. Типові схеми реалізації цих двох технологій наведені на рис.3.3.



а)



б)

Рисунок 3.3 – Схематичне зображення вдосконалених методів керування вентилем: а) активне керування напругою; б) активний драйвер ключа;

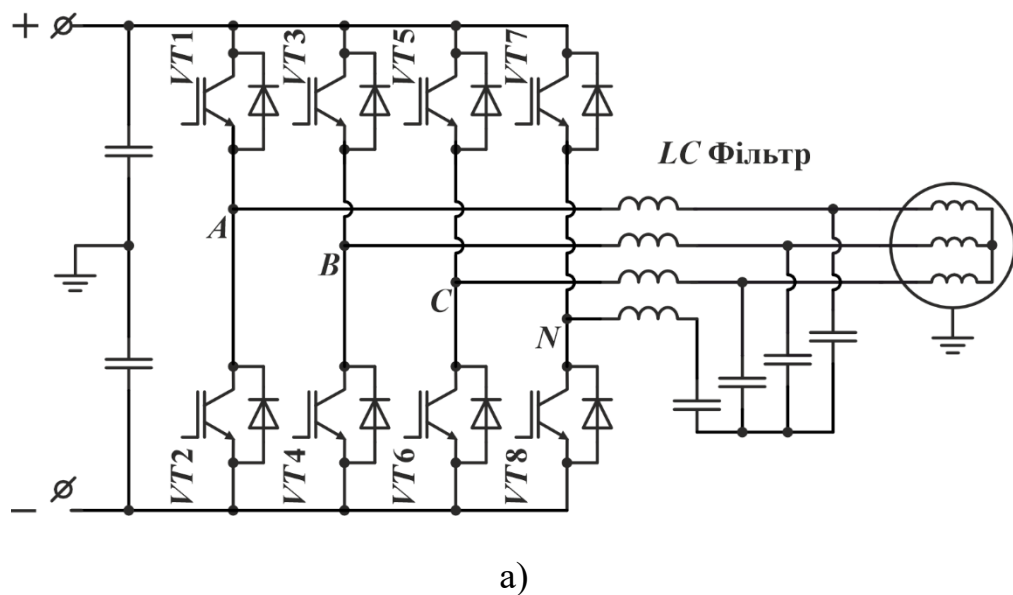
Активне керування напругою є апаратним рішенням для примусового керування перехідною характеристикою напруги колектора IGBT, що слідує за заздалегідь визначеною траєкторією через зворотний зв'язок.

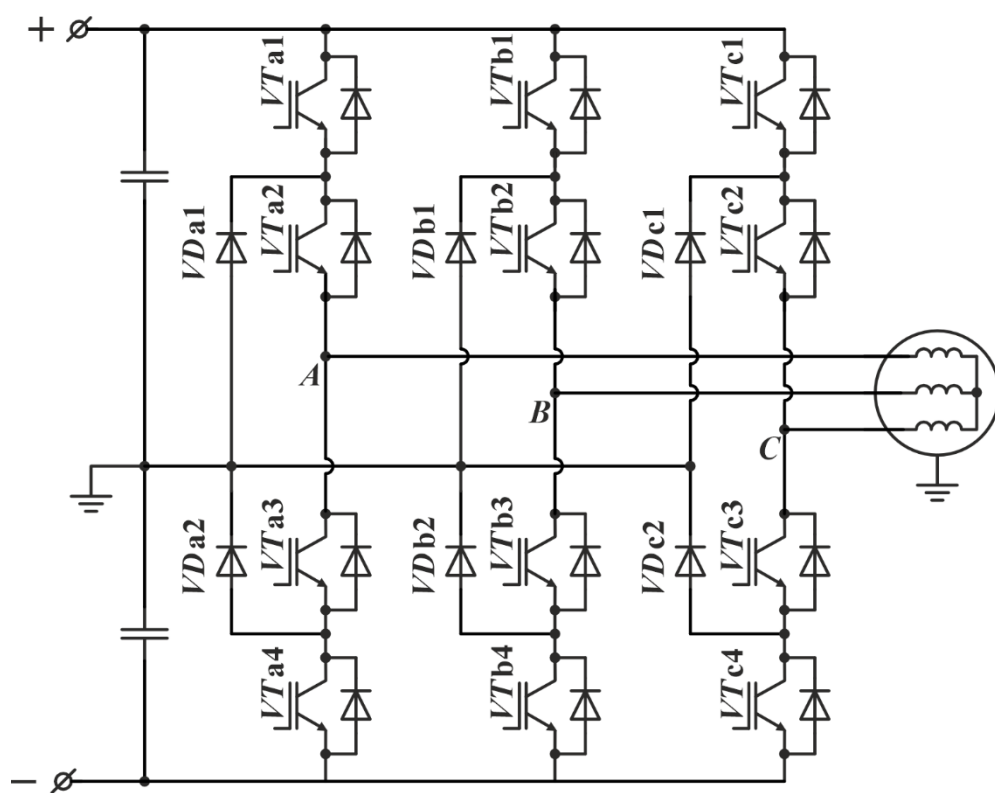
Активний драйвер ключа – це схема керування, яка регулює швидкість комутації шляхом контролю dU/dt та di/dt . У порівнянні з активним керуванням напругою, як правило, призводить до додаткових втрат на комутацію через збільшення часу комутації. У [152] наведено схему керування, яка змінює напругу керування на різних етапах перехідного процесу з метою регулювання швидкості комутації.

Синфазна напруга звичайних трифазних дворівневих інверторів не може бути рівною нулю в будь-який момент часу, тому синфазні ЕМЗ не можуть бути повністю усунуті в таких інверторах. Для зниження або навіть усунення синфазних струмів розробляються різноманітні складні топології інверторів та машин. Топології, що застосовуються для усунення або зниження ЕМЗ, включають трифазні чотиріконцеві інвертори, трирівневі інвертори, паралельні інвертори та подвійні трифазні машини. Схеми таких конфігурацій наведені на рис. 3.4.

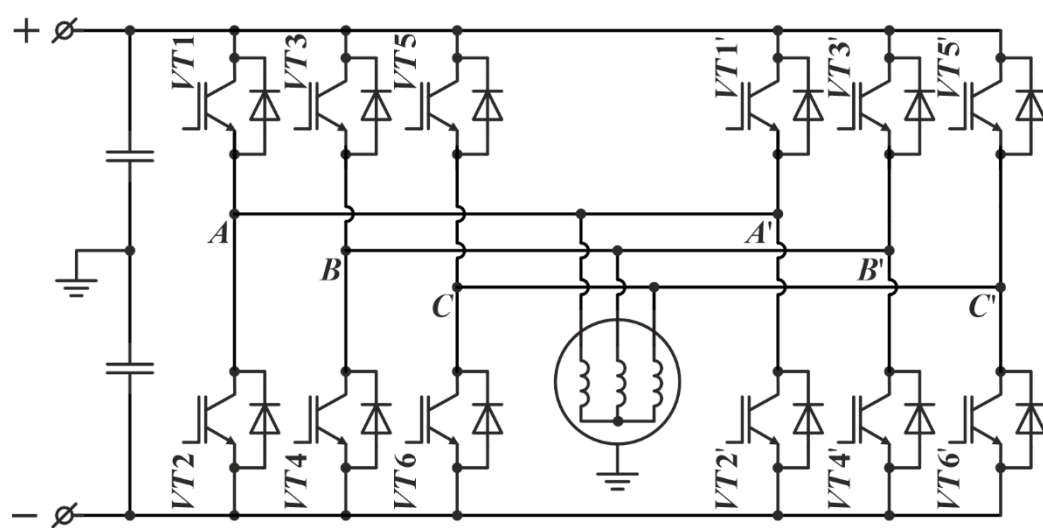
Концепція чотирікінцевого інвертора була впроваджена в електроприводи у [153]. Чотири пасивні LC-фільтри встановлюються в точках виходу чотирьох гілок для підключення четвертої гілки до трифазної системи, що вводить незначний дисбаланс навантаження. Для усунення синфазної напруги необхідно розробити спеціальні стратегії модуляції, в яких заборонено використання нульових векторів.

Синфазна напруга може бути усунена, якщо інвертор працює у 6 із 16 можливих станів комутації. Таким чином, векторна ШІМ, яка використовується в традиційних інверторах, може працювати використовуючи 6 просторових векторів з нульовою синфазною напругою. Хоча її усунуто, кількість доступних векторів зменшується, що знижує ефективність використання напруги постійного струму.





б)



В)

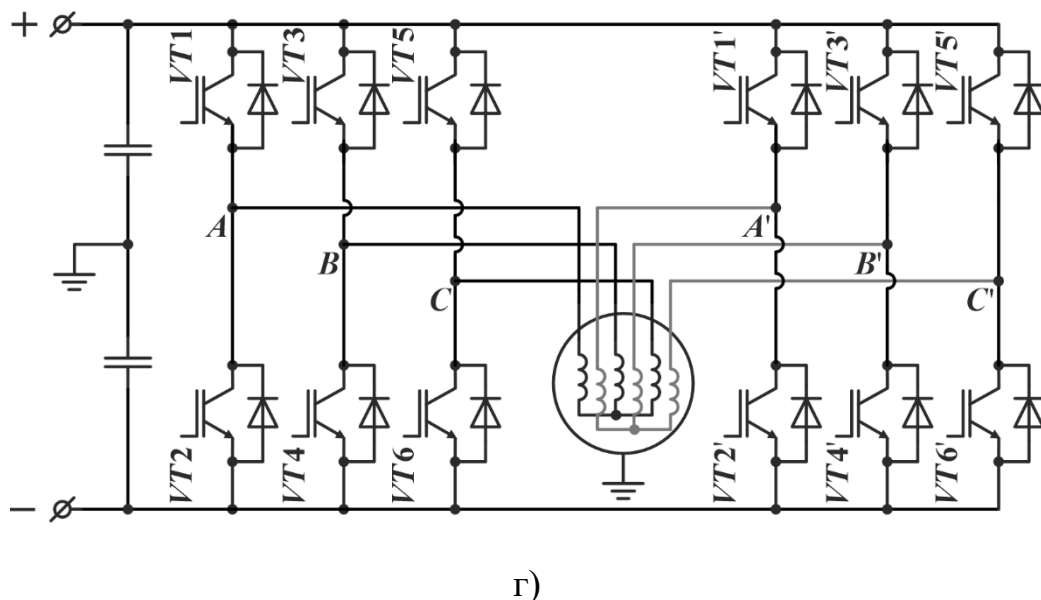


Рисунок 3.4 – Схеми модифікованих топологій інвертора та машин:
а) чотирикінцевий інвертор; б) трирівневий інвертор; в) паралельні інвертори; г) подвійні трифазні двигуни.

У [154] трирівневий інвертор поєднується з чотирикінцевим інвертором. Трирівневий інвертор надає більше можливостей уникнути нульових векторів і не знижує використання напруги постійного струму. Четверта гілка може використовуватися не лише для усунення синфазної напруги, але й для розробки відмовостійких електроприводів.

Щодо зниження ЕМЗ, порівняно з розглянутими варіантами, паралельні інвертори не тільки мають більше варіантів реалізації, а й здатні зменшувати обрані гармоніки за рахунок зсуву фаз несучих частот двох паралельних інверторів. Порядки обраних гармонік залежать від кута зсуву фаз. У [155] гармоніки різних порядків зменшуються шляхом оптимізації кута зсуву фаз, що дозволяє зменшити величини пасивних компонентів диференційних та синфазних фільтрів ЕМЗ. Проте зсув фаз між двома паралельними інверторами також викликає появу синфазних та диференційних циркуляційних струмів між ними.

У [156] усунення синфазної напруги досягається в асиметричному шестифазному двигуні з переплетеними обмотками за допомогою зсуву фаз несучих частот ШІМ.

Хоча використання складних топологій може, принаймні в теорії, усунути синфазні напруги, це призводить до збільшення пульсацій та гармонік на виході, зростання втрат на комутацію та зниження використання напруги шини.

З розвитком сучасних напівпровідникових комутаційних пристроїв стала можливою робота СНП з високою частотою перемикання, що суттєво підвищило ефективність інверторів з ШІМ модуляцією. Добре відомо, що інвертори на базі джерела напруги з ШІМ мають дві суттєві проблеми. Перша полягає в тому, що висока швидкість наростання диференційної напруги (dU/dt) — від 0 до 650 В за час менше ніж 0,1 мкс — може пошкоджувати ізоляцію обмоток двигуна та, як наслідок, зменшувати його ресурс [158–162]. Друга проблема — це високе dU/dt синфазної напруги на виводах двигуна, яка генерується інвертором з ШІМ і призводить до виникнення високочастотних синфазних струмів на землю та індукує напругу на валу через електростатичний зв'язок між статором і ротором [161, 162].

У літературі запропоновано багато методів для зменшення наростання напруги (dU/dt) у диференційному режимі [159, 160, 164]. Найпоширенішим із них є використання RLC-фільтра на виході інвертора.

Методи зниження синфазної напруги також були запропоновані в роботах [165–169]. Зокрема, активний синфазний фільтр показав високу ефективність у зниженні як пікового, так і середньоквадратичного значення синфазної напруги, створюваної ШІМ-інвертором. Типовий активний синфазний фільтр, що зображено на рис. 3.5, складається з контурів виявлення, обробки та компенсації синфазної напруги [157].

Його структура включає три основні частини:

1. Реєстратор синфазної напруги з кількома конденсаторами, підключеними до виходів перетворювача;
2. Емітерний підсилювач, керований напругою, виявленою детектором;
3. Синфазний трансформатор з кількома обмотками, який компенсує синфазну напругу шляхом накладення вихідної напруги з емітерного повторювача на вихід перетворювача.

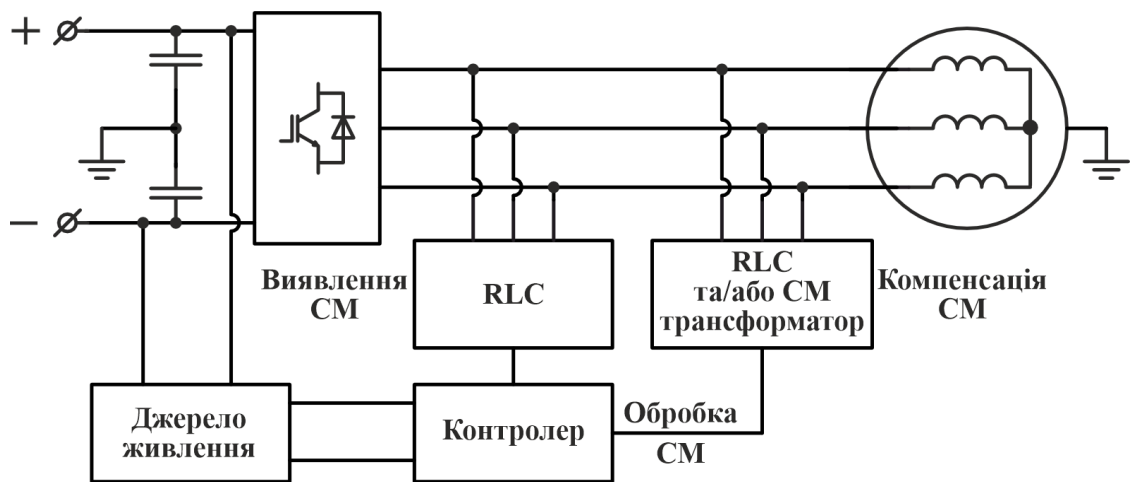


Рисунок 3.5 – Схема типового активного синфазного фільтру

Оскільки конденсатори детектора синфазної напруги підключені безпосередньо до виходів інвертора, їх номінали мають бути достатньо малими, щоб уникнути імпульсів струму у вигляді сплесків. В іншому випадку силові напівпровідникові прилади можуть бути пошкоджені.

Напруга постійного струму з шини використовується як джерело живлення для емітерного повторювача. Відповідно, вимагається, щоб номінальна напруга транзисторів, які використовуються в емітерному повторювачі, перевищувала напругу шини постійного струму. Як правило, важко знайти транзистори, номінальна напруга яких перевищує 400 В.

Щоб задовольнити цю вимогу, в роботі [162] було запропоновано вдосконалений варіант, у якому для живлення фільтру використовуються два незалежні джерела постійної напруги. Таким чином, транзистори з невисокою номінальною напругою можуть бути використані в конструкції активного синфазного фільтру. Однак у такому випадку коефіцієнт трансформації синфазного трансформатора повинен відповідати співвідношенню поділу напруги у мережі конденсаторів. Очевидно, що використання двох незалежних джерел живлення є незручним для практичного впровадження. Крім того, слід наголосити, що активні фільтри синфазної напруги не зменшують dU/dt у диференційному режимі.

3.2 Комбінований пасивний фільтр

Структура комбінованого пасивного фільтру, який рекомендується використовувати для ефективного зниження високочастотних електромагнітних завад в колах частотно-регульованих асинхронних електроприводів на базі перетворювачів частоти з ШІМ автономними інверторами напруги, зображена на рис. 3.6. У цій схемі RLC -ланка виконує дві функції:

1. Формує RLC -фільтр для зменшення рівнів наростання диференційної напруги dU/dt ;
2. RC -ланки забезпечують реєстрацію синфазної напруги та формування компенсуючого впливу для чотириобмоткового синфазного трансформатора (СМТ).

Оскільки між виходом інвертора та RC елементами встановлені індуктивності, імпульсні струми під час комутації інвертора не виникають.

Значення конденсаторів C на рис. 3.6 є більшим, ніж значення конденсаторів, що підключається до виходу інвертора у схемах з активними синфазними фільтрами [166]. Тому RC елементи здатні забезпечити достатній струм для живлення СМТ, що дозволяє відмовитися від підсилювачів струму.

Один з виводів первинної обмотки синфазного трансформатора L_1 , позначений «*», підключено до точки загального з'єднання RC -ланок диференційного фільтра O_f , а інший — до нейтральної точки N шини постійного струму інвертора. C_g — паразитні ємності між лінійним трансформатором і землею, а також між двигуном і землею.

Для аналізу принципу зниження синфазної напруги використовуються три джерела синфазної напруги, що позначаються як u_{ci} та представляють синфазні напруги на виході інвертора. Еквівалентна схема для аналізу протікання синфазної напруги зображена на рис. 3.7.

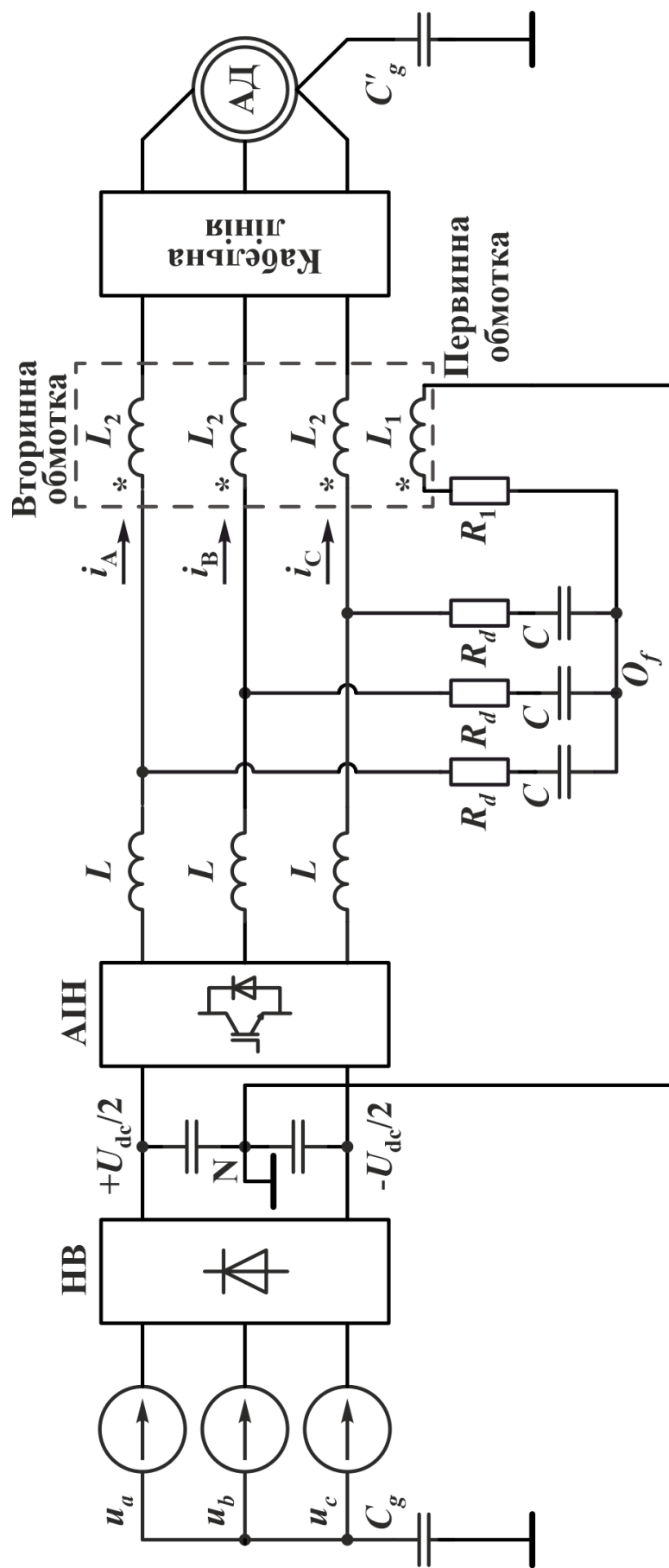


Рисунок 3.6 – Структура комбінованого пасивного фільтру

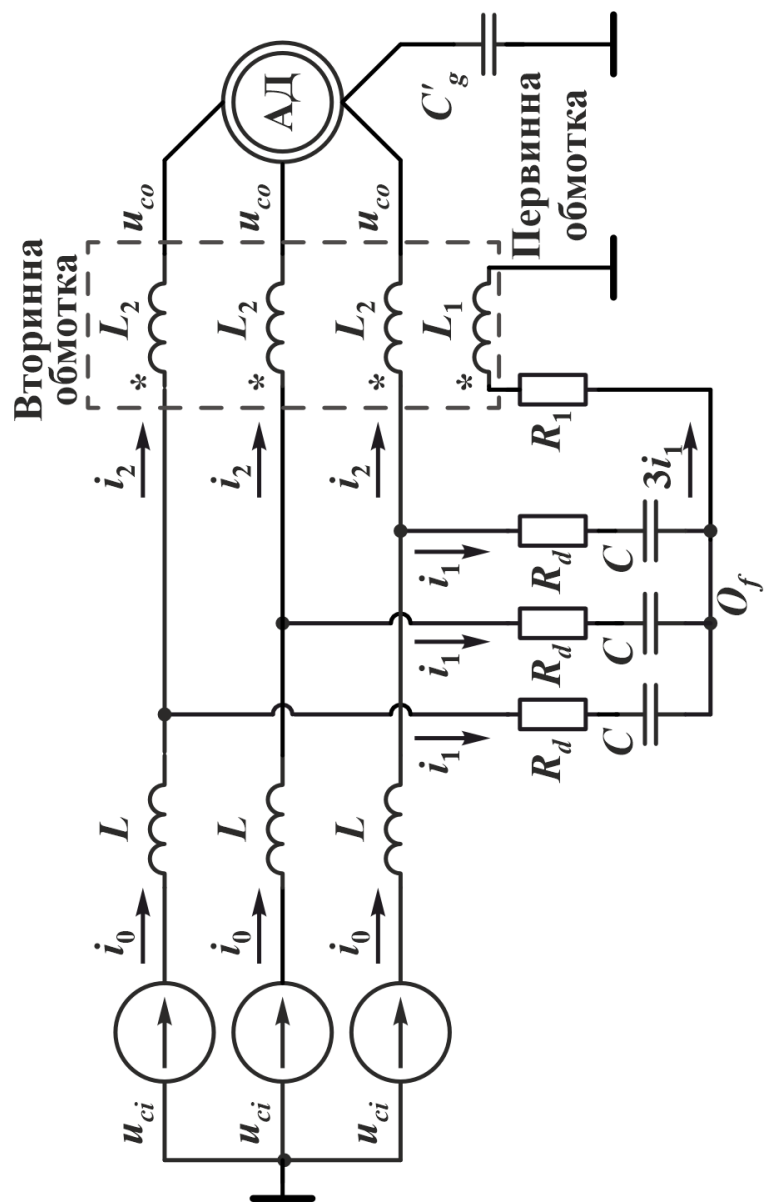


Рисунок 3.7 – Еквівалентна схема комбінованого пасивного фільтра для дослідження синфазної напруги

У комплексній частотній області, рівняння, що описують СМТ при нульових початкових умовах, як показано на рис. 3.8,а, можна записати у такому вигляді:

$$\begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3L_1s & 3Ms \\ 3Ms & (L_2 + 2M')s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

де s – комплексна частота; M – взаємна індуктивність між первинною та вторинною обмотками синфазного трансформатора; M' – взаємна індуктивність між будь-якими двома вторинними обмотками; $U_1(s) = L(u_1)$ – представляє напругу u_1 перетворену за Лапласом; Інші напруги та струми мають аналогічне позначення $U_1(s)$.

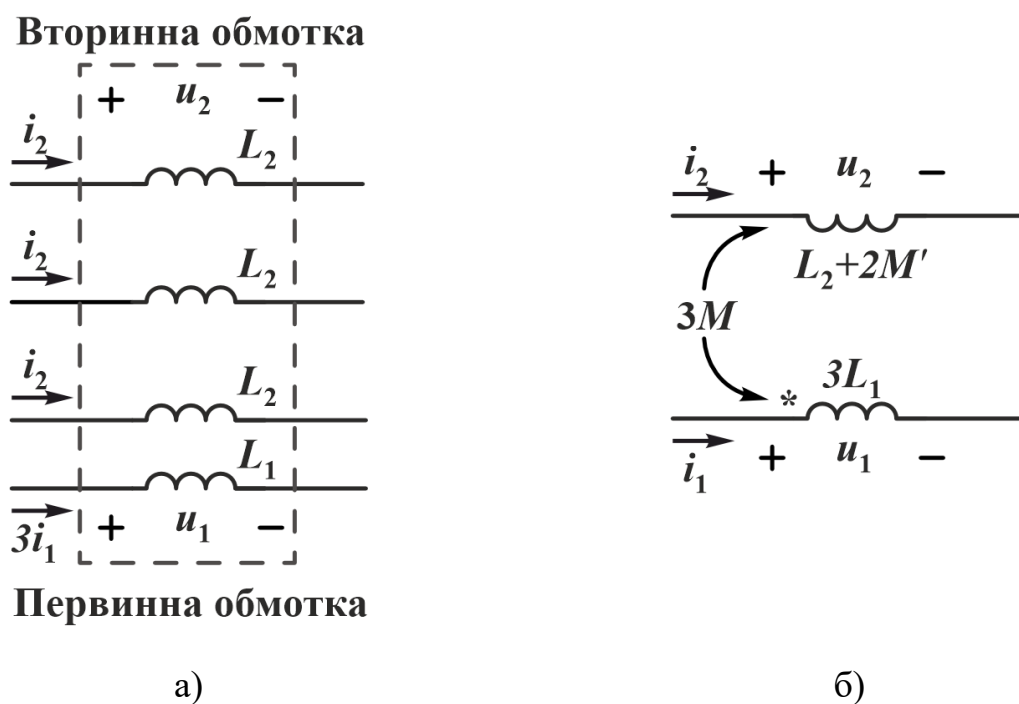


Рисунок 3.8 – Схема синфазного трансформатора (а) та його еквівалентна схема (б)

Відповідно до рівняння (3.1), еквівалентну схему СМТ можна подати у вигляді, наведеному на рис. 3.8,б.

Беручи до уваги з'єднання між диференційним RLC -фільтром та первинною обмоткою L_1 синфазного трансформатора, еквівалентна схема фільтру зображена на рис. 3.9, де $R = R_d + 3R_1$.

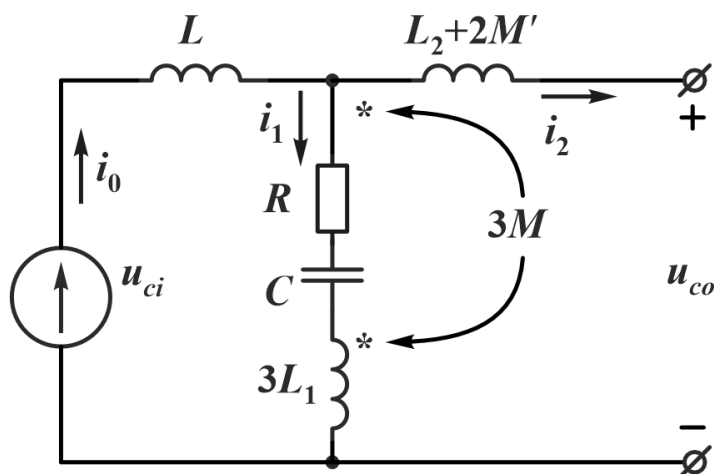


Рисунок 3.9 – Еквівалентна схема комбінованого пасивного фільтра із урахуванням взаємоіндуктивності

За допомогою усунення взаємної індуктивності та застосування теореми Тевенена, рис. 3.9 може бути спрощено до рис. 3.10,а, а потім — до рис. 3.10,б.

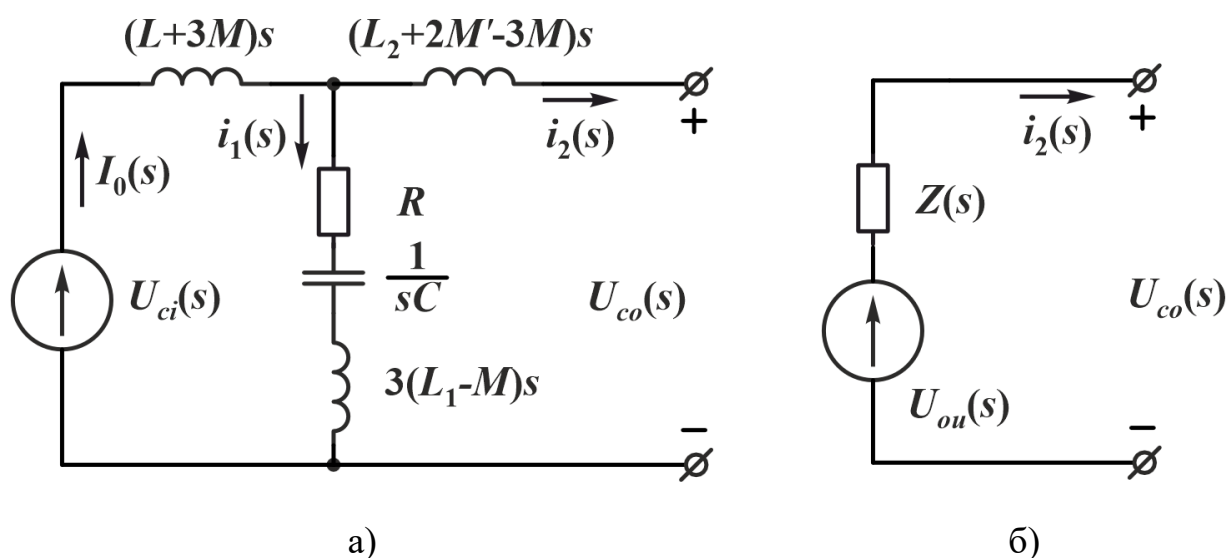
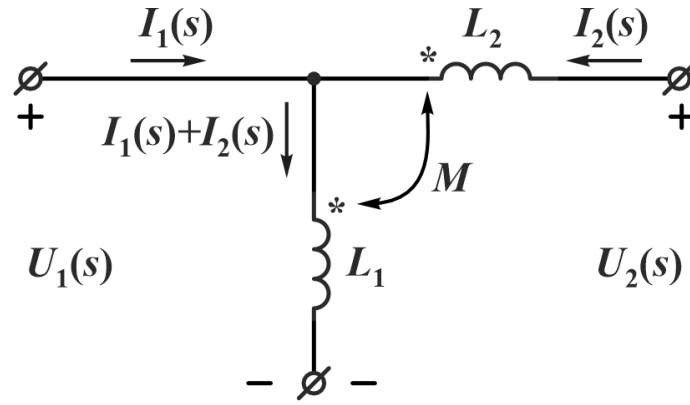
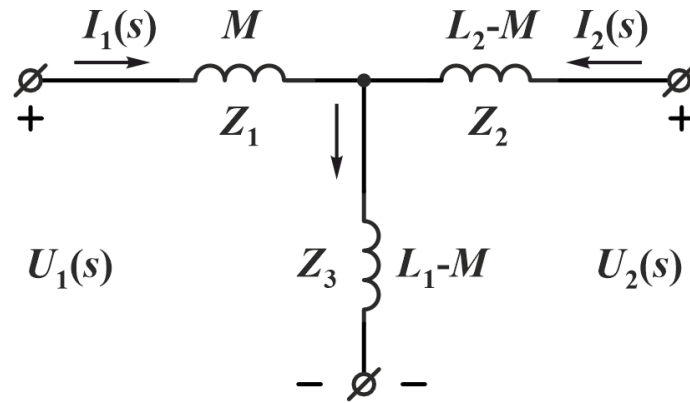


Рисунок 3.10 – Еквівалентна схема фільтра без взаємоіндуктивності (а);
Еквівалентна схема згідно з теоремою Тевенена (б).

Для доведення можливості усунення взаємної індуктивності розглянемо як приклад схему зображену на рис. 3.11, де дві котушки мають спільну точку підключення.



а)



б)

Рисунок 3.11 – Знаходження еквівалентної схеми без взаємної індуктивності для котушок зі спільною точкою підключення.

Еквівалентна схема з взаємною індуктивністю (а);

Еквівалентна схема без взаємної індуктивності (б).

Припускаючи, що схема має нульові початкові умови, за законом Кірхгофа напруги $U_1(s)$ та $U_2(s)$ можуть бути виражені через струми $I_1(s)$ та $I_2(s)$ у s -області (області Лапласа) наступним чином:

$$\begin{cases} U_1(s) = sL_1[I_1(s) + I_2(s)] - sMI_2(s) \\ \quad = Z_{11}I_1(s) + Z_{12}I_2(s) \\ U_2(s) = sL_2I_2(s) - sM[I_1(s) + I_2(s)] + U_1(s) \\ \quad = Z_{21}I_1(s) + Z_{22}I_2(s) \end{cases} \quad (3.2)$$

Матриця повних опорів для схеми, зображеної на рис. 3.11,а, визначається як:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_1 & s(L_1 - M) \\ s(L_1 - M) & s(L_1 + L_2 - 2M) \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Відповідно до методу еквівалентного Т-подібного кола двополюсної мережі, еквівалентні повні опори на рис. 3.11,б можуть бути обчислені як:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Z_{11} - Z_{12} = sM ; \\ Z_2 &= Z_{22} - Z_{21} = s(L_2 - M) ; \\ Z_3 &= Z_{12} = s(L_1 - M) . \end{aligned} \quad (3.4)$$

Таким чином, згідно з рівнянням (3.4), еквівалентну схему для рис. 3.11,а можна представити у вигляді, наведеному на рис. 3.11,б.

Застосувавши аналогічну процедуру до рис. 3.9, отримаємо еквівалентну схему без взаємної індуктивності, яка показана на рис. 3.10,а.

Еквівалентна напруга $U_{ou}(s)$ та повний опір $Z(s)$ визначаються наступним чином:

якщо $i_2 = 0$, тоді $u_{ou} = u_{cu}$. З рис. 3.10,а, у комплексній частотній області отримуємо:

$$\begin{aligned} U_{ou}(s) &= U_{co}(s) |_{I_2(s)=0} = \\ &= \frac{R + \frac{1}{sC} + 3(L_1 - M)s}{(L + 3M)s + R + \frac{1}{sC} + 3(L_1 - M)s} \times U_{ci}(s) = \\ &= \frac{3(L_1 - M)Cs^2 + RCs + 1}{(3L_1 + L)C[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2]} \times U_{ci}(s) = \\ &= H_{ou}(s)U_{ci}(s) \end{aligned} \quad (3.5)$$

де ω_0 – резонансна кутова частота, а Q — добротність еквівалентної схеми фільтру визначається за наступними виразами:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(3L_1 + L)C}} \quad (3.6)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{(3L_1 + L)}{C}} \quad (3.7)$$

Еквівалентний повний опір схеми, зображеної на рис. 3.10,а, визначається за формулою:

$$\begin{aligned} Z(s) &= [(L + 3M)s] \parallel \left[R + \frac{1}{sC} + 3(L_1 - M)s \right] + (L_2 + 2M' - 3M)s = \\ &= \frac{[3L_1(L_1 + L_2) + LL_2 - 6ML + 2M'(3L_1 + L) - M^2]Cs^3}{(L + 3L_1)C[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2]} + \\ &\quad + \frac{(L + L_2 + 2M')RCs^2 + (L + L_2 + 2M')s}{(L + 3L_1)C[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2]} \end{aligned} \quad (3.8)$$

З рівняння (3.5) передатну функцію синфазною складовою напруги можна записати у вигляді:

$$H_{ou}(s) = \frac{U_{ou}(s)}{U_{ci}(s)} = \frac{3(L_1 - M)Cs^2 + RCs + 1}{(3L_1 + L)C[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2]} \quad (3.9)$$

Розрахунок параметрів комбінованого високочастотного пасивного фільтра можна поділити на два етапи. Перший етап полягає у визначенні значень компонентів L , R_d і C відповідно до вимог щодо фільтрації диференційного dU/dt . Цей етап можна виконувати незалежно, оскільки СМТ не впливає на диференційний режим.

Еквівалентна схема диференційного фільтра показана на рис. 3.12 [159, 160].

Передатна функція для схеми на рис. 3.12 має вигляд:

$$H(s) = \frac{U_0(s)}{U_i(s)} = \frac{3RCs + 1}{LCs^2 + 3RCs + 1} = \frac{2\zeta_1\omega_{1n}s + \omega_{1n}^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_{1n}s + \omega_{1n}^2}; \quad (3.10)$$

де ζ_1 – коефіцієнт затухання, а ω_{1n} – кутова резонансна частота, які визначаються співвідношеннями (3.11).

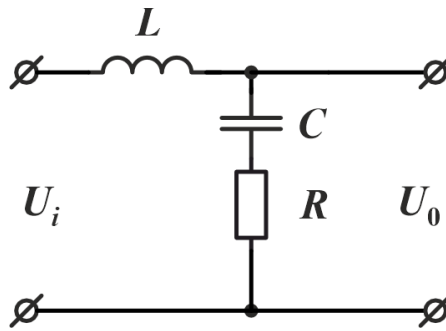


Рисунок 3.12 – Еквівалентна схема диференційного фільтра

$$\begin{cases} \zeta_1 = \frac{3R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \\ \omega_{1n} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases} \quad (3.11)$$

З формули (3.10) видно, що вона має характеристику низькочастотного фільтра. Шляхом вибору параметрів кола так, щоб $\zeta_1 > 1$, фільтр може ефективно знижувати значення dU/dt диференційної напруги.

Згідно з визначенням граничної кутової частоти, її значення визначається як:

$$|H(j\omega_c)| = 1/\sqrt{2}. \quad (3.12)$$

Таким чином, при виборі $\zeta_1 \gg 1$ значення граничної кутової частоти ω_{1c} визначається як:

$$\omega_{1c} \approx \omega_{1n} \sqrt{2(1 + 2\zeta_1^2)}. \quad (3.13)$$

Для задоволення вимог до фільтрації найнижча гранична кутова частота (при $\zeta_1 = 1$) визначається за формулою:

$$\omega_{1c} = 2.45\omega_{1n} = 2.45 / \sqrt{LC}. \quad (3.14)$$

Для диференційного фільтра значення ємності C обирається в діапазоні 20–60 мкФ з метою забезпечення вищої вихідної напруги.

Згідно з формулою (3.13), гранична частота ω_{1c} повинна бути значно меншою за частоту перемикання інвертора ($\omega_{1c} \ll 2\pi f_s$), щоб ефективно придушувати високочастотні гармоніки, присутні у вихідній напрузі інвертора. Як правило,

значення ω_{1c} вибирається на рівні 0.2–0.4 від кругової частоти перемикавання. Відповідно, для заданого коефіцієнта згасання ζ_1 значення індуктивності L визначається за формулою:

$$L = (0.2 \sim 0.4) \frac{2(1 + 2\zeta_1^2)}{(2\pi f_s)^2 C}. \quad (3.15)$$

Щоб ефективно знижувати синфазну напругу, бажано, щоб передатна функція $H_{ou}(s)$ мала низькочастотний характер. З рівняння (3.8) видно, що цього можна досягти, якщо виконати наступні умови:

$$L_1 = M. \quad (3.16)$$

З метою спрощення виготовлення СМТ доцільно задати:

$$L_1 = L_2 = M = M'. \quad (3.17)$$

У такому випадку коефіцієнт зв'язку синфазного трансформатора становить;

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2} = 1. \quad (3.18)$$

Це означає, що необхідно застосовувати ідеально з'єднаний синфазний трансформатор з чотирма однаковими обмотками.

За цієї умови передатна функція синфазної напруги $H_{ou}(s)$ та еквівалентний повний опір $Z(s)$ можуть бути записані відповідно до рівнянь (3.8) та (3.9) у такому вигляді:

$$H_{ou}(s) = \frac{RCs + 1}{(3L_1 + L)C \left[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \right]} \quad (3.19)$$

$$Z(s) = \frac{RCs^2 + s}{C \left[s^2 + (\omega_0 / Q)s + \omega_0^2 \right]} \quad (3.20)$$

Крім того з рис. 3.6 виходить, що коли $L_1 = L_2 = M = M'$, то падіння диференційної напруги на вторинній обмотці синфазного трансформатору дорівнює нулю, тобто:

$$\begin{aligned}
u_d &= L_1 \frac{di_A}{dt} + M' \frac{di_B}{dt} + M' \frac{di_C}{dt} = \\
&= L_1 \frac{d}{dt} (i_A + i_B + i_C) = 0
\end{aligned}
\tag{3.21}$$

Ця перевага означає, що синфазний трансформатор з $L_1 = L_2 = M = M'$ не впливає на диференційну напругу.

Як магнітне осердя для синфазного трансформатору слід використовувати матеріал із високою магнітною проникністю, широким частотним діапазоном та високою індукцією насичення, такий як ферити $Mn-Zn$. Це дозволяє забезпечити коефіцієнт зв'язку k , близький до 1, та максимально лінійну роботу трансформатора.

З рівняння (3.21) бачимо, що високе значення індуктивності L_1 є бажаним для досягнення кращої низькочастотної характеристики передатної функції $H_{ou}(s)$.

Також слід розуміти, що основні гармоніки синфазної напруги зосереджені на або вище частоти перемикавання, тому резонансні кутові частоти функцій $H_{ou}(s)$ і $Z(s)$ повинні відповідати:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{(L + 3L_1)C}} < \frac{1}{\sqrt{LC}} \ll 2\pi f_s
\tag{3.22}$$

де f_s — частота перемикавання ключів інвертора.

Резонанс гармонік вищих порядків не виникає в схемі фільтра. Однак резонанс гармонік нижчого порядку теоретично можливий. Як було розглянуто, резонанс функцій $H_{ou}(s)$ та $Z(s)$ відбувається на одній і тій самій частоті. Отже, синфазна напруга не може бути підсилена внаслідок резонансу.

Крім того, синфазна напруга з низькою частотою не становить загрози для двигуна. Таким чином, значення L_1 та L_2 можуть визначатися досить вільно. Проте їхні максимальні значення можуть бути обмежені втратами, габаритами та вартістю трансформатора, а також струмом, що протікає до середньої точки шини постійного струму.

В запропонованому пасивному фільтрі, виходячи зі значення індуктивності L , значення L_1 та L_2 були обрані як:

$$L_1 = L_2 = (2...3)L \quad (3.23)$$

Оскільки вторинні обмотки синфазного трансформатора підключені послідовно до основного силового кола, їх номінали напруги та струму можуть бути обрані відповідно до номіналів навантаження. Водночас номінальний струм первинної обмотки визначається синфазним струмом, який генерується синфазною напругою U_{ci} у лівому контурі на рис. 3.9.

У загальному випадку синфазна напруга, створювана ШІМ-інвертором, має форму, зображену кривою а на рис. 3.13, і характеризується частотою перемикання f_s .

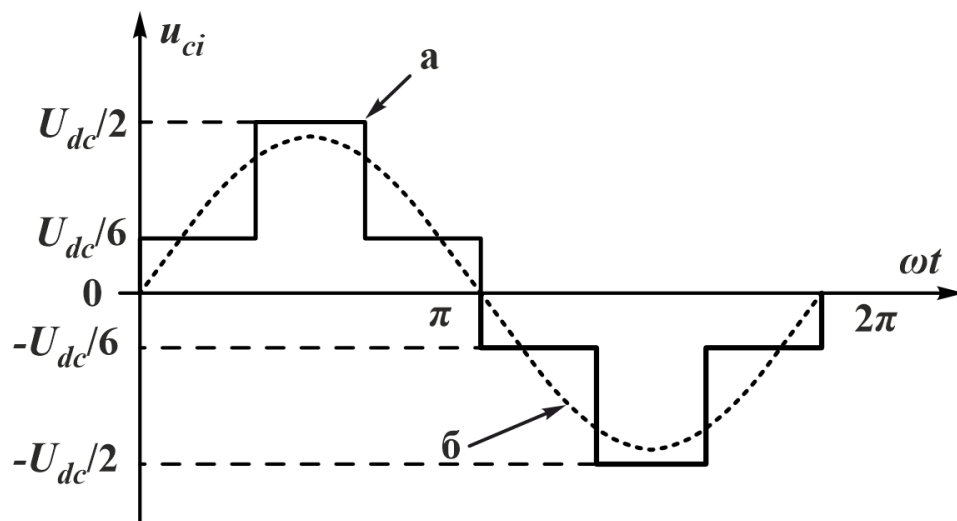


Рисунок 3.13 – Синфазна напруга, що генерується ШІМ-інвертором

Згідно з розкладанням у ряд Фур'є, амплітуда основної гармоніки (крива б) цієї напруги позначається як $U_{ci}^{(1)}$, і визначається наступним чином:

$$U_{ci}^{(1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{ci}(t) \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{4U_{dc}}{3\pi} \quad (3.24)$$

Для частоти перемикання повний опір лівого контуру на рис. 3.9 становить приблизно:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left[\omega_s (L + 3L_1) - \frac{1}{\omega_s C} \right]^2} \approx 2\pi f_s (L + 3L_1) \quad (3.25)$$

Тоді номінальний струм первинної обмотки СМТ можна оцінити за формулою:

$$I_{ci}^{(1)} \approx 3 \times \frac{U_{ci}^{(1)}}{|Z|} \approx \frac{2U_{dc}}{\pi^2 f_s (L + 3L_1)} \quad (3.26)$$

У малопотужних застосуваннях виготовлення та встановлення СМТ буде зручнішим, якщо всі обмотки трансформатора мають однакову конструкцію та однакові номінальні параметри.

Опір R_1 на рис. 3.8 є демпфуючим опором синфазного фільтра. Його можна визначити через добротність (Q). З рівняння (3.7) отримуємо:

$$R = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{L + 3L_1}{C}} = 3R_1 + R_d \quad (3.27)$$

Загальне правило для розрахунку R_1 виглядає так:

$$R_1 = \frac{1}{3} \left(\frac{1}{3} \sqrt{\frac{L + 3L_1}{C}} - R_d \right) \quad (3.28)$$

У практичних застосуваннях значення добротності Q зазвичай вибирається в межах від 1 до 5.

Висновки за розділом 3

1. Методологічно класифіковано підходи до зниження електромагнітних завад у частотно-регульованих асинхронних електроприводах за двома основними напрямками: придушення завад у джерелі їх виникнення та застосування фільтрів.

2. Розглянуто переваги модуляцій зі змінною частотою комутації (випадкової, періодичної, модельно-прогнозованої) над класичною ШІМ з фіксованою частотою. Такі системи модуляції дозволяють спектрально розсіювати гармоніки,

знижуючи пікові значення ЕМЗ, однак потребують компромісу між рівнем завад, втратами на комутацію та складністю реалізації.

3. Показано, що покращення характеристик комутаційних процесів силових ключів, через активне керування напругою або використання активного драйвера, дозволяє ефективно знижувати ЕМЗ у діапазоні десятків мегагерц. Уповільнення фронтів перемикання зменшує dU/dt , проте супроводжується підвищенням втрат, що потребує оптимізації режимів комутації.

4. Розглянуто ряд складних топологій інверторів, які забезпечують зменшення або повне усунення синфазної напруги. Вони дозволяють реалізувати режими роботи з нульовою синфазною напругою, але водночас призводять до зростання гармонічних спотворень, пульсацій і втрат потужності.

5. Запропоновано новий принцип ефективного зниження високочастотних електромагнітних завад у колах ЧРАЕП на базі перетворювачів частоти з ШІМ АІН, що ґрунтується на використанні нової структури комбінованого пасивного фільтра, який містить чотириобмотковий синфазний трансформатор та трифазний диференційний RLC-фільтр, який дозволяє повною мірою одночасно знижувати синфазні і диференційні складові завад, та, на відміну від відомих рішень, для реєстрації синфазної напруги та формування компенсуючого впливу передбачається підключення первинної обмотки трансформатора до точки загального з'єднання RC-ланок диференційного фільтра.

6. Розроблено нову математичну модель комбінованого пасивного фільтра шляхом застосування еквівалентних перетворень, заснованих на теоремі Тевеніна та теорії двополісників, із подальшим використанням перетворення Лапласа, що надало можливість отримати кінцеві вирази передатних функцій фільтра щодо синфазної та диференційної складових напруг, що в свою чергу, дозволяє аналітично визначати параметри фільтра для досягнення його максимальної ефективності. На відміну від раніше відомих моделей, враховуються умови компенсації як диференційних так і синфазних складових високочастотних електромагнітних завад.

РОЗДІЛ 4

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ТА ІМІТАЦІЙНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ТА ЗАСОБІВ ЗНИЖЕННЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ЗАВАД

4.1 Лабораторний стенд та методика експериментального дослідження високочастотних електромагнітних процесів у частотно-регульованому асинхронному електроприводі

З метою верифікації викладених у попередніх розділах теоретичних положень в лабораторних умовах було проведено експериментальне дослідження електромагнітних процесів у ЧРАЕП в високочастотному діапазоні. Основною метою експерименту було вимірювання високочастотних ЕМЗ у вхідних та вихідних колах ПЧ з ШІМ.

Експеримент передбачав вимірювання фазних, синфазних та диференційних напруг і струмів у різних режимах роботи електропривода, як на вході, так і на виході перетворювача.

Для проведення дослідження було розроблено та реалізовано лабораторний стенд, який дозволяє фіксувати ключові параметри. Структурна схема стенда з позначенням точок вимірювання наведена на рис. 4.1.

Експериментальний стенд складався з:

- лабораторного автотрансформатора (ЛАТР) з номінальними параметрами: 15 кВА, 220/20÷400 В, $\cos\varphi=0.8$;
- перетворювача частоти Schneider Electric ATV312: 0,75 кВт, 380...500 В;
- асинхронного двигуна 1,68 кВт, 380 В, 3,15 А, 2850 об/хв;
- машини постійного струму на валу асинхронного двигуна у якості навантажувального генератора.

Для проведення вимірювання використовувалися: аналізатор якості електроенергії Metrel MI 2893 (рис. 4.2) та цифровий осцилограф SDS1102CML (рис. 4.3).

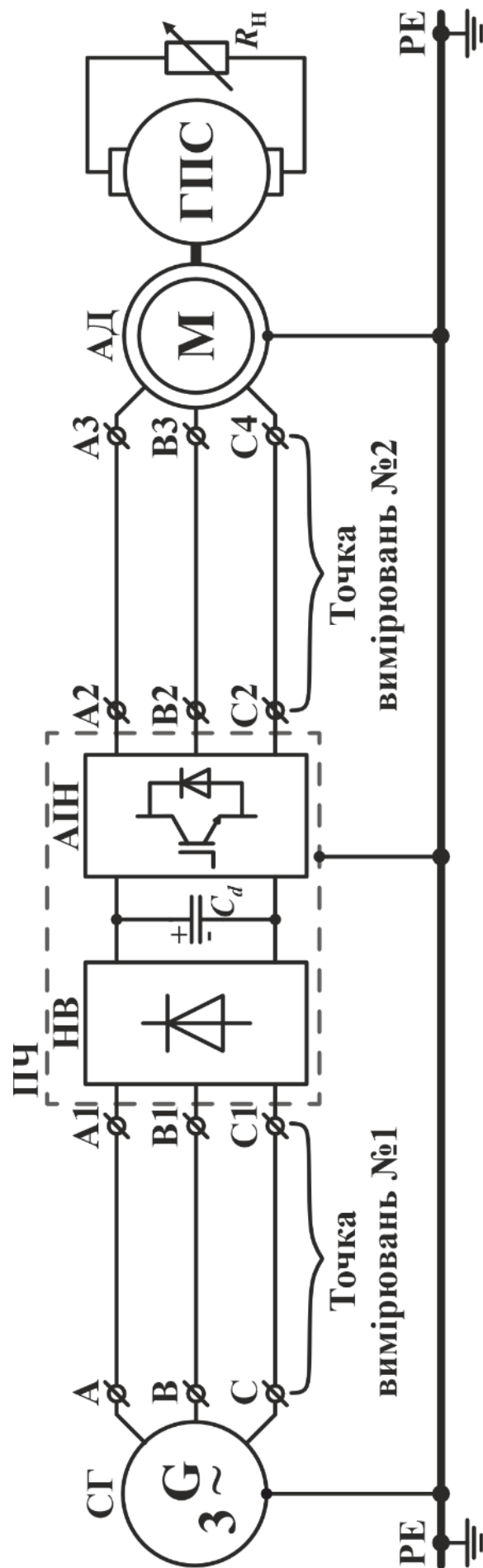


Рисунок 4.1 – Структурна схема лабораторного стенда для експериментального дослідження високочастотних електромагнітних процесів у ЧРАЕП



Рисунок 4.2 – Аналізатор якості електроенергії Metrel MI 2893 з комплектом вимірювальних датчиків

Metrel MI — це портативний багатофункціональний аналізатор якості електроенергії, призначений для високошвидкісного захоплення перехідних процесів, виявлення несправностей, а також контролю параметрів енергоефективності. Прилад оснащений п'ятьма каналами вимірювання напруги з діапазоном до 1000 В і чотирма каналами вимірювання струму з автоматичним вибором діапазону до 3000 А, що забезпечує одночасне вимірювання параметрів у дев'яти каналах.

Аналізатор визначає ключові параметри якості електроенергії, зокрема: активну, реактивну та повну потужність, коефіцієнт потужності, ступінь несиметрії, зсув фаз, а також коефіцієнти гармонічних спотворень напруги і струму до 50-ї гармоніки включно. Всі отримані результати та форми сигналів можуть відображатися на вбудованому дисплеї, зберігатися у внутрішній пам'яті пристрою для подальшого аналізу або передаватися на комп'ютер у режимі реального часу.

Використані методи вимірювання та обробки сигналів відповідають міжнародним стандартам, перелік яких наведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Відповідність стандартам методів вимірювання

Номер стандарту	Назва стандарту
IEC 61000-4-30: 2015 + A1:2021 Клас А	Електромагнітна сумісність (ЕМС) – Частина 4-30: Методи випробування та вимірювання. Методи вимірювання якості електроенергії.
IEC 61557-12: 2018 + A1:2021	Електробезпека в системах розподілу низької напруги до 1000 V a.c. та 1500 V d.c. – Обладнання для випробування, вимірювання або моніторингу захисних заходів – Частина 12: Пристрої для вимірювання та моніторингу продуктивності.
IEC 61000-4-7: 2002 + A1:2008	Електромагнітна сумісність (ЕМС) – Частина 4-7: Техніка випробування та вимірювання. Загальний посібник із вимірювання гармонік та інтергармонік, прилади для систем електропостачання та підключене до них обладнання.
IEC 61000-4-15: 2010	Електромагнітна сумісність (ЕМС) – Частина 4-15: Методи випробування та вимірювання. Вимірювач флікера. Функціональні та конструктивні специфікації.
IEC 62053-21: 2020	Обладнання для вимірювання електроенергії. Особливі вимоги. Частина 21. Статичні лічильники активної енергії класи (1 і 2).
IEC 62053-23: 2020	Обладнання для вимірювання електроенергії. Особливі вимоги. Частина 23. Статичні лічильники реактивної енергії (класи 2 і 3).
IEEE 1459: 2010	Визначення стандарту IEEE для вимірювання величин електроенергії в синусоїдальних, несинусоїдальних, збалансованих або незбалансованих умовах.
EN 50160: 2010	Характеристики напруги електроенергії, що постачається мережами електропостачання загального користування.
ГОСТ 54149:2010	Електрична енергія. Електромагнітна сумісність технічних засобів. Межі якості електроенергії в системах загального електропостачання.

Цифровий осцилограф SDS1102CML – це двоканальний осцилограф загального призначення з високою роздільною здатністю та широкими можливостями реєстрації, зберігання і аналізу електричних сигналів. Прилад має смугу пропускання 100 МГц і частоту дискретизації до 1 ГВиб/с, що забезпечує точне захоплення високочастотних компонентів сигналу, включаючи електромагнітні завади, які супроводжують роботу силових перетворювачів.

Глибина пам'яті становить до 40 тисяч точок на канал, що дозволяє фіксувати динаміку перехідних процесів з високою часовою роздільністю та деталізацією. Завдяки вбудованому USB-інтерфейсу осцилограми можуть бути збережені у вигляді масиву даних у форматі CSV. Осцилограф підтримує роботу як у режимі безперервного спостереження, так і в режимі одноразового захоплення подій з можливістю подальшого поглибленого аналізу.

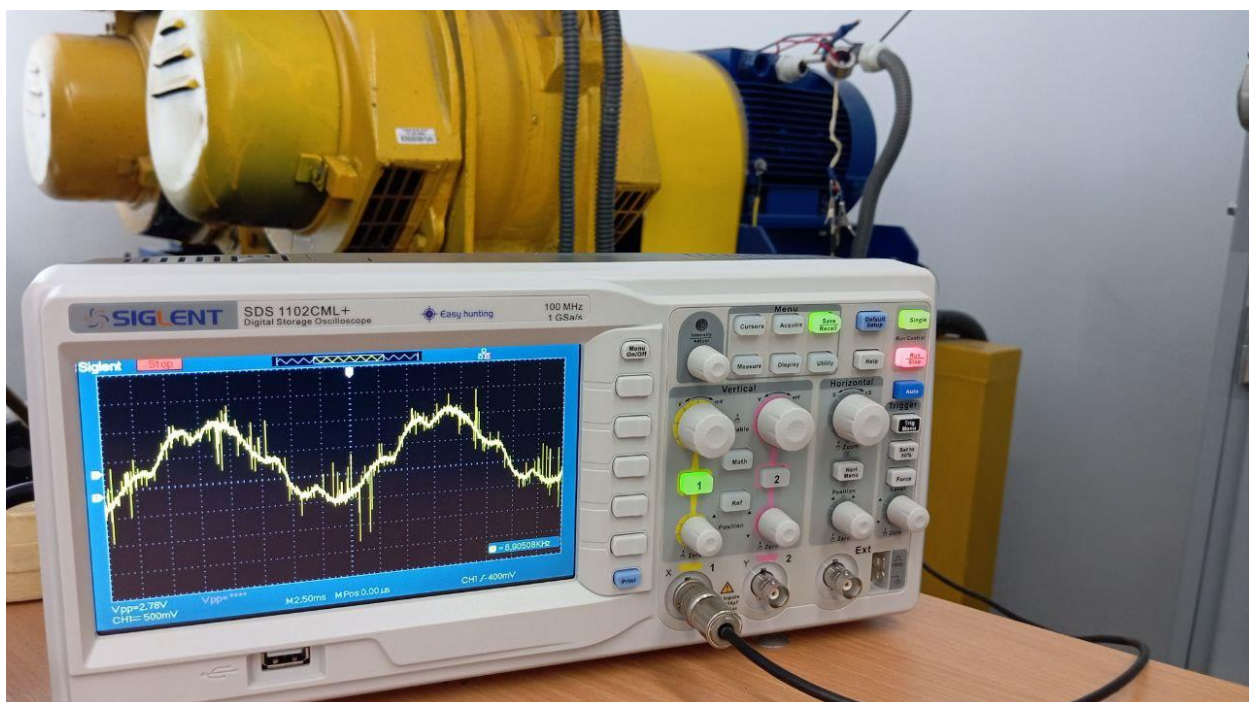


Рисунок 4.3 – Цифровий осцилограф SDS1102CML

Схеми експериментальних вимірювань, виконаних за допомогою аналізатора якості електроенергії та цифрового осцилографа, наведено відповідно на рис. 4.4 та рис. 4.5.

За допомогою аналізатора якості електроенергії здійснювалися вимірювання лінійних і фазних напруг та струмів, коефіцієнтів гармонічних спотворень, а також

активної, реактивної, повної потужностей, коефіцієнта потужності та зсуву фаз. Слід зазначити, що загальноновживані аналізатори якості електроенергії, такі як МІ 2893, забезпечують вимірювання гармонічних складових лише до частотного діапазону 2,5 кГц (50-ї гармоніки). Це обмежує можливості дослідження високочастотних складових ЕМЗ, що мають критичне значення з точки зору електромагнітної сумісності.

За допомогою осцилографа здійснювалися вимірювання фазної та синфазної напруги. Реєстрація сигналів виконувалась із використанням дільників напруги 1:10. Вимірювання синфазної напруги реалізовувалось між умовною нейтраллю та землею, використовуючи резистивний дільник напруги. Використовуються три однакових резистори з високим опором (>100 кОм), і підключають кожен з них до відповідної фази А, В та С. Вільні кінці цих резисторів з'єднують у спільну точку – це буде умовна нейтраль, яка репрезентує середній потенціал фаз. З цієї точки через четвертий резистор виконується підключення до землі (корпусу). Напруга між цією точкою та землею буде відповідати синфазній напрузі, оскільки фактично дорівнює середньому арифметичному значенню напруг трьох фаз відносно землі:

$$U_{CM} = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C) \quad (4.1)$$

Такий дільник діє як пасивний суматор фазних напруг, не створюючи значного навантаження на вихід інвертора завдяки високим номіналам резисторів. За потреби, для розширення діапазону частот або покращення точності вимірювання, можна додатково використовувати RC-фільтри або буферні підсилювачі. Цей підхід дозволяє коректно визначати синфазну складову високочастотних електромагнітних завад у системах з широтно-імпульсною модуляцією.

Оскільки обидві напруги вимірювались у спільній часовій системі координат за допомогою двоканального режиму осцилографа, диференційна напруга визначається аналітично як різниця між фазною та синфазною напругою.

$$U_{DM} = U_A - U_{CM} \quad (4.2)$$

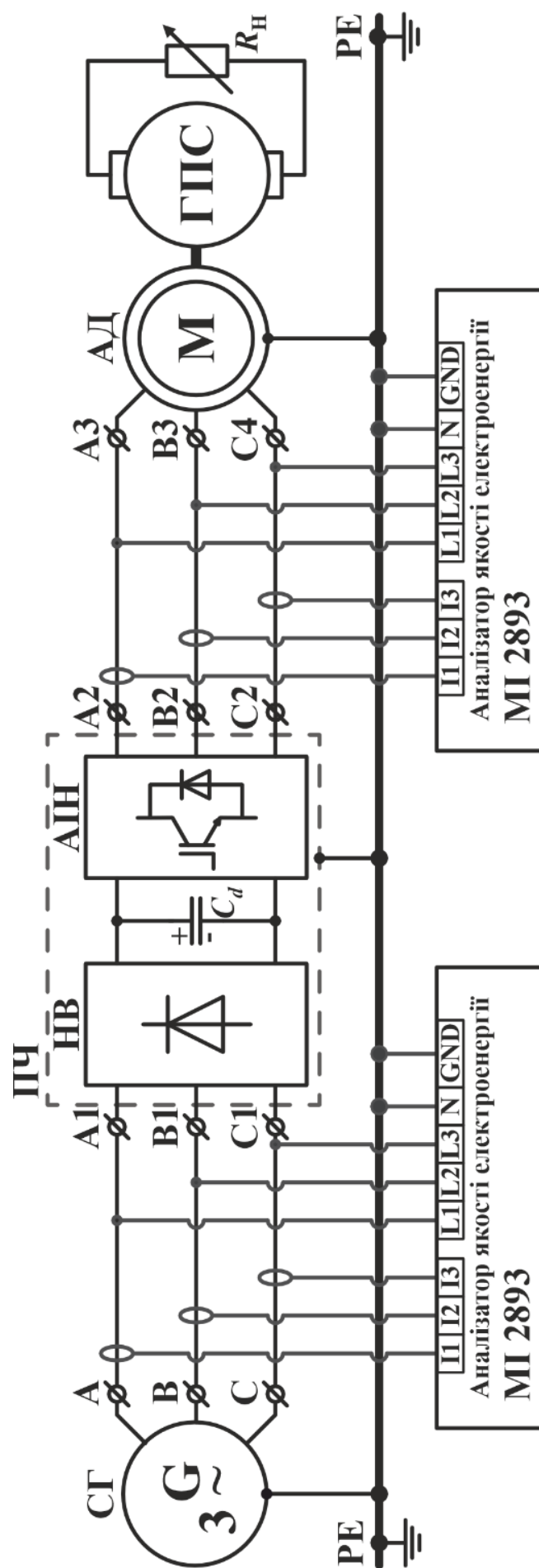


Рисунок 4.4 – Схема лабораторного стенда для вимірювання лінійної та фазної напруги й струму у ЧРАЕП за допомогою аналізатора якості електроенергії

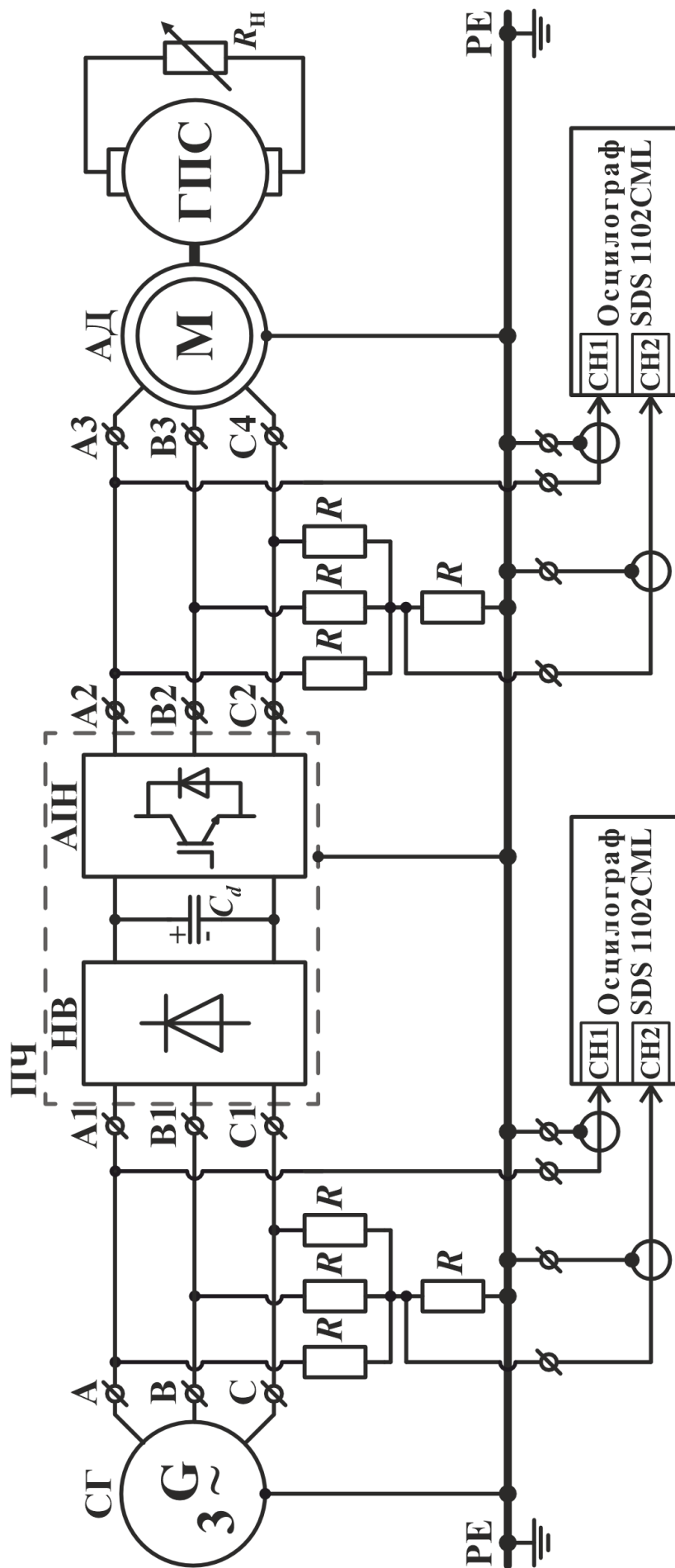


Рисунок 4.5 – Схема лабораторного стенда для вимірювання фазної та синфазної напруги у ЧРАЕП за допомогою цифрового осцилографа

4.2 Методика експериментального дослідження гармонічних спотворень у діапазоні високих частот

Для аналізу ВЧ-завад було запропоновано методику експериментального дослідження гармонічних спотворень у діапазоні високих частот (до 125 кГц), який поєднує цифровий осцилограф із засобами спектрального аналізу в MATLAB/Simulink, що на відміну від стандартних аналізаторів якості електроенергії, обмежених 50-ю гармонікою, дозволяє забезпечити необхідну точність визначення повного коефіцієнта гармонічних спотворень напруг і струмів з урахуванням високочастотного діапазону (2,5 – 125 кГц) без застосування дорогих широкополосних аналізаторів-реєстраторів.

Для аналізу ВЧ-завад експериментально зняті цифровим осцилографом SDS1102CML результати зберігаються у вигляді масиву даних у форматі CSV на USB-накопичувач для подальшого їх імпортування в MATLAB/Simulink.

Імпортування відбувається за допомогою MATLAB-скрипту, який виконує перетворення CSV-файлу у числову матрицю Data, де перший стовпець – це час, а другий – відповідне значення сигналу:

```
% Шлях до CSV-файлу
filename = 'name.CSV';

% Пропустити службові рядки (наприклад, перші 10)
opts = delimitedTextImportOptions('NumVariables', 6, 'DataLines', 11,
'Delimiter', ',');

% Зчитати файл у таблицю
T = readtable(filename, opts);

% Витягти тільки потрібні числові стовпці
(наприклад, 4 – час, 5 – сигнал)
time = T{:,4};
signal = T{:,5};

% Видалити NaN значення (якщо присутні)
valid_idx = ~isnan(time) & ~isnan(signal);
time = time(valid_idx);
```

```

signal = signal(valid_idx);

% Створити числову матрицю Data
Data = [time, signal];

% Зберегти у .txt файл
writematrix('Data.txt');

```

Після перетворення масиву даних в числову матрицю у вигляді .txt файлу він імпортується в середовище матлаб у і виконується наступний скрипт, призначений для створення змінної ChannelData у вигляді структури, яка використовується для імітації або відтворення сигналу в Scope у середовищі Simulink.:

```

% імпортувати та зберегти в робочій області дані як числову матрицю
% зберегти як Data
% зсув часу в секундах
time_offset=0;
% масштабування по амплітуді (ось Y)
y_scale=1;
% до структури
% сигнал
signals=struct('values',[],'dimensions',1,'label','Channel
1','title','Channel 1','plotStyle',0);

```

Створюється порожня структура signals, яка містить: values — масив значень сигналу (буде заповнений пізніше); dimensions – кількість вимірів сигналу (1 – скаляр); label, title – текстові мітки; plotStyle – стиль графіка (0 – лінійний).

```

% структура scope
ChannelData=struct('time',[],'signals',signals,'blockName','Data from
Scope');

```

Створюється структура ChannelData, яка містить: time – вектор часу; signals – структура з даними сигналу; blockName – опис для блоку Scope.

```
% ініціалізація score з даними
ChannelData.time=Data(:,1)+0.04;
ChannelData.signals.values=y_scale*Data(:,2);
```

Завантажуються реальні дані в структуру: ChannelData.time – вектор часу з зсувом +0.04 с (можна змінити); ChannelData.signals.values – значення сигналу масштабовані на y_scale.

Як результат у робочій області з’являється змінна ChannelData, яка має формат, сумісний із блоком From Workspace у Simulink. Це дозволяє: відтворювати експериментальні осцилограми у Score; використовувати ці дані як вхід до моделі; перевіряти поведінку системи на реальних сигналах. Далі в середовищі Simulink використовуючи блок PowerGUI проводимо гармонічний FFT аналіз.

Обсяг у 20480 точок на період, що зберігаються осцилографом, забезпечують аналіз спектра до частотного діапазону 125 кГц (до 2500-ї гармоніки), що перевищує можливості стандартних промислових спектроаналізаторів і відкриває шлях до вивчення високочастотних компонентів.

Загальна величина THD_U , що визначається за зазначеною методикою [22], являє собою квадратурну суму складових НЧ та ВЧ діапазонів, тобто:

$$THD_U = \sqrt{(THD_{U_{НЧ}}^2 + THD_{U_{ВЧ}}^2)}, \quad (4.3)$$

де

$$THD_{U_{НЧ}} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{v=1}^{49} U_v^2 - U_1^2\right)}}{U_1}; \quad (4.4)$$

$$THD_{U_{ВЧ}} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{v=50}^{500} U_v^2\right)}}{U_1}. \quad (4.5)$$

4.3 Результати експериментального дослідження електромагнітних процесів у частотно-регульованому асинхронному електроприводі

Згідно до схем вимірювань (рис. 4.4 та рис. 4.5) було проведено експериментального дослідження електромагнітних процесів, що виникають у ЧРАЕП внаслідок роботи ПЧ з ШІМ.

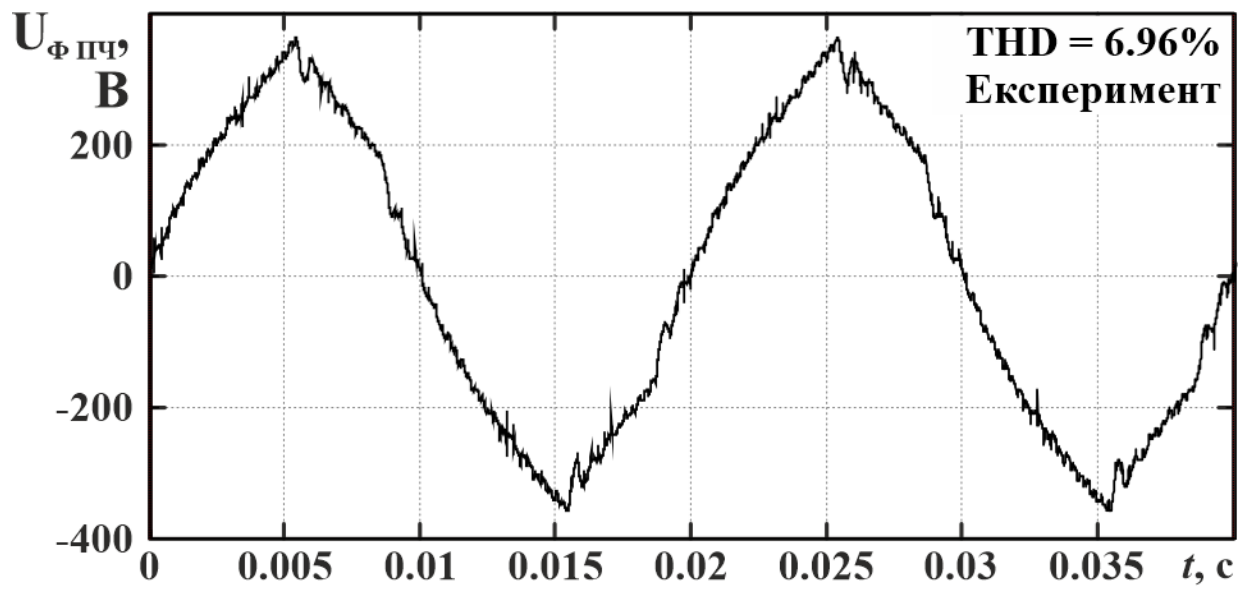
Одержано осцилограми фазної, синфазної, диференційної напруги на вході (рис. 4.6, 4.7, 4.9) та на виході (рис. 4.10, 4.11, 4.12) ПЧ та відповідні їм спектри гармонік.

Порівняння результатів визначення коефіцієнта гармонічного спотворення напруги (Таблиця 4.2), отриманих за допомогою аналізатора якості електроенергії та цифрового осцилографа з подальшою обробкою даних у MATLAB/Simulink, показує майже трикратне зниження значення дійсної величини THD_U при використанні аналізатора, що обмежений лише в НЧ діапазоном до 50-ї гармоніки.

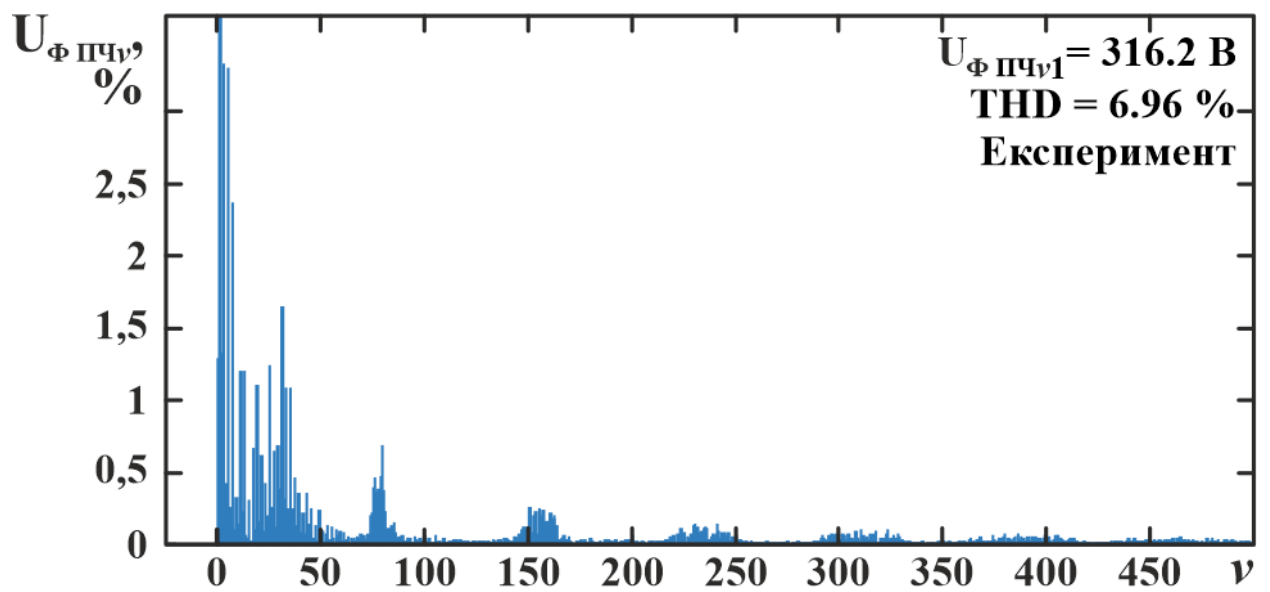
Натомість застосування цифрового осцилографа з високою частотою дискретизації з подальшою обробкою даних в MATLAB/Simulink дозволяє враховувати високочастотну область спектра, що істотно підвищує точність оцінки рівня спотворень та дозволяє досліджувати природу високочастотних електромагнітних завад.

Таблиця 4.2 – Порівняння результатів визначення THD_U

Точка вимірювання	Спосіб вимірювання	THD_U , %	$THD_{U_{НЧ}}$, %	$THD_{U_{ВЧ}}$, %
Вхід ПЧ	Аналізатор МІ 2893	6,23	6,23	—
	Цифровий осцилограф	6,96	6,59	1,906
Вихід ПЧ	Аналізатор МІ 2893	25	25	—
	Цифровий осцилограф	71,79	20,4	68,8

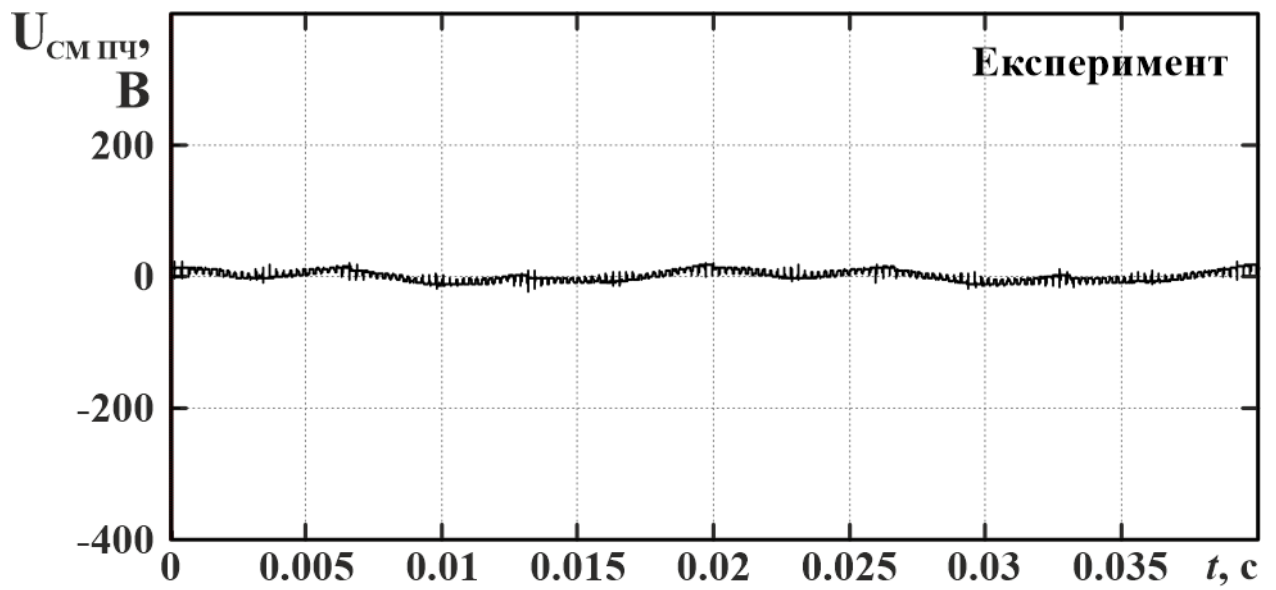


а)

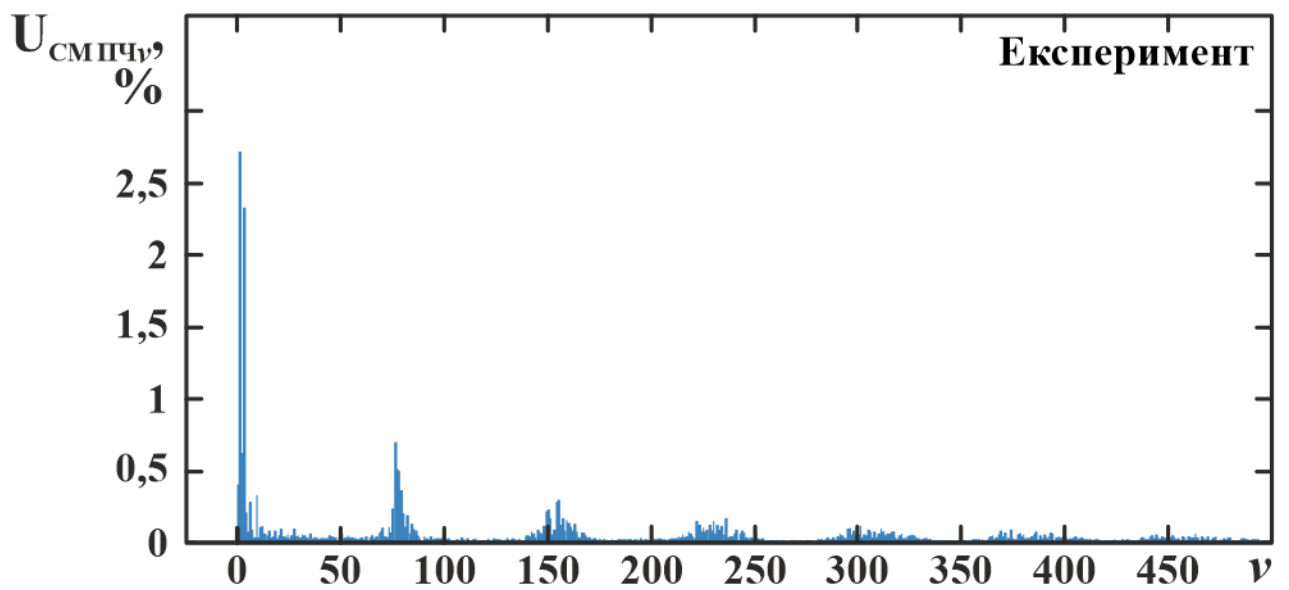


б)

Рисунок 4.6 – Осцилограмма (а) та спектр (б) фазної напруги на вході ПЧ, отримані за допомогою цифрового осцилографа SDS1102CML

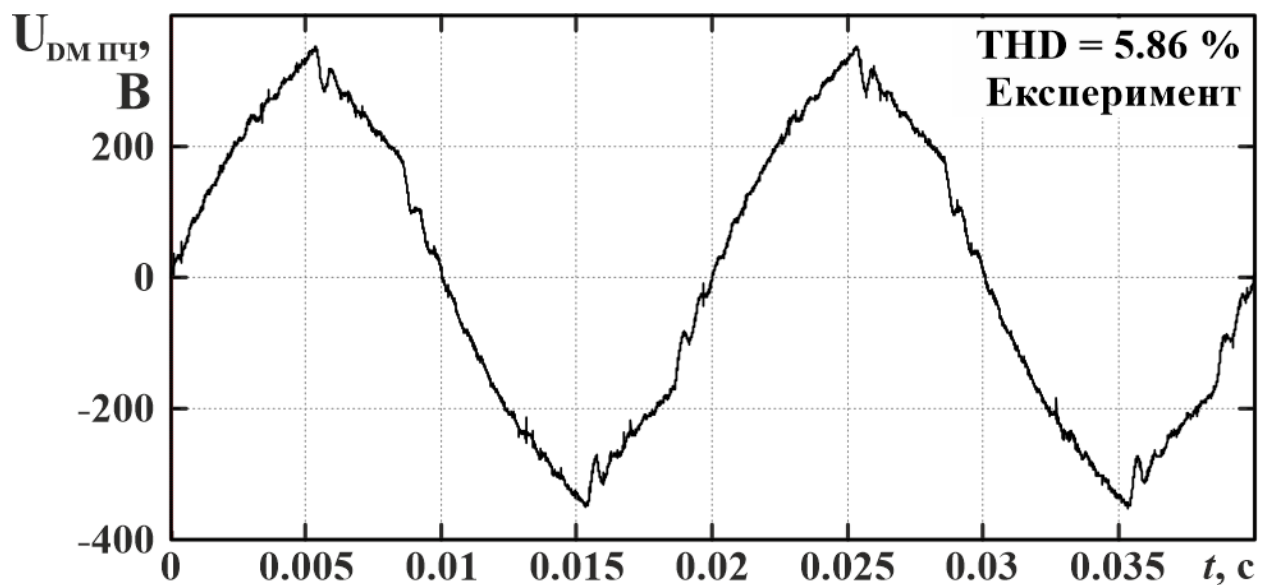


а)

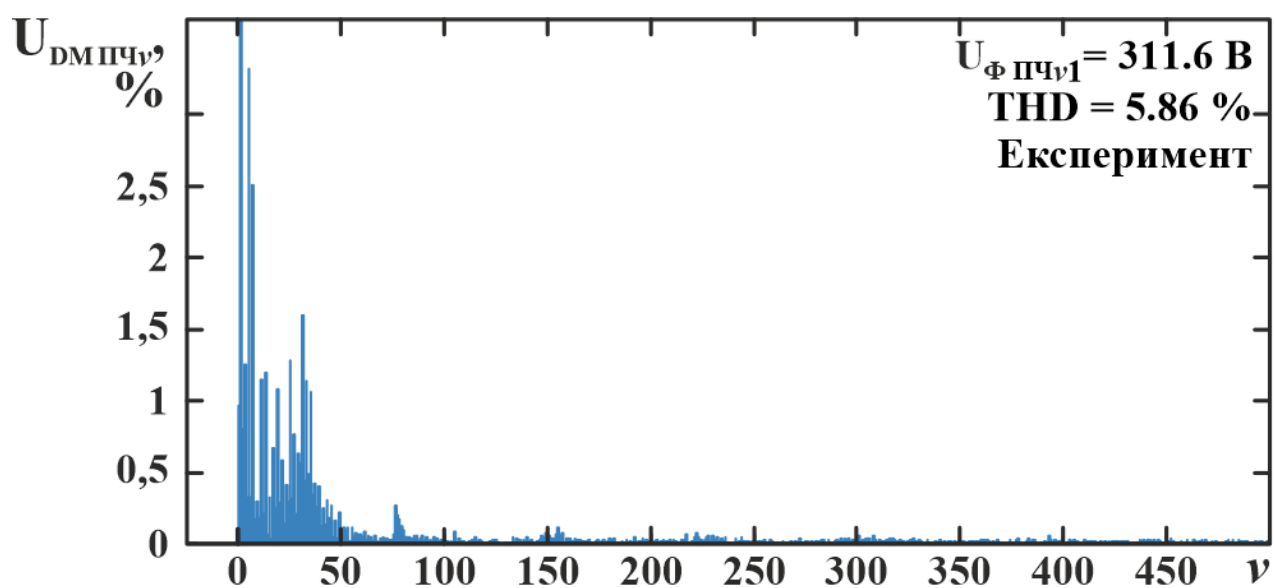


б)

Рисунок 4.7 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на вході ПЧ, отримані за допомогою цифрового осцилографа SDS1102CML

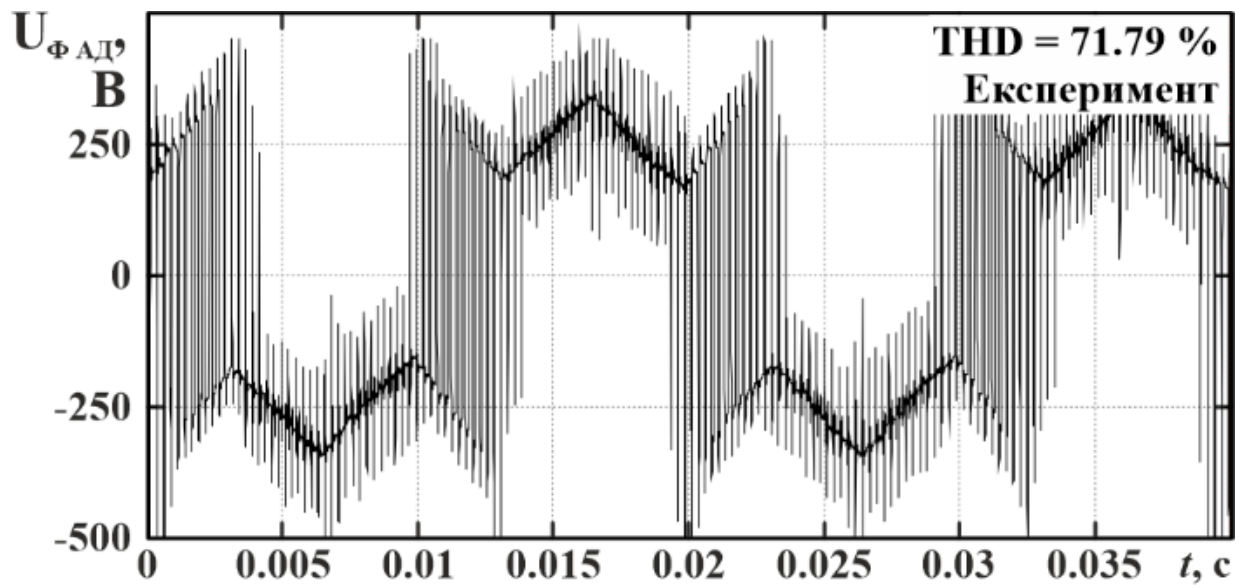


а)

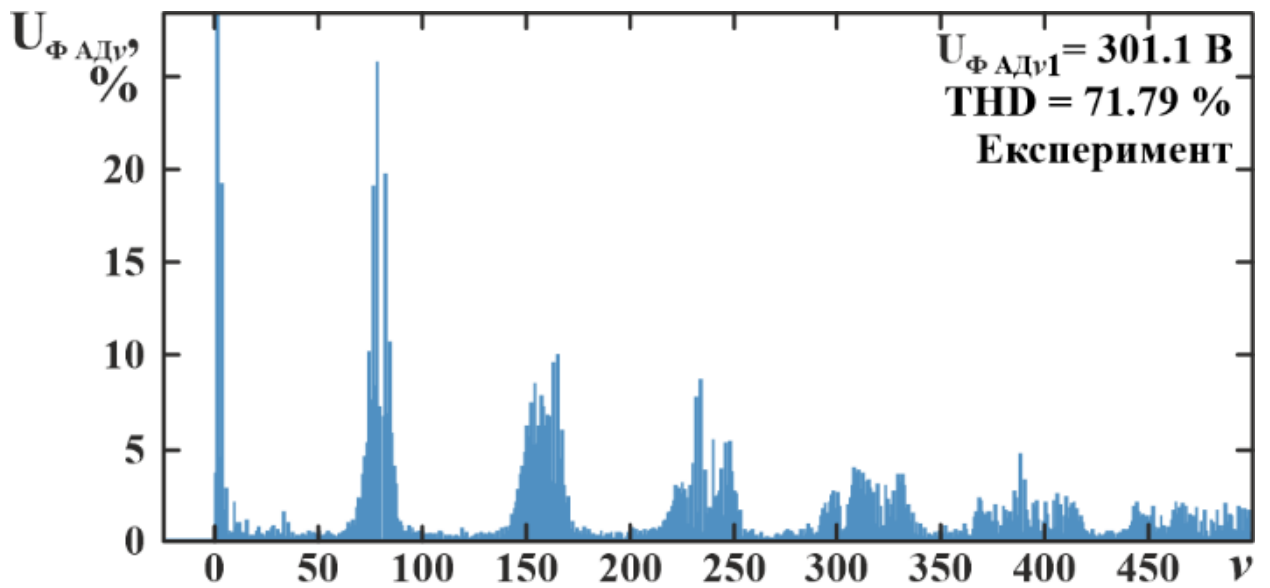


б)

Рисунок 4.8 – Осцилограмма (а) та спектр (б) диференційної напруги на вході ПЧ, отримані шляхом аналітичного розрахунку

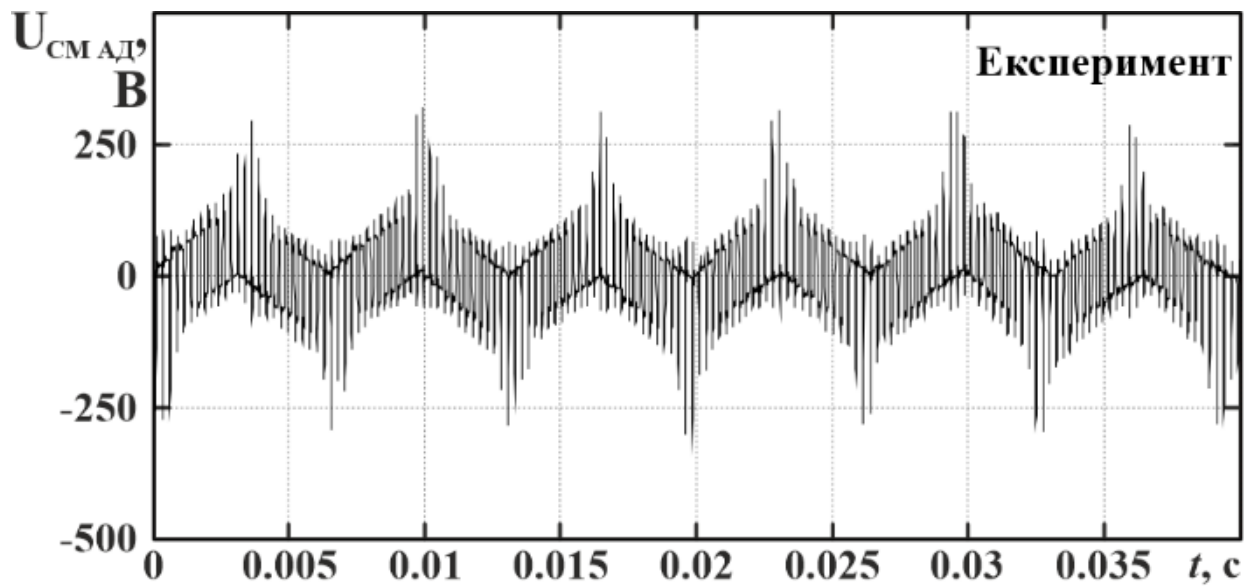


а)

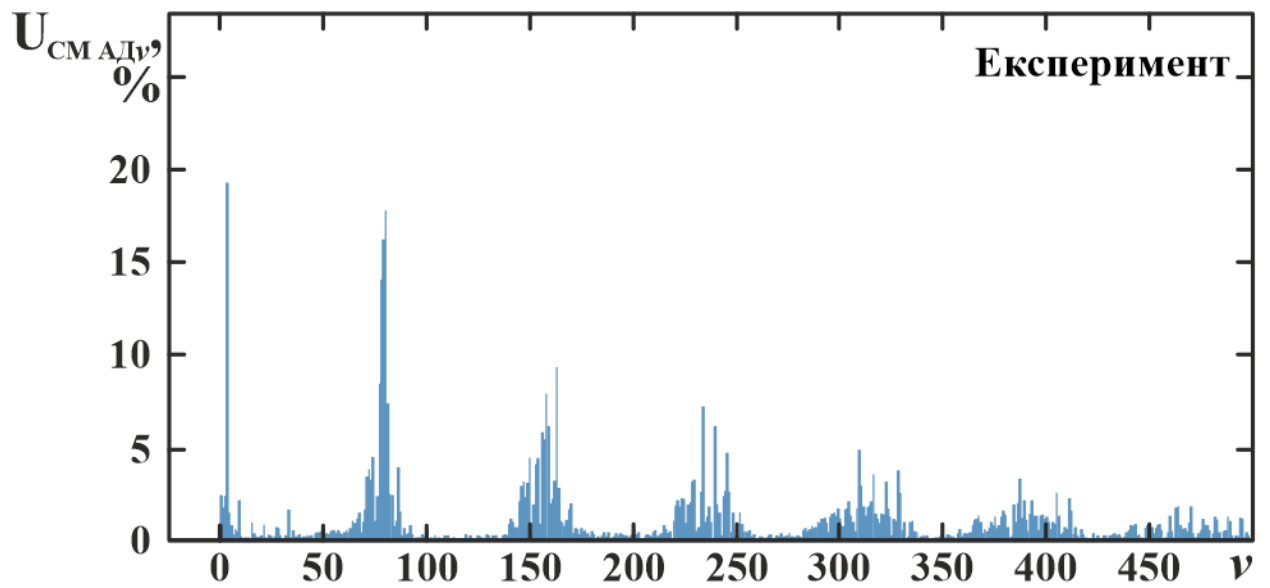


б)

Рисунок 4.9 – Осцилограма (а) та спектр (б) фазної напруги на виході перетворювача частоти, отримані за допомогою цифрового осцилографа SDS1102CML

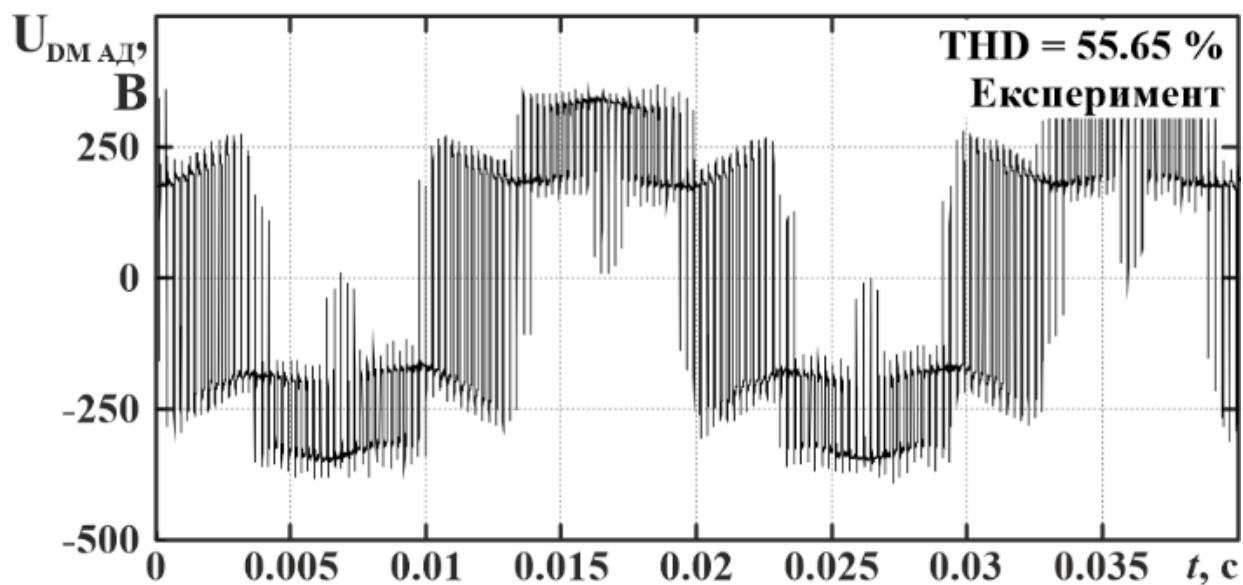


а)

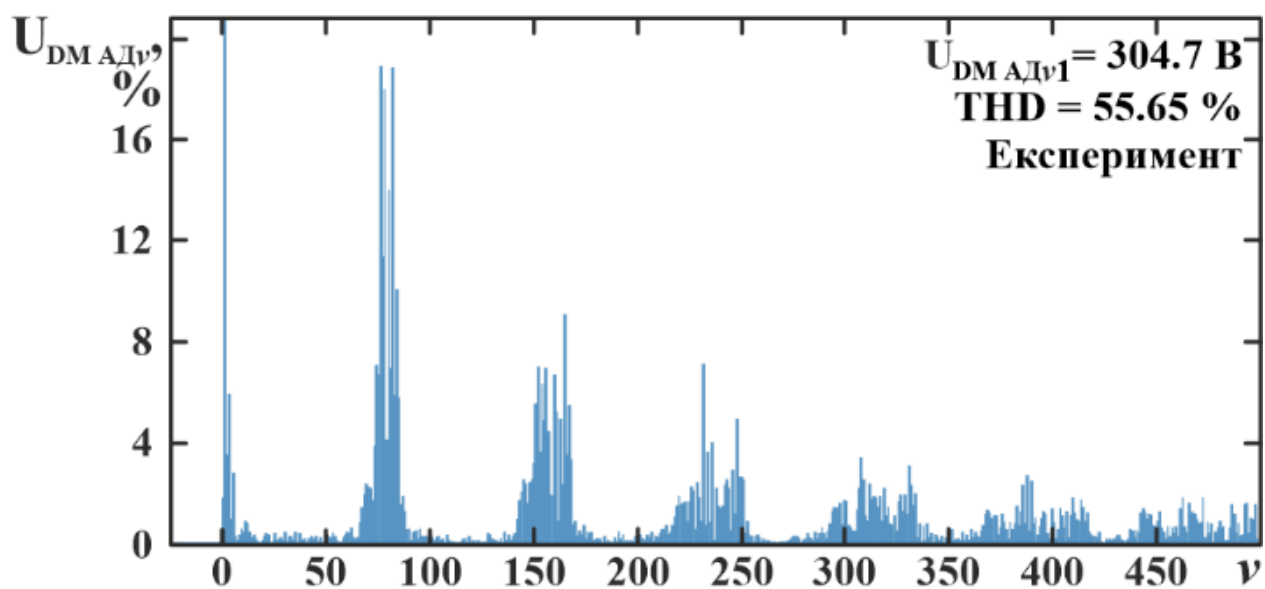


б)

Рисунок 4.10 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на виході ПЧ, отримані за допомогою цифрового осцилографа SDS1102CML



а)



б)

Рисунок 4.11 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на виході ПЧ, отримані шляхом аналітичного розрахунку

У всіх спектрах спостерігаються виражені максимуми в околах частот, що кратні частоті комутації перетворювача частоти $f_k = 4000$ Гц (80-ї гармоніки). Спектри фазної та диференційної напруги характеризуються наявністю гармоніки з максимальною амплітудою на основній (фундаментальній) частоті. У спектрі синфазної напруги домінує третя гармоніка, а також гармоніки, кратні частоті комутації, тоді як складова на основній частоті практично відсутня. Через це визначення коефіцієнту гармонічного спотворення синфазної напруги за стандартною методикою не виконується. Пікове амплітудне значення синфазної напруги на вході ПЧ (рис. 4.5) досягає 24 В, а на виході ПЧ, (рис. 4.10) досягає 295 В, що підтверджує високий рівень генерованої синфазної напруги в системі ЧРАЕП.

4.4 Імітаційна модель пропульсивного частотно-регульованого асинхронного електропривода

Створено повну імітаційну модель пропульсивного ЧРАЕП, яка була розвинута за рахунок уточнення моделей його складових – автономного інвертора напруги з ШІМ, асинхронного двигуна та кабельних з'єднань, які було уточнено в попередніх розділах, що відрізняється від відомих моделей врахуванням наявності паразитних ємностей «фаза-корпус» елементів електрообладнання електроприводу. Це дозволяє достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти у складі ЧРАЕП.

Структура створеної імітаційної моделі представлена на рис. 4.12.

Імітаційна модель складається з таких основних підсистем:

- Синхронний генератор номінальною потужністю 15 кВА, напругою 400 В та частотою 50 Гц, реалізований на основі блоку «Synchronous Machine» з типовими параметрами та системою керування відповідно до методики, поданої в [168, 169];
- Ділянки кабельних ліній, які моделюють власні та паразитні параметри з'єднувальних кабелів між генератором, перетворювачем частоти та асинхронним

двигуном. Вони реалізовані за допомогою блоків «Three-Phase Series RLC Branch», що дозволяє враховувати індуктивність, ємність та активний опір кабелю.

- Перетворювач частоти, у складі некерованого трифазного 6-пульсного випрямляча на основі блоку «Universal bridge», ланки постійного струму зі згладжуючими ємностями C_{dc} , та автономного інвертора напруги у вигляді підсистеми (рис.2.11) з синусоїдальною ШІМ модуляцією;
- Моделі асинхронного двигуна на базі удосконалених моделей обмоток статора (рис. 2.7) з номінальними параметрами 3 кВт, 400 В, 50 Гц, 1500 об/хв.

У процесі імітаційного моделювання одержано представлені на рис. 4.13 – 4.20 осцилограми фазної, синфазної, диференційної та лінійної напруги на вході і виході ПЧ та відповідні їм спектри гармонік.

Порівняння результатів експериментального та імітаційного досліджень засвідчує високий рівень відповідності як за формою сигналів, так і за спектральним складом досліджуваних напруг. В імітаційній моделі чітко виражені гармоніки на частотах, кратних частоті комутації ПЧ, однак явище розтікання спектру в околах цих частот виражене слабше, ніж у реальному експерименті. У сукупності це забезпечує зіставний рівень гармонічних спотворень у досліджуваних системах ЧРАЕП.

Пікове амплітудне значення синфазної напруги на вході ПЧ (рис. 4.14) в імітаційній моделі досягає 32 В, а на виході ПЧ досягає 338 В, що перевищує відповідні експериментальне значення. Це зумовлює більший вплив синфазної складової на спотворення фазної напруги у імітаційному експерименті, що підтверджує важливість її врахування при оцінюванні ЕМС ЧРАЕП.

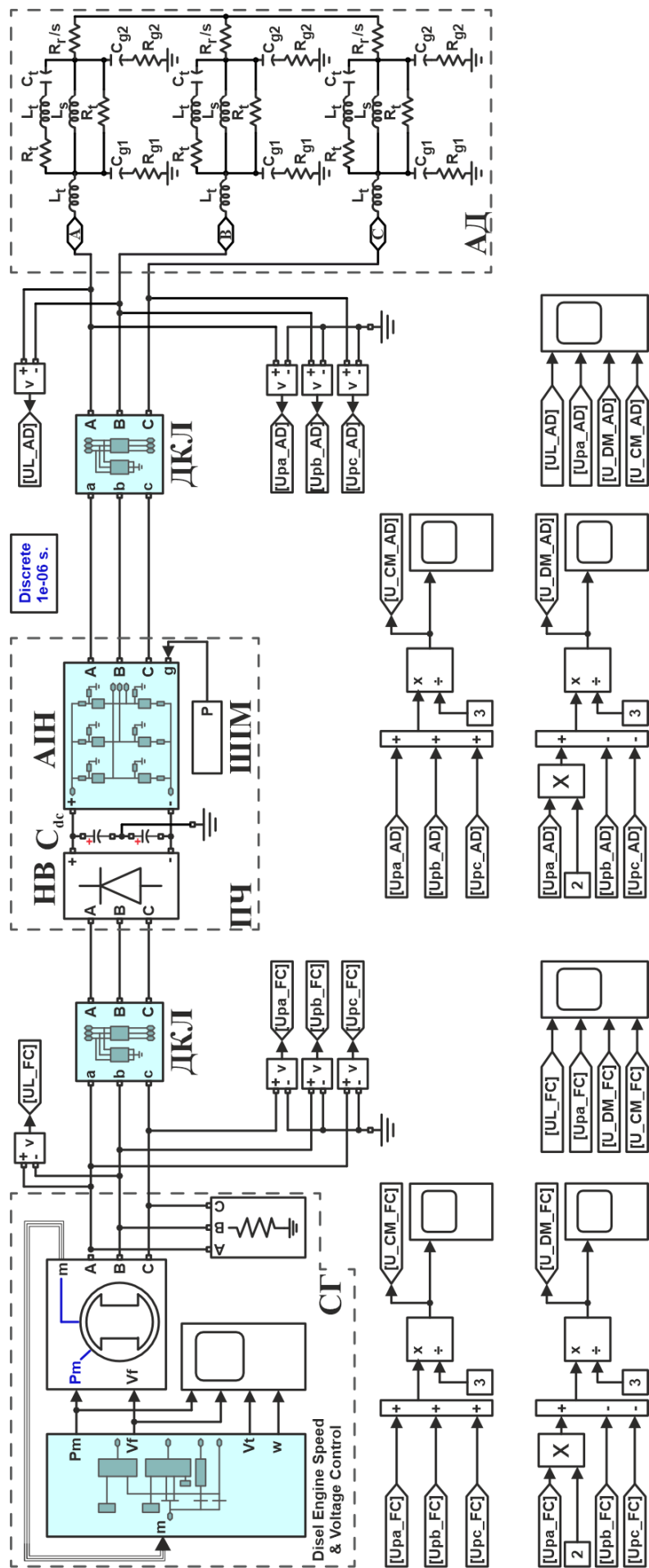
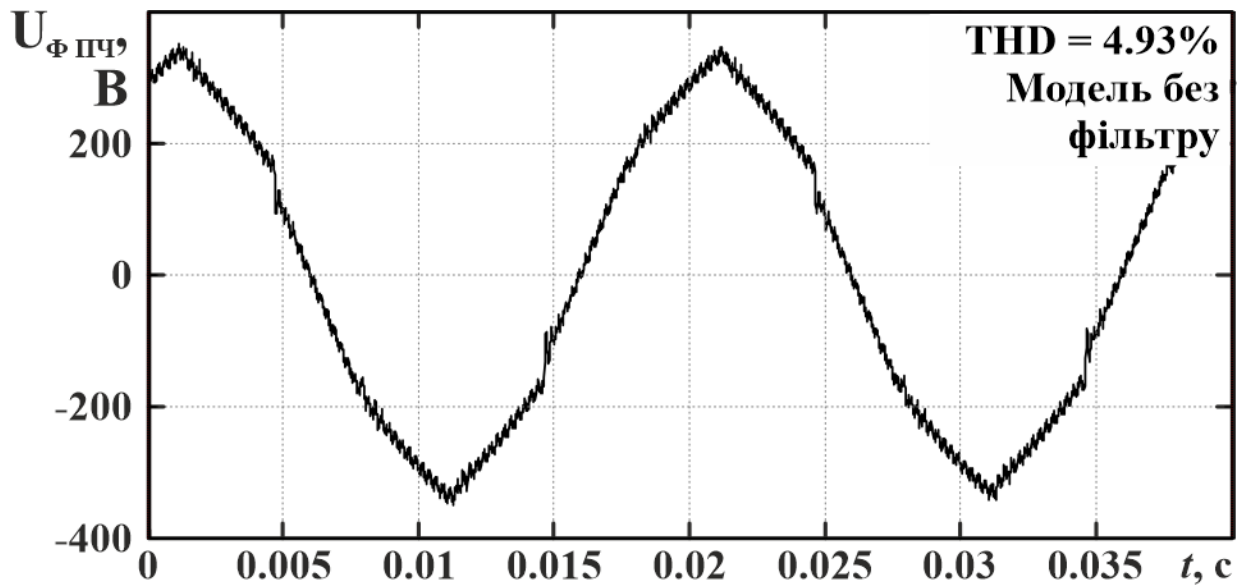
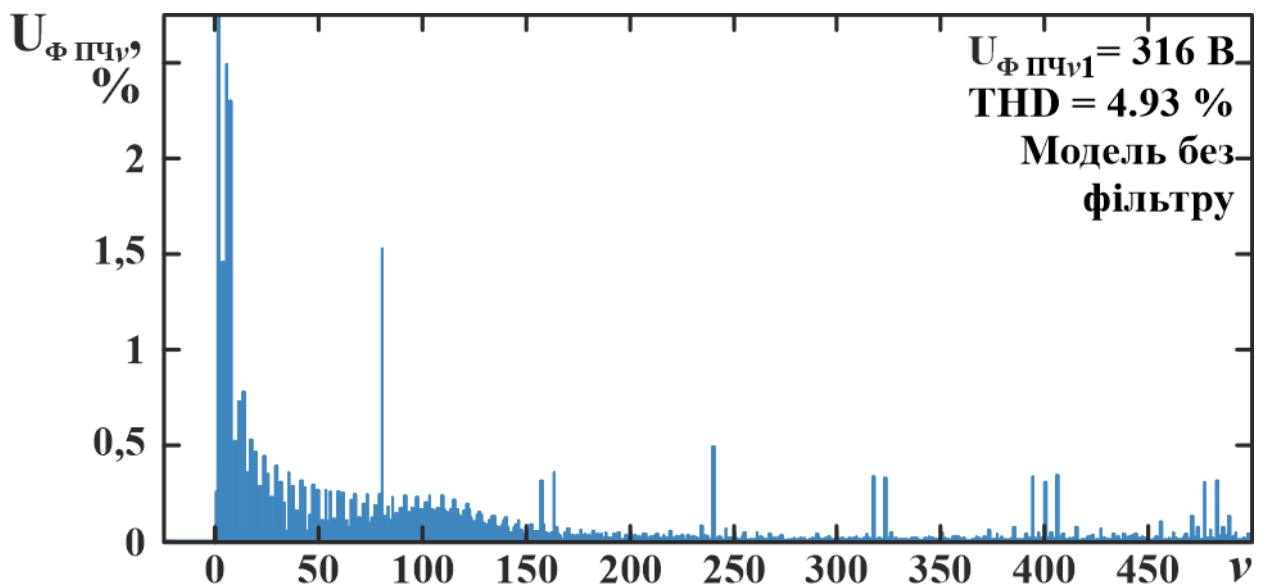


Рисунок 4.12 – Імітаційна модель частотно-регульованого асинхронного електропривода в середовищі

MATLAB/Simulink



а)



б)

Рисунок 4.13 – Осцилограма (а) та спектр гармонік (б) фазної напруги на вході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

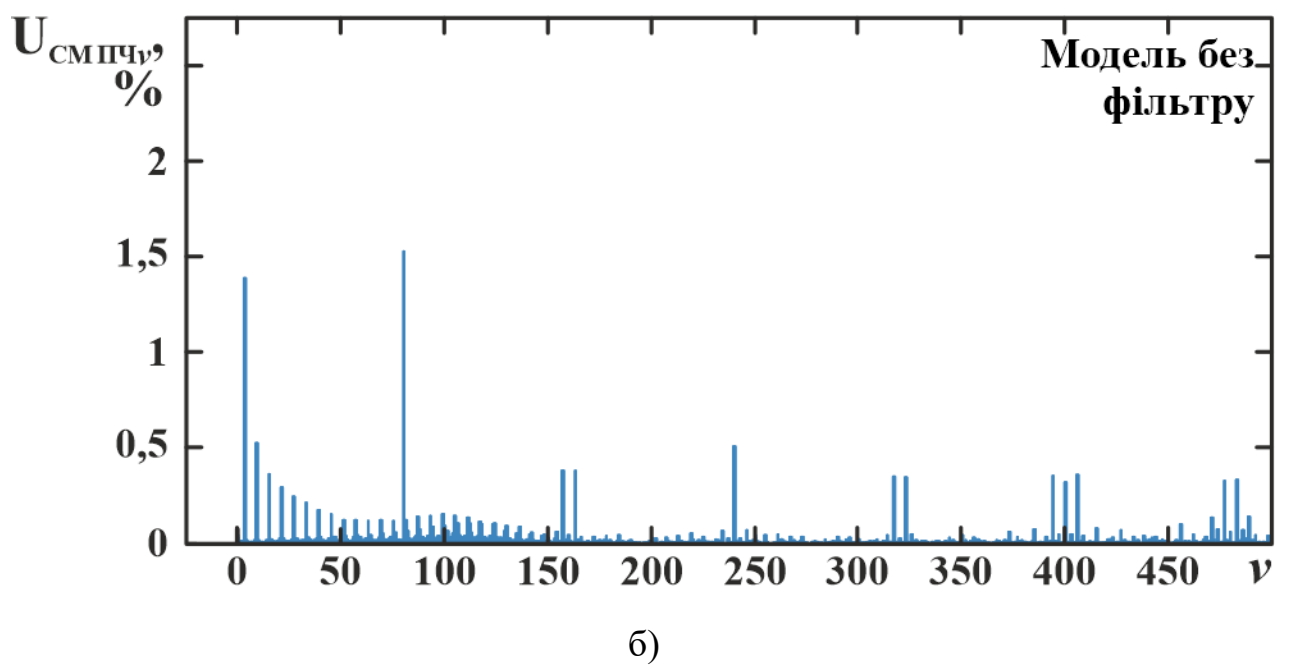
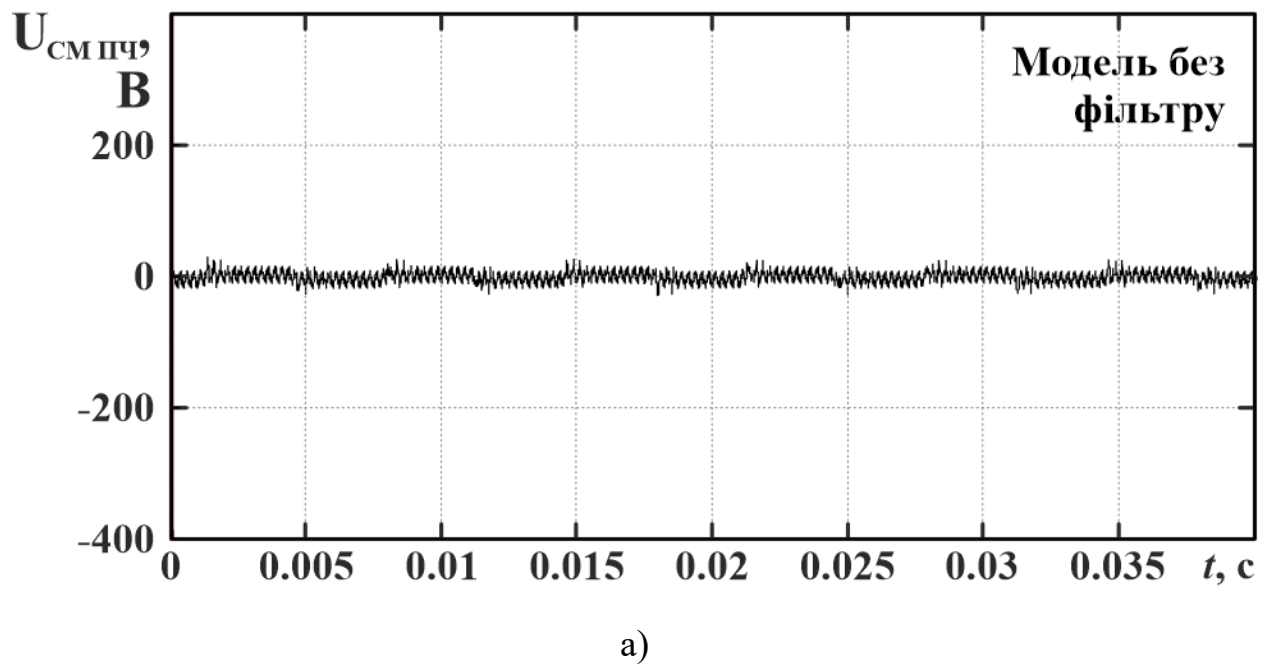
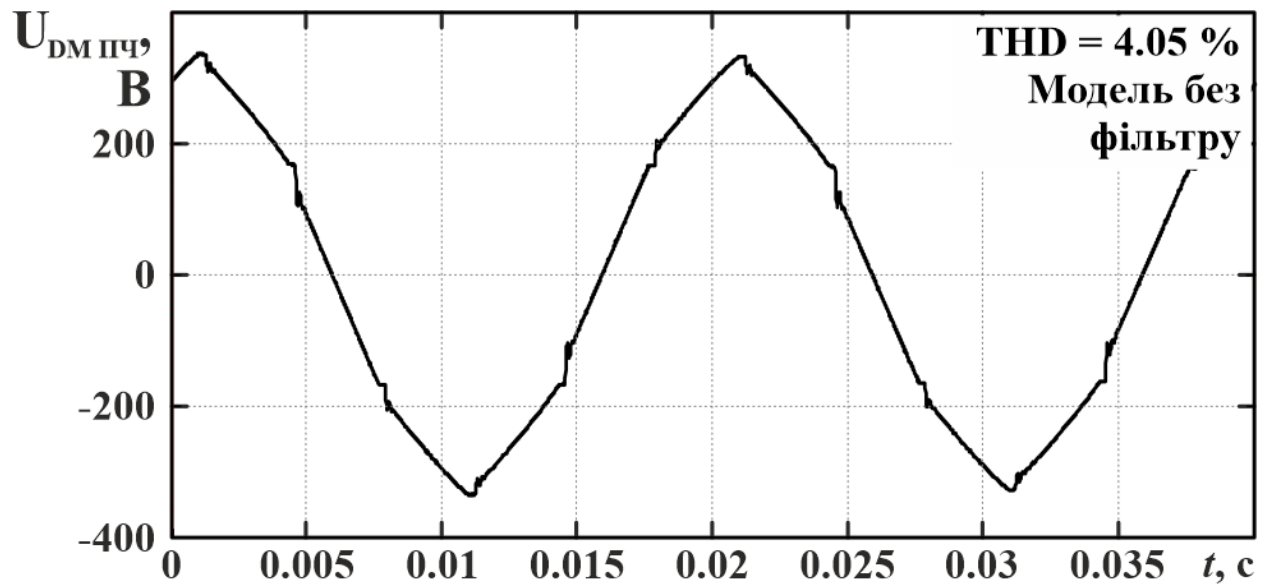
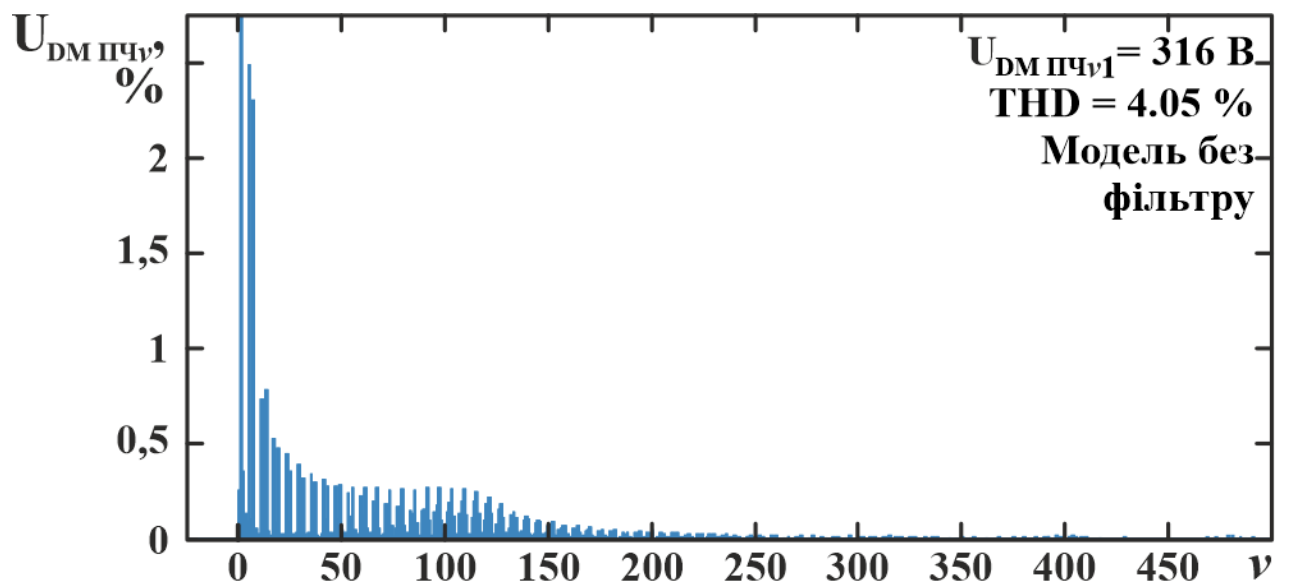


Рисунок 4.14 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на вході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

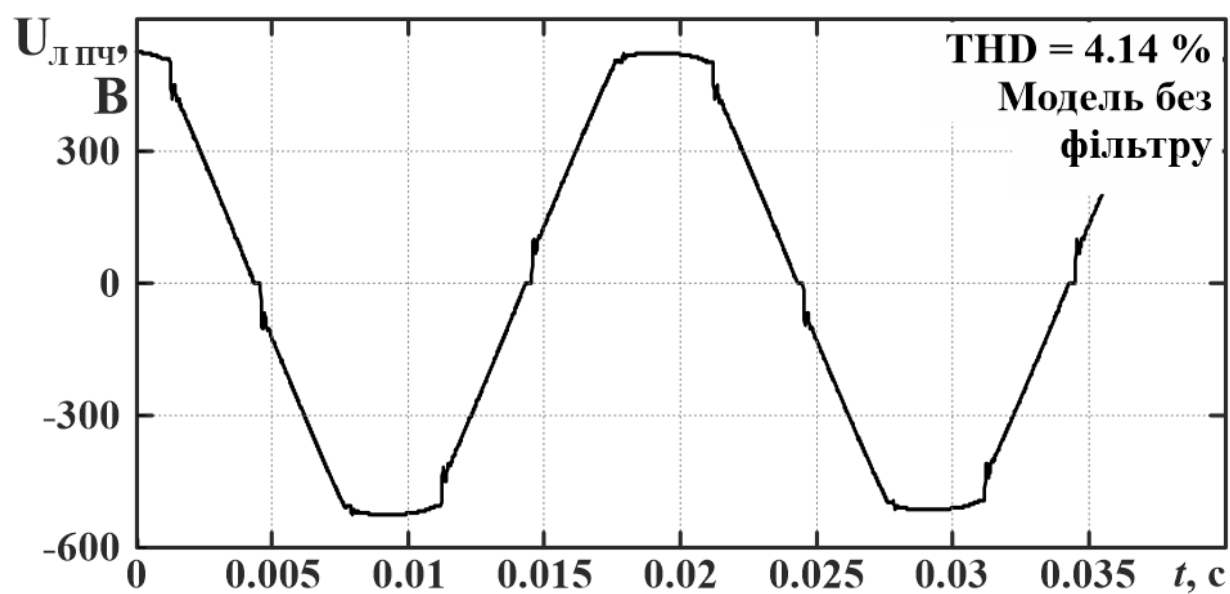


а)

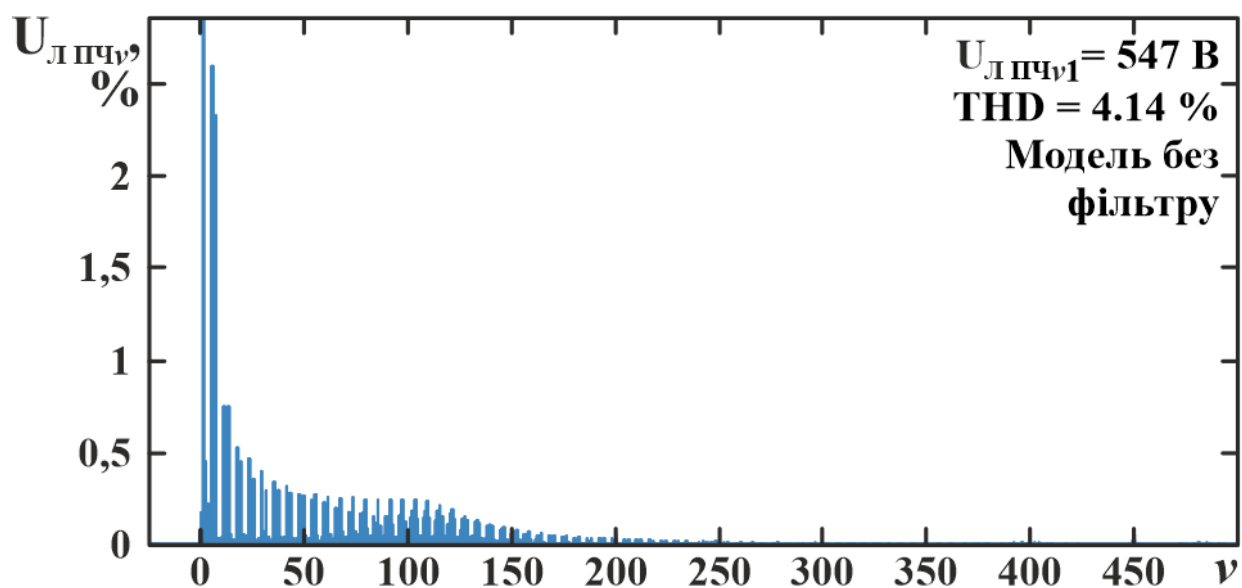


б)

Рисунок 4.15 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на вході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

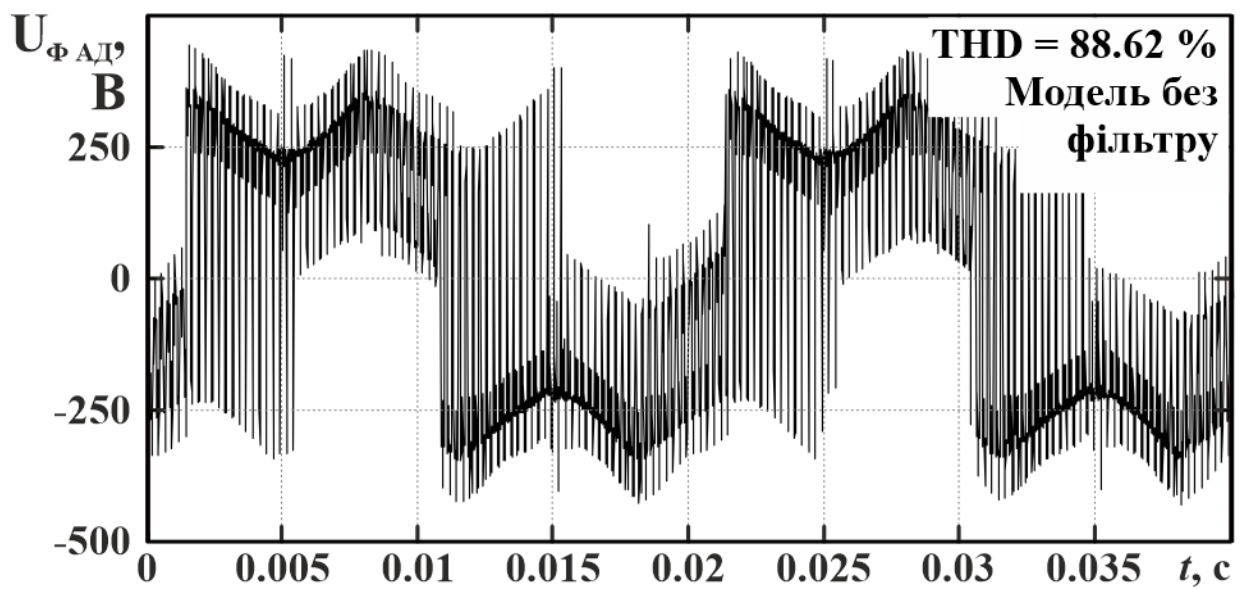


а)

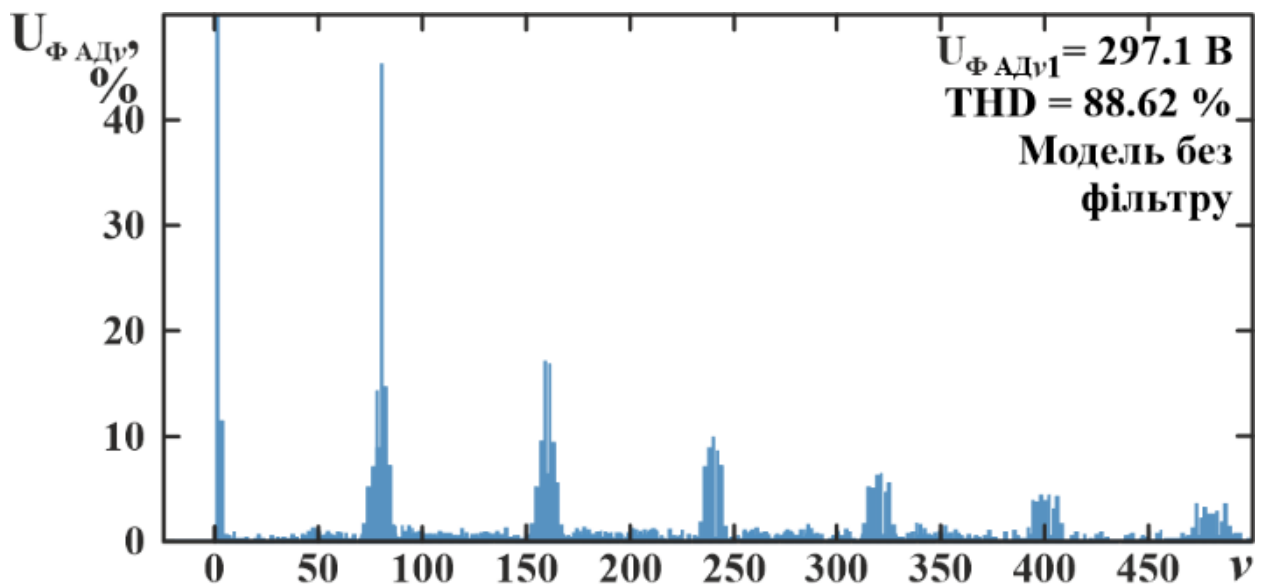


б)

Рисунок 4.16 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на вході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

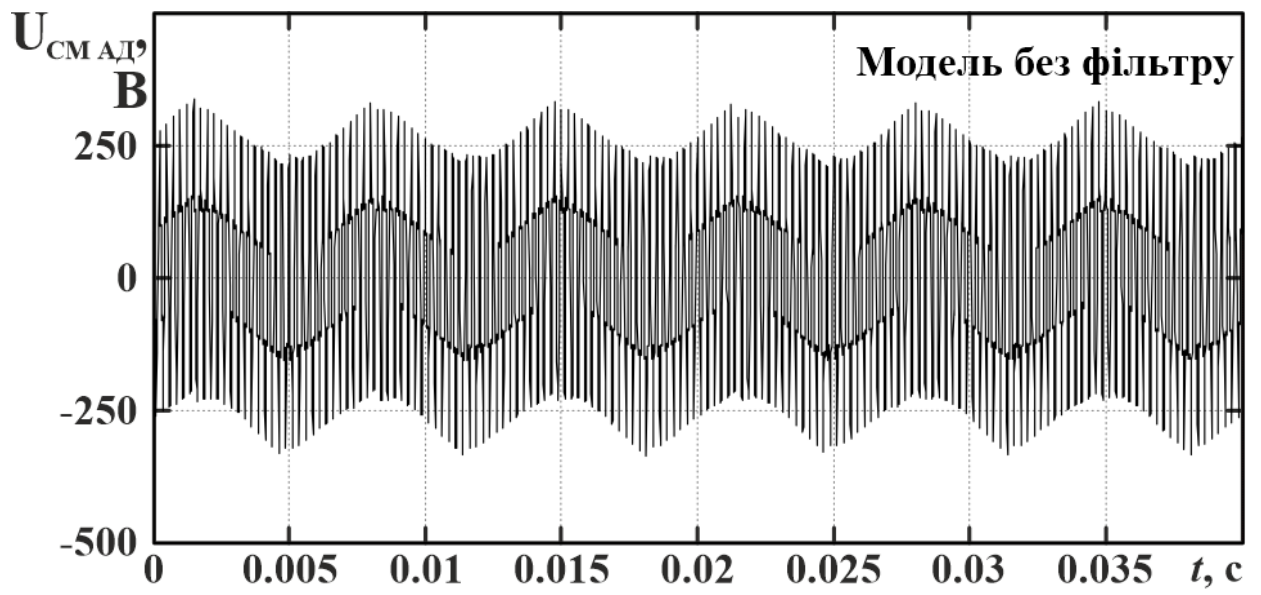


а)

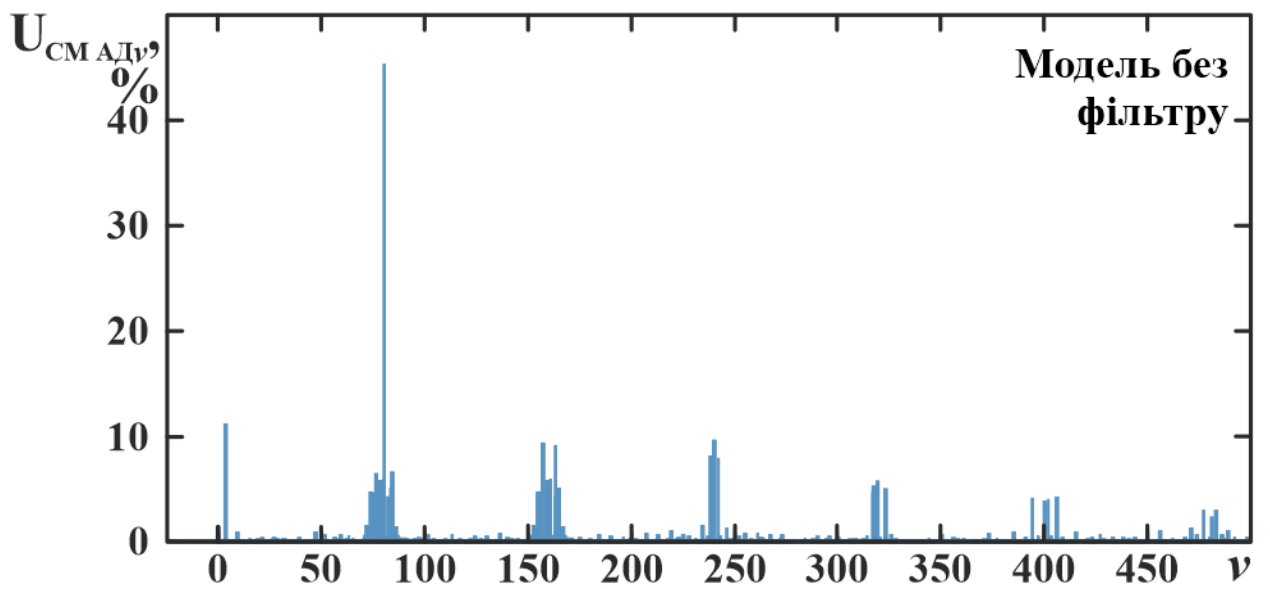


б)

Рисунок 4.17 – Осцилограма (а) та спектр гармонік (б) фазної напруги на виході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

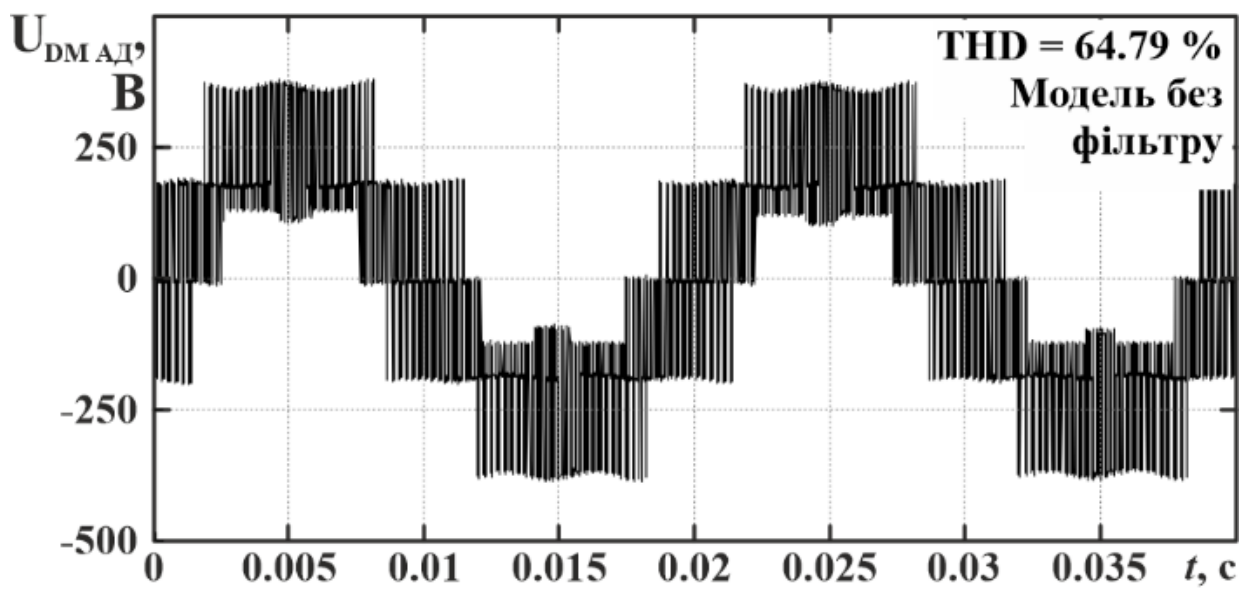


а)

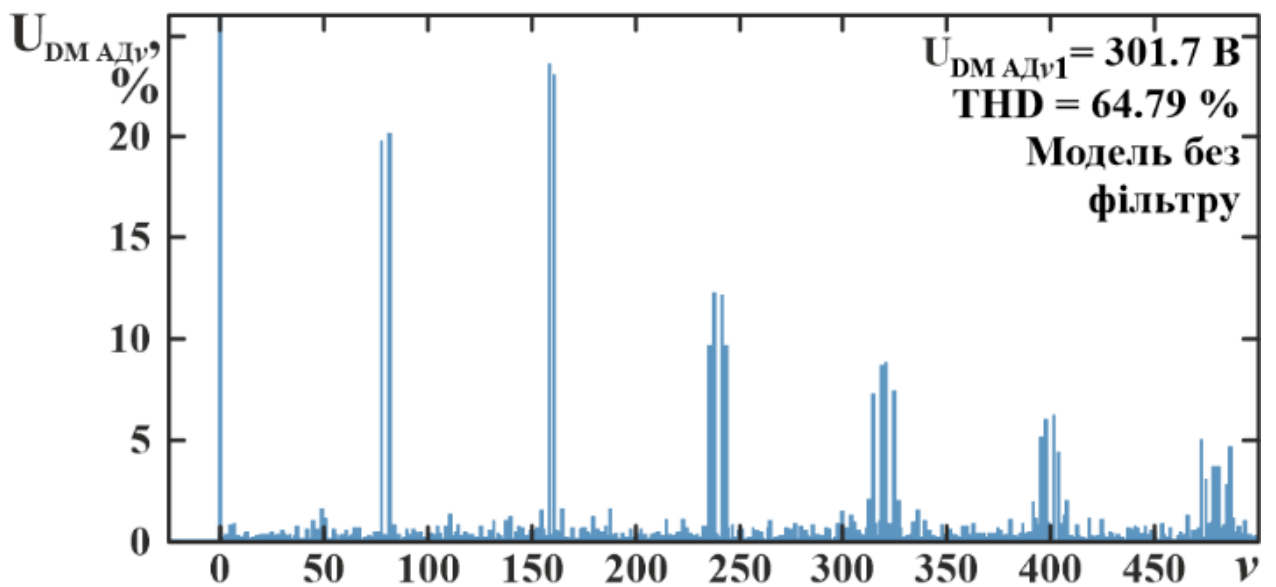


б)

Рисунок 4.18 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на виході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

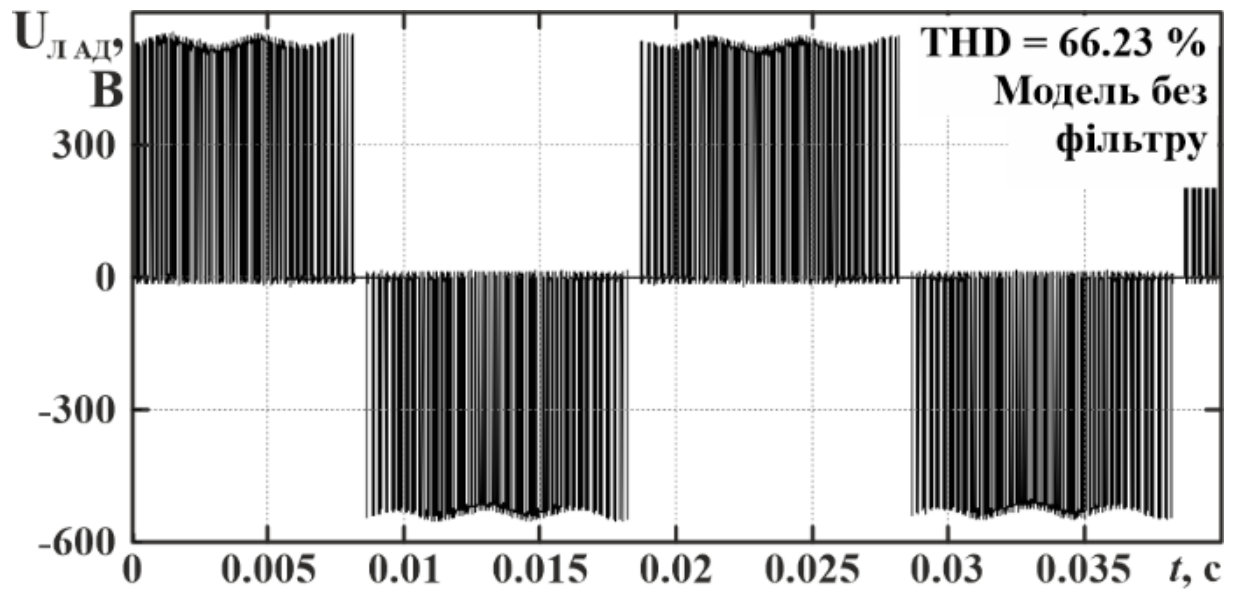


а)

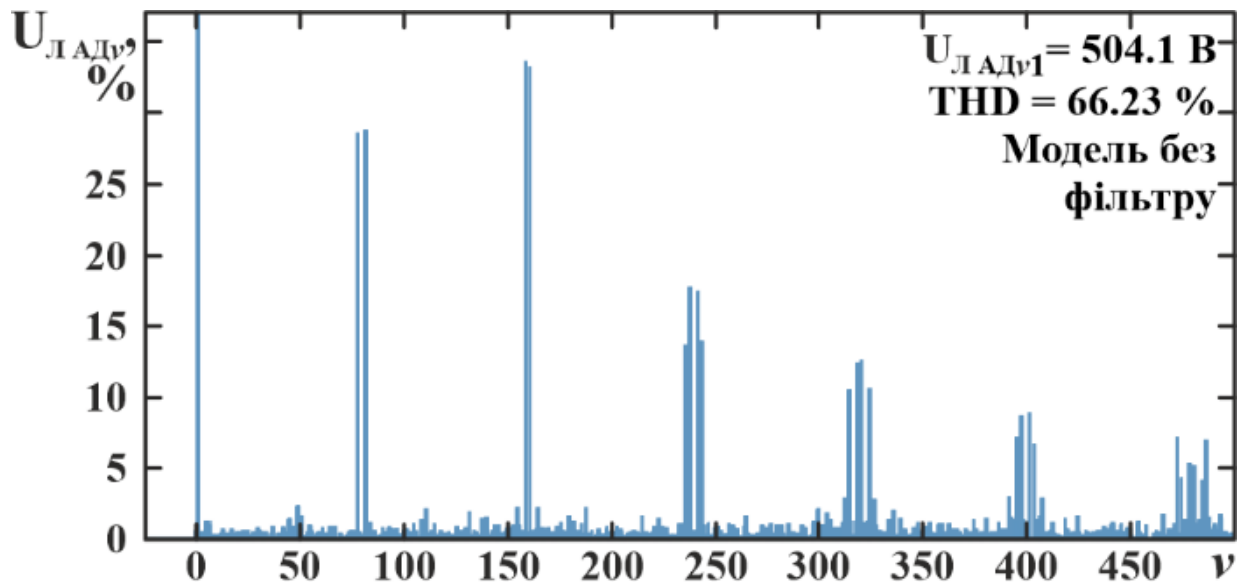


б)

Рисунок 4.19 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на виході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink



а)



б)

Рисунок 4.20 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на виході ПЧ, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

4.5. Дослідження ефективності засобів зниження високочастотних електромагнітних завад

На основі розробленої імітаційної моделі проведено дослідження ефективності застосування засобів зниження високочастотних електромагнітних завад, а саме окремо диференційного фільтра (рис. 3.12) та комбінованого пасивного фільтру (рис. 3.6), розглянутих у розділі 3.

Імітаційна модель, що використовується для аналізу роботи диференційного фільтра, наведена на рис. 4.21. Методика розрахунку параметрів диференційного фільтру представлена в 3 розділі (3.10) – (3.15). Результати розрахунку наведені в таблиці 4.3. Результати дослідження наведені на рис. 4.22 – 4.29.

Таблиця 4.3 – Розраховані параметри диференційного фільтра

Параметр елементу	L	R_d	C
Значення	9 мГн	1 Ом	60 мкФ

Аналіз результатів, представлених на рис. 4.27 та 4.29, свідчить про те, що диференційний фільтр ефективно знижує рівень диференційних ЕМЗ у вихідному колі ПЧ. Форма диференційної та лінійної напруги наблизилися до синусоїдальної, а коефіцієнт гармонічних спотворень THD_U зменшився з 64,79 % до 2,85 %, для диференційної напруги, та з 66,23 % до 2,60 % для лінійної.

Коефіцієнт гармонічних спотворень фазної напруги THD_U (рис. 4.26) зменшився з 88,62 % до 69,45 %, що зумовлено покращенням форми диференційної напруги. Водночас основний внесок у спотворення залишається за синфазною напругою (рис. 4.27), на яку диференційний фільтр не впливає – її амплітуда, форма та спектральний склад залишаються без змін.

Аналіз результатів, представлених на рис. 4.22 – 4.25, свідчить про те, що диференційний фільтр встановлений на виході ПЧ ніяк не впливає на вхідне коло перетворювача.

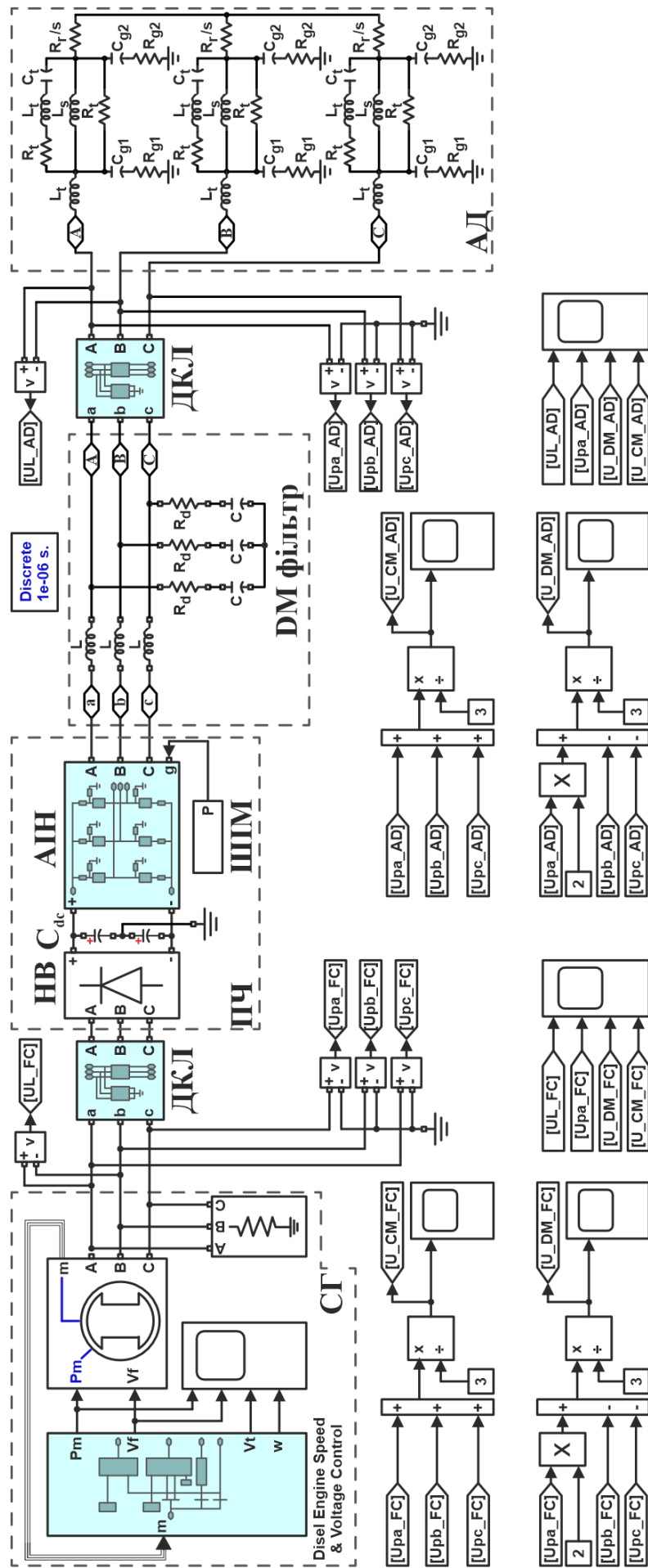
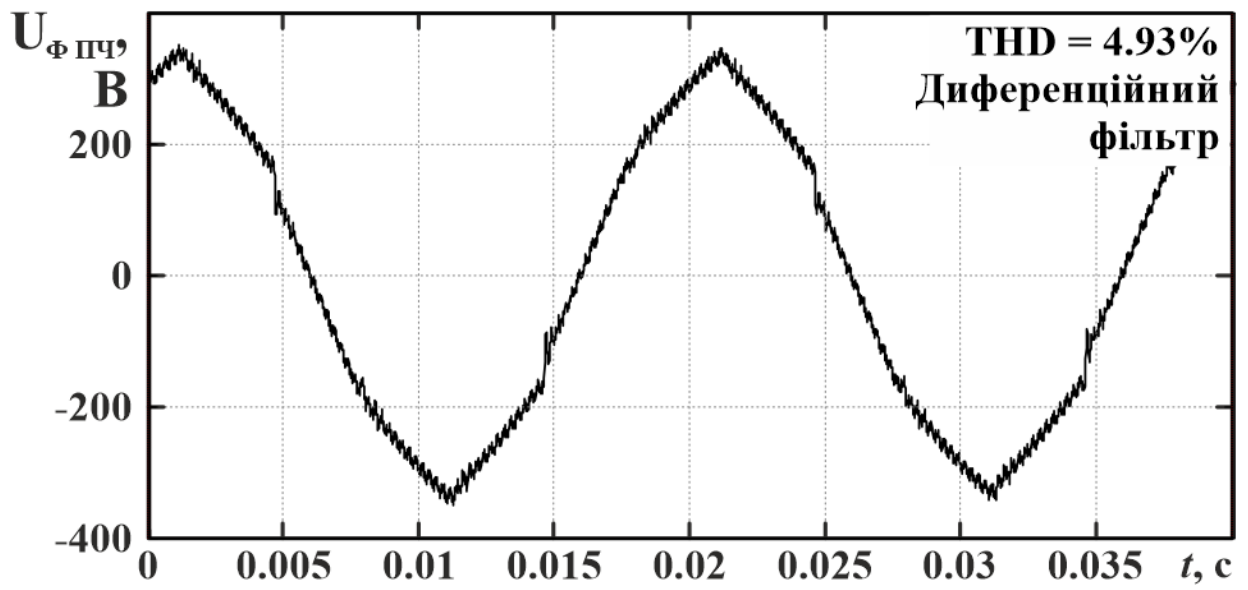
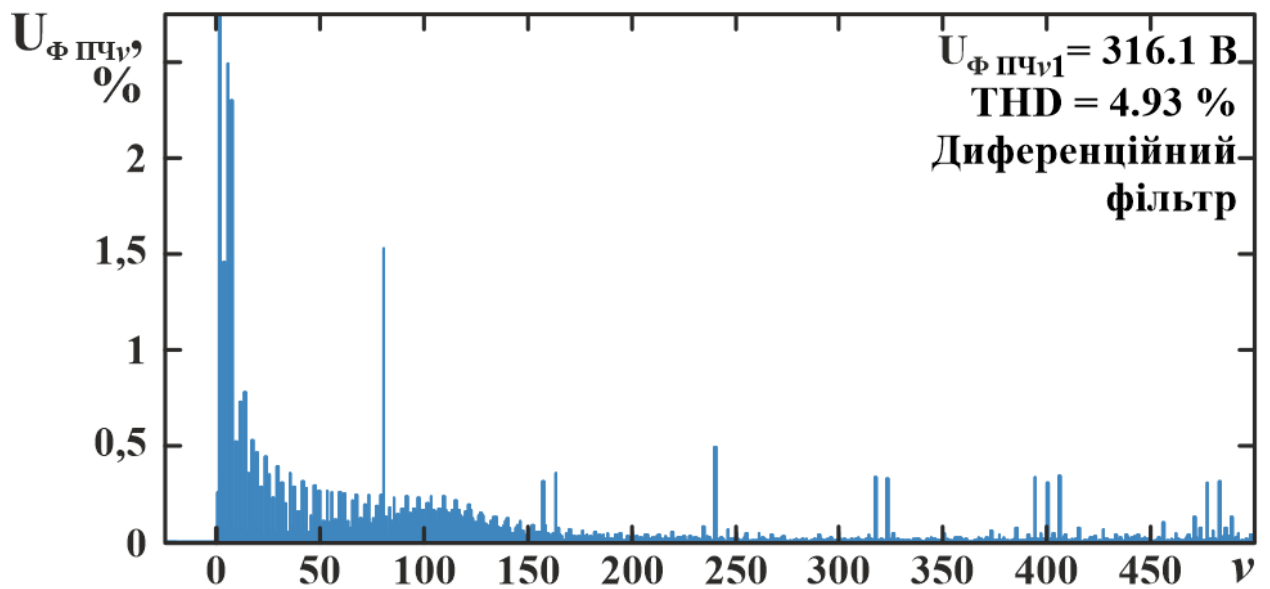


Рисунок 4.21 – Імітаційна модель частотно-регульованого асинхронного електропривода з встановленим диференційним фільтром в середовищі MATLAB/Simulink



а)



б)

Рисунок 4.22 – Осцилограма (а) та спектр (б) фазної напруги на вході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

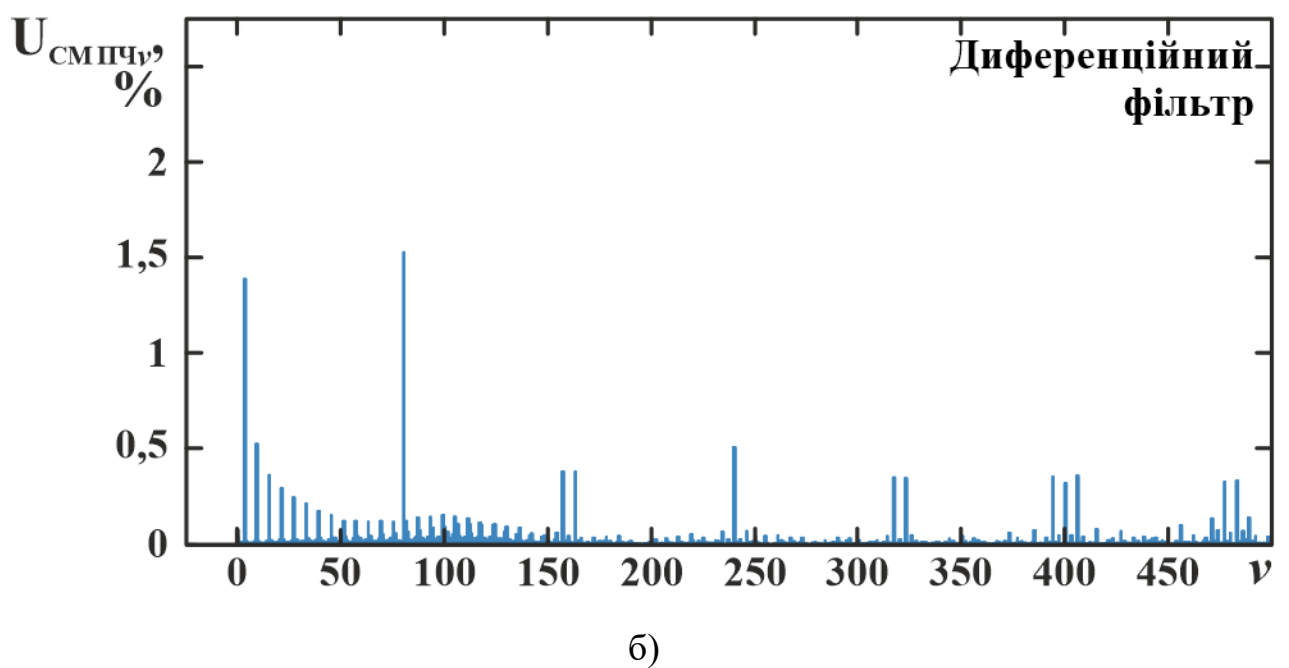
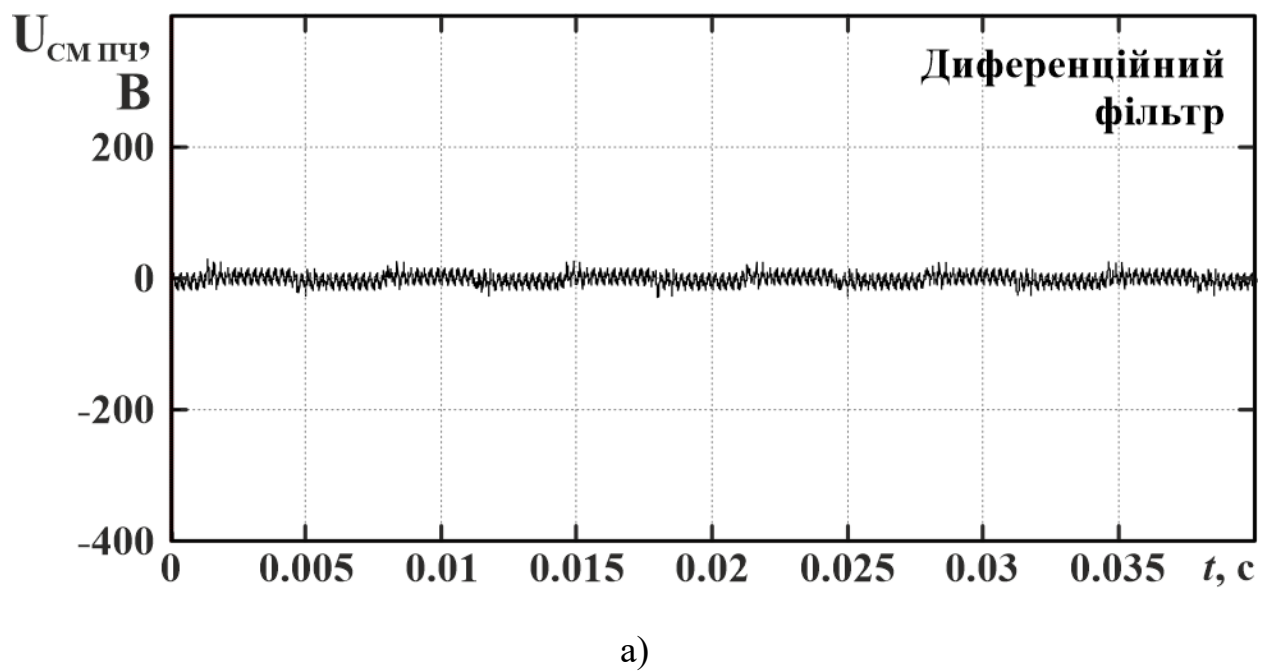
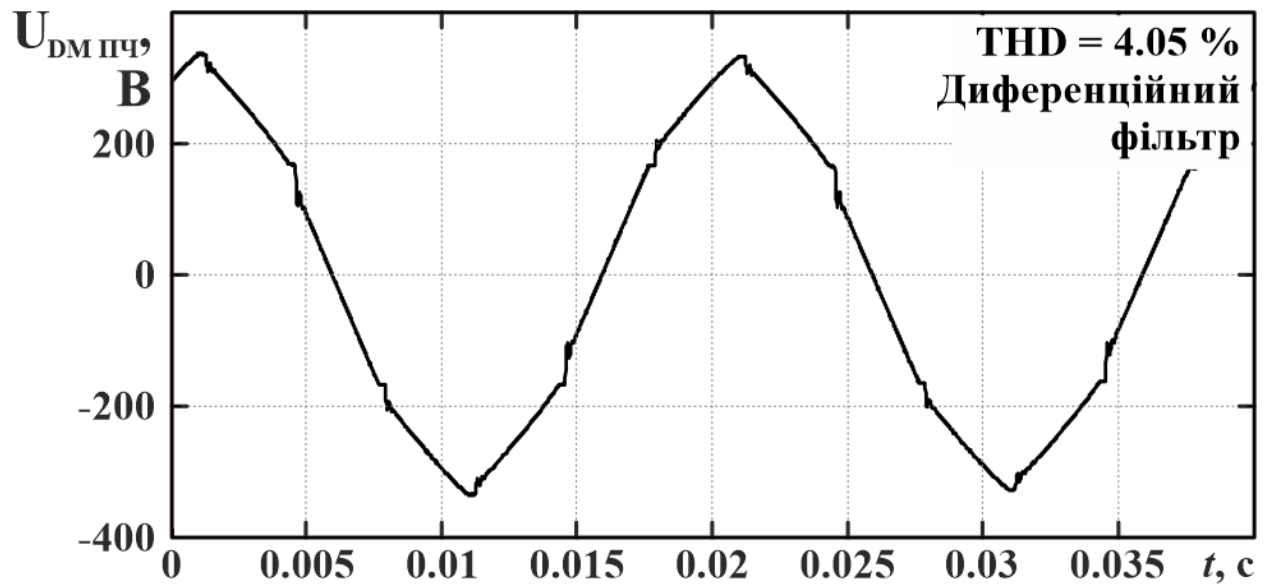
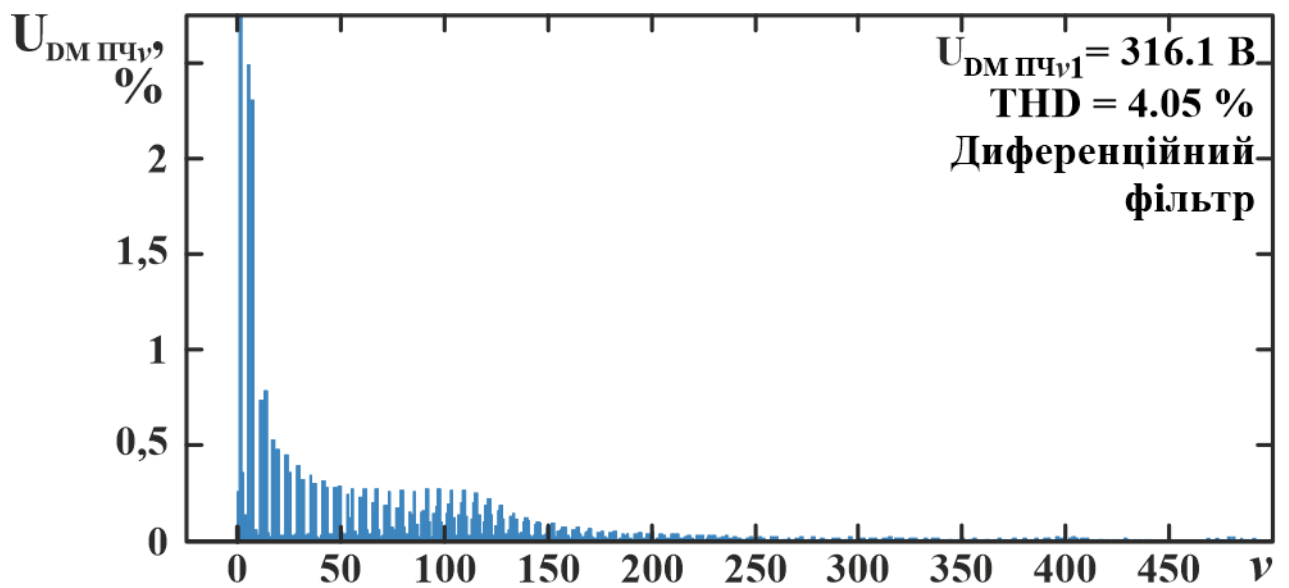


Рисунок 4.23 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на вході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

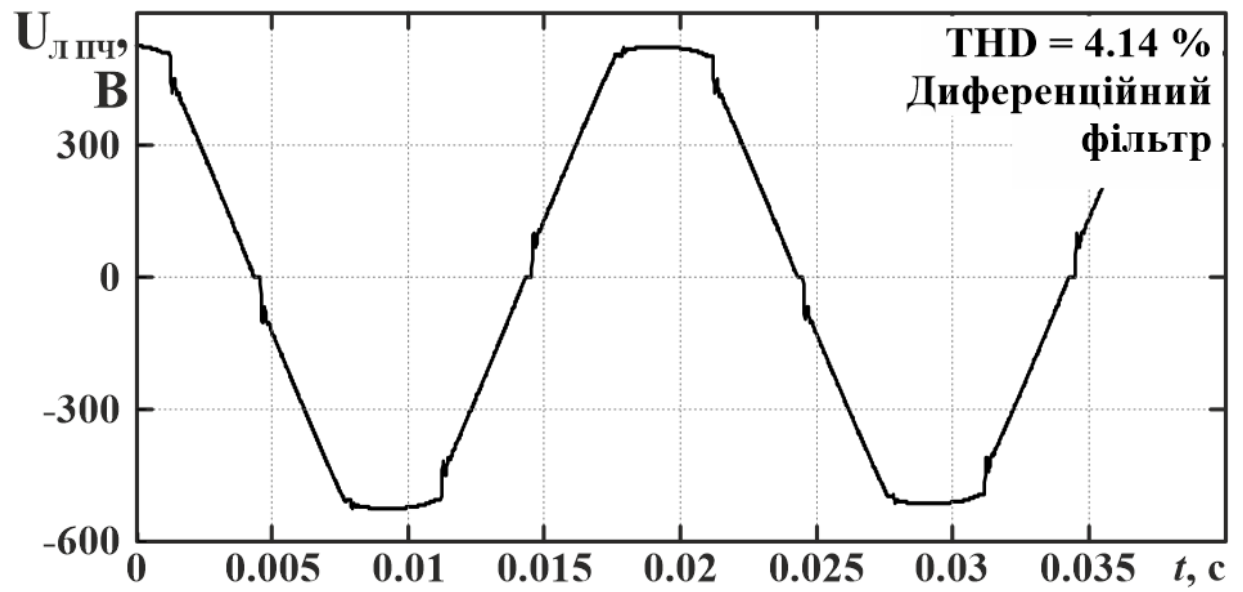


а)

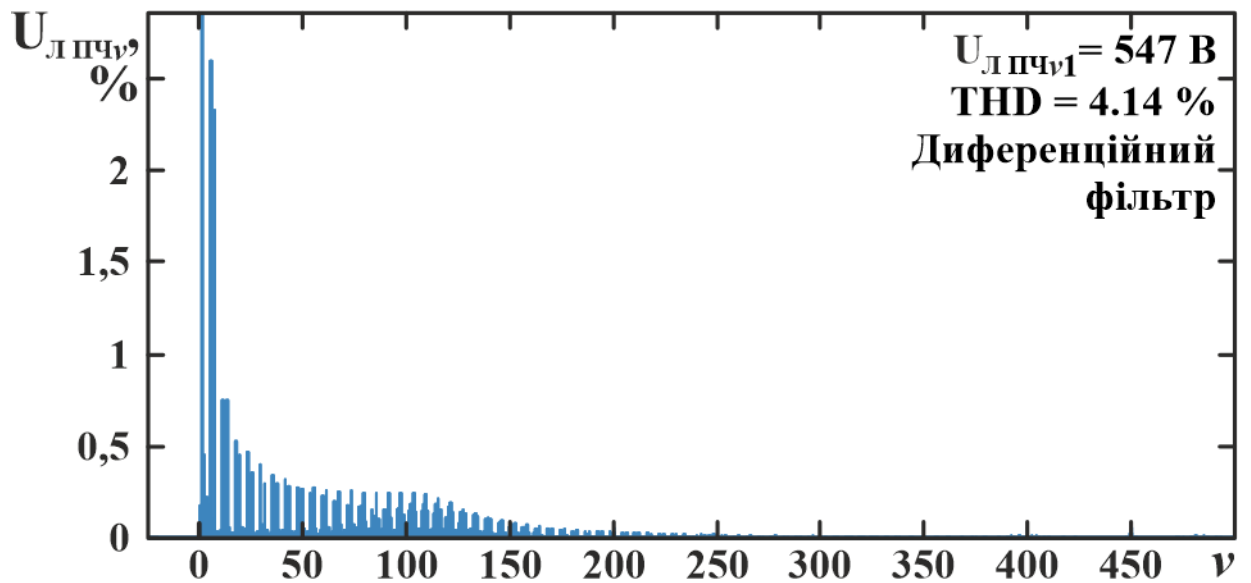


б)

Рисунок 4.24 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на вході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

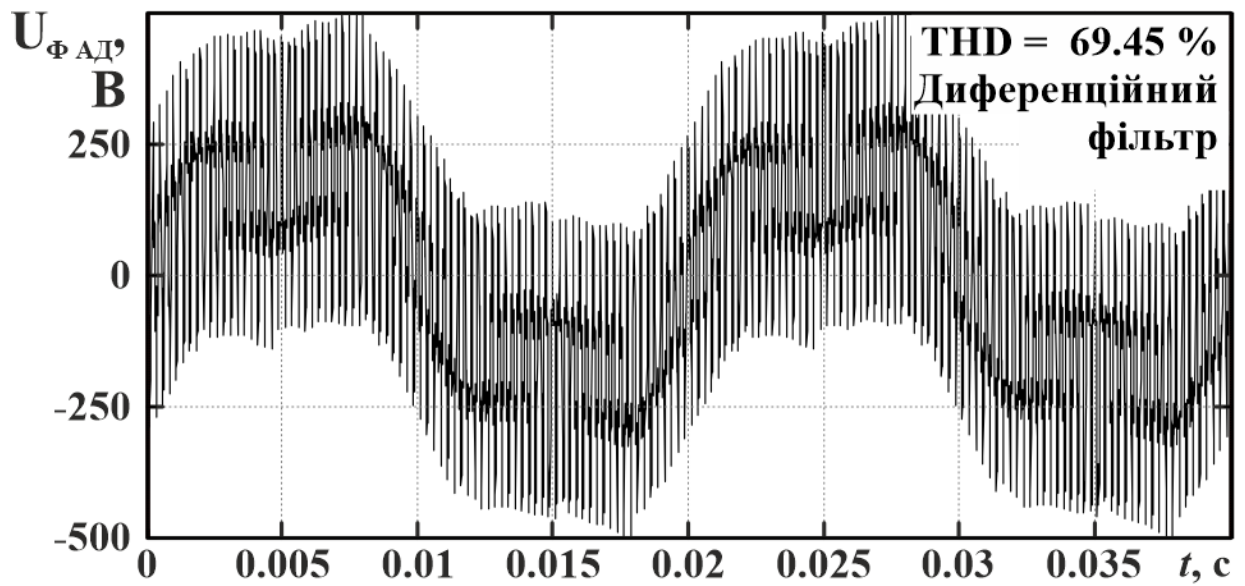


а)

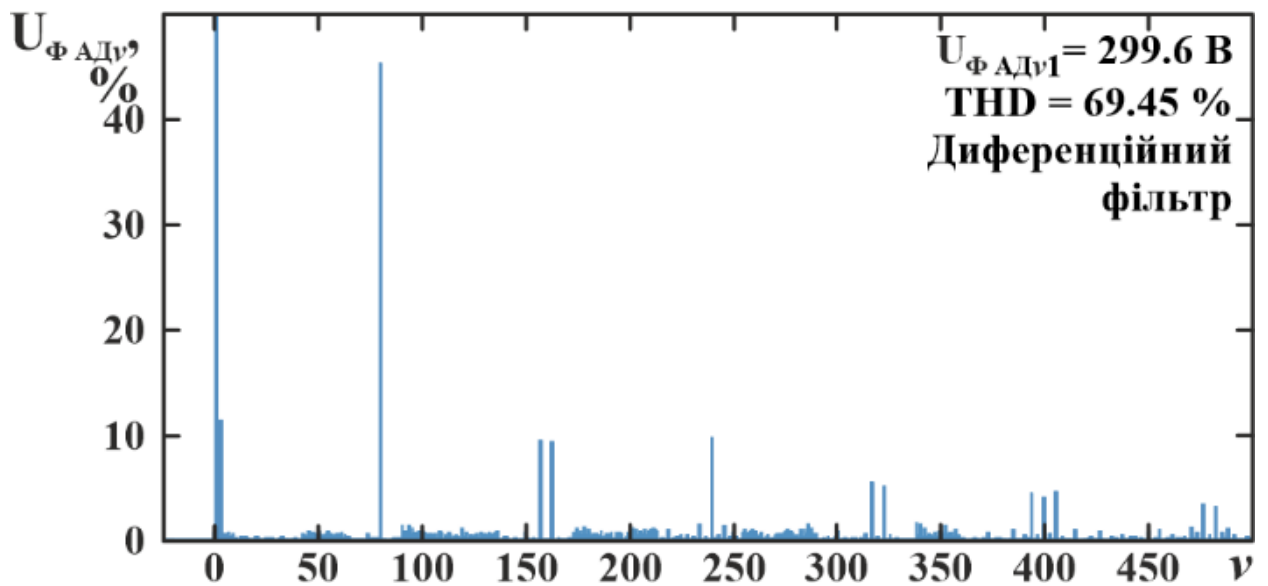


б)

Рисунок 4.25 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на вході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

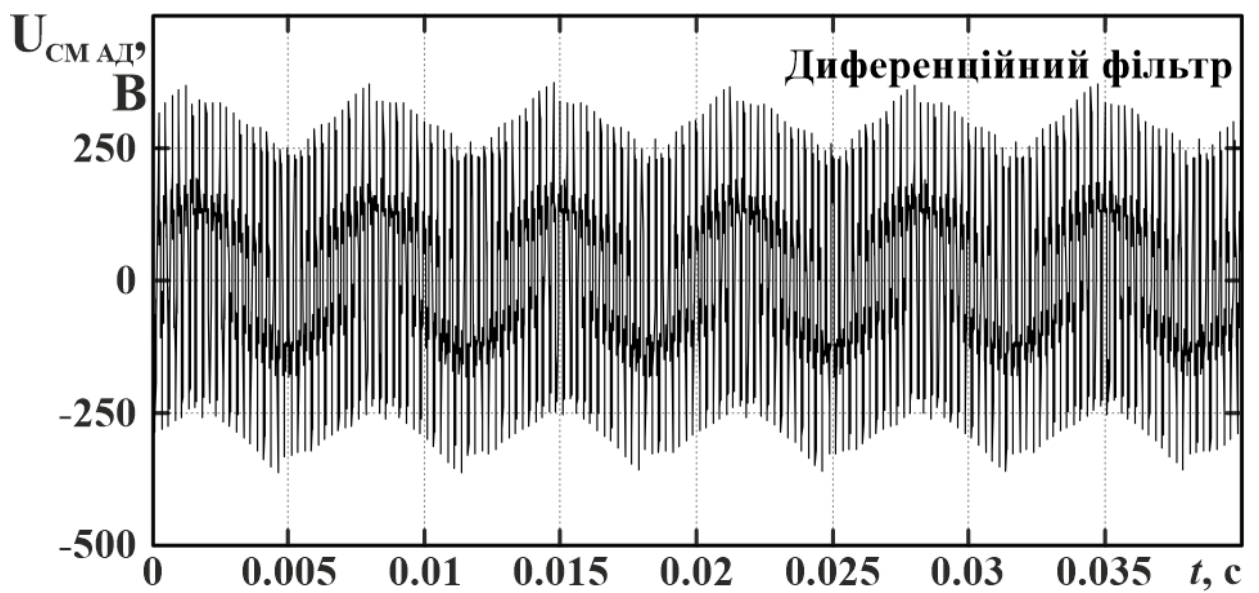


а)

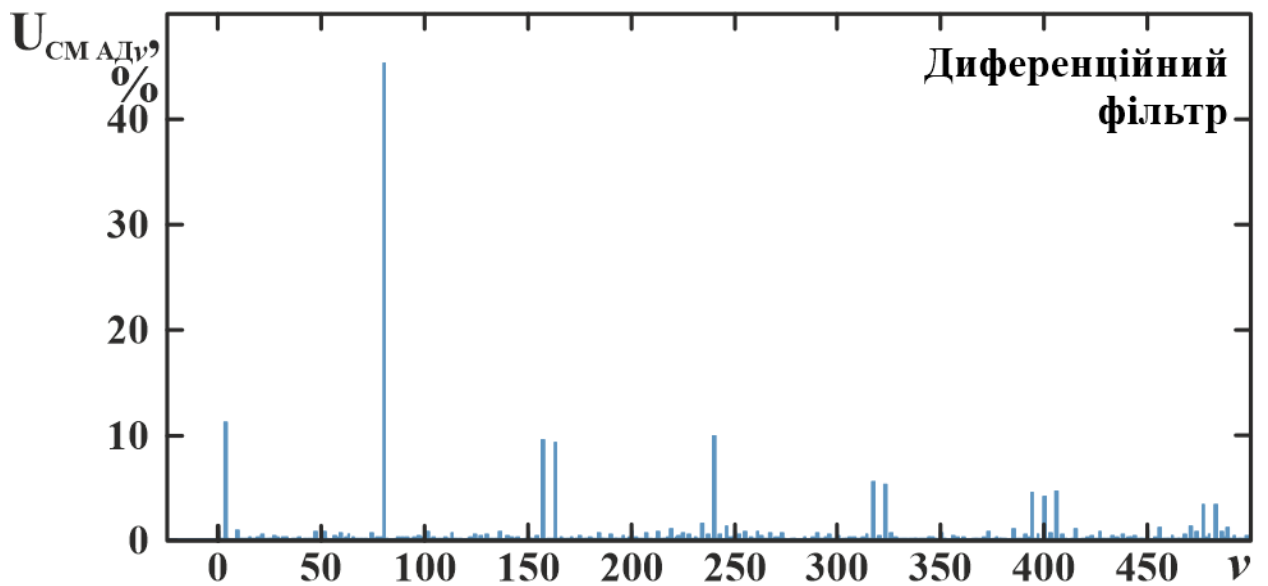


б)

Рисунок 4.26 – Осцилограма (а) та спектр (б) фазної напруги на виході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

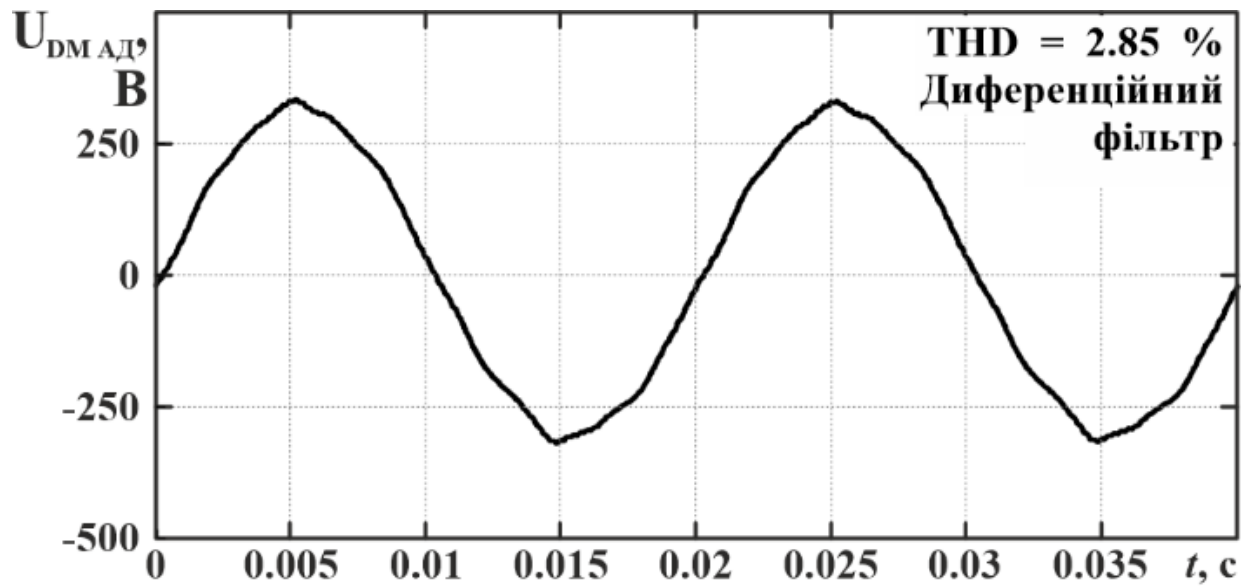


а)

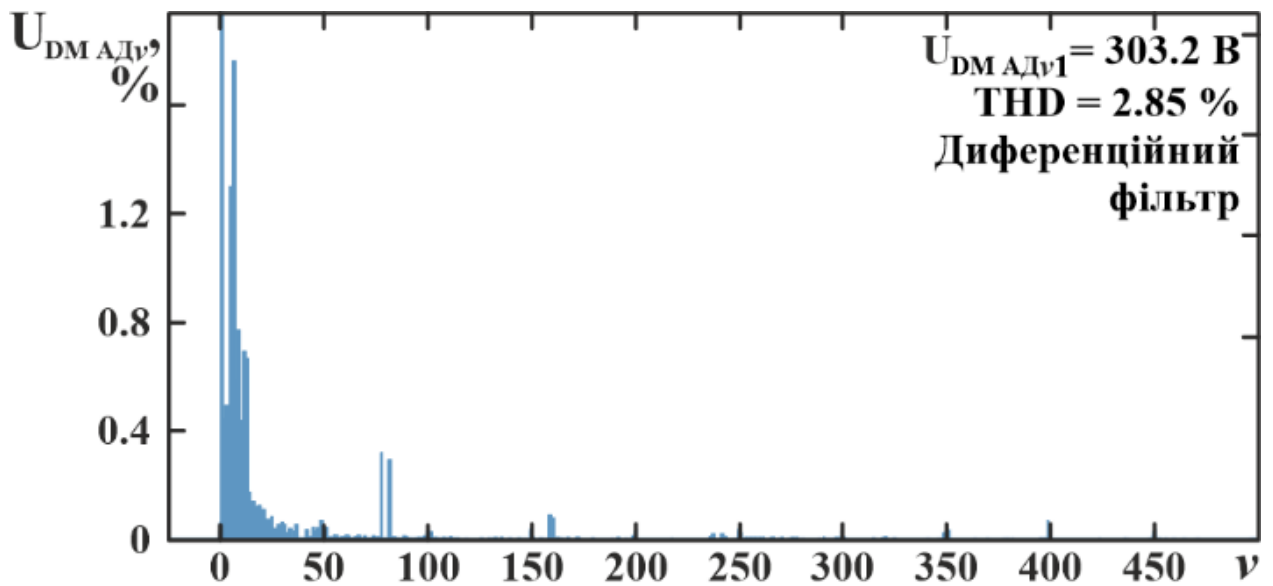


б)

Рисунок 4.27 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на виході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

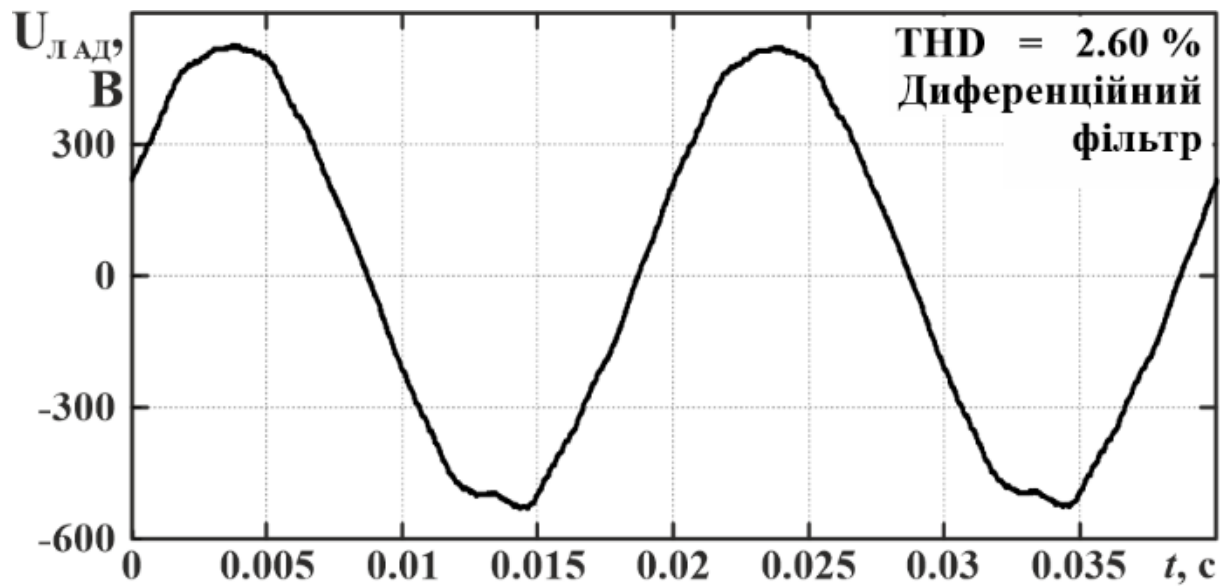


а)

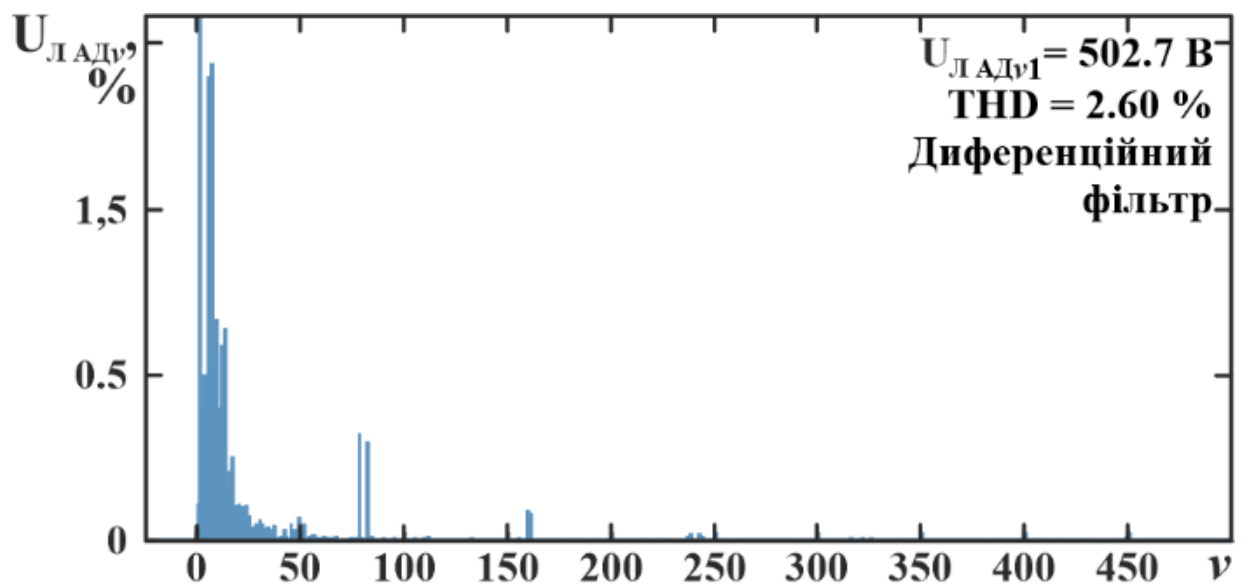


б)

Рисунок 4.28 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на виході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink



a)



6)

Рисунок 4.29 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на виході ПЧ, при використанні диференційного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

Комбінований пасивний фільтр моделюється шляхом підключення первинної обмотки L_1 синфазного чотириобмоткового трансформатора через демпфувальний резистор R_1 до точки загального з'єднання ємностей диференційного фільтра, які виконують функцію реєстраторів синфазної напруги.

Синфазний трансформатор реалізовано за допомогою блоку «Mutual Inductance» з чотирма обмотками на спільному магнітному осерді. Його параметри задаються у вигляді симетричної квадратної матриці розміром 4×4 : головна діагональ містить значення індуктивностей окремих обмоток, а позадіагональні елементи – це коефіцієнти взаємної індуктивності k між відповідними парами обмоток.

Методика розрахунку параметрів синфазного фільтра наведена в розділі 3 (3.16) – (3.28). Результати розрахунку подано в таблиці 4.4

Таблиця 4.4 – Розраховані параметри синфазного фільтра

Параметр елементу	L	R_d	C	R_1	$L_1=L_2$	k
Значення	9 мГн	1 Ом	60 мкФ	10 Ом	19,7 мГн	0,95

Імітаційну модель для дослідження роботи комбінованого пасивного фільтра наведено на рис. 4.30. Результати моделювання наведені на рис. 4.31 – 4.38

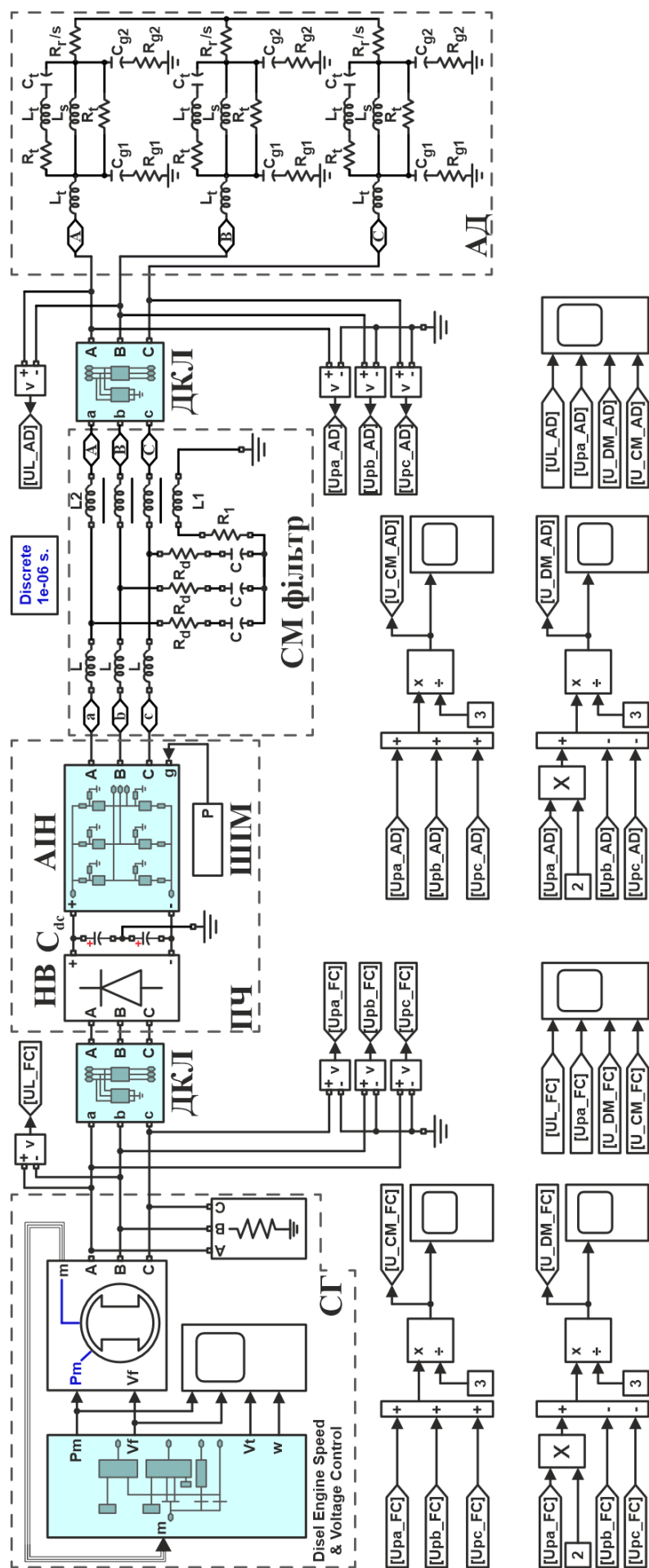
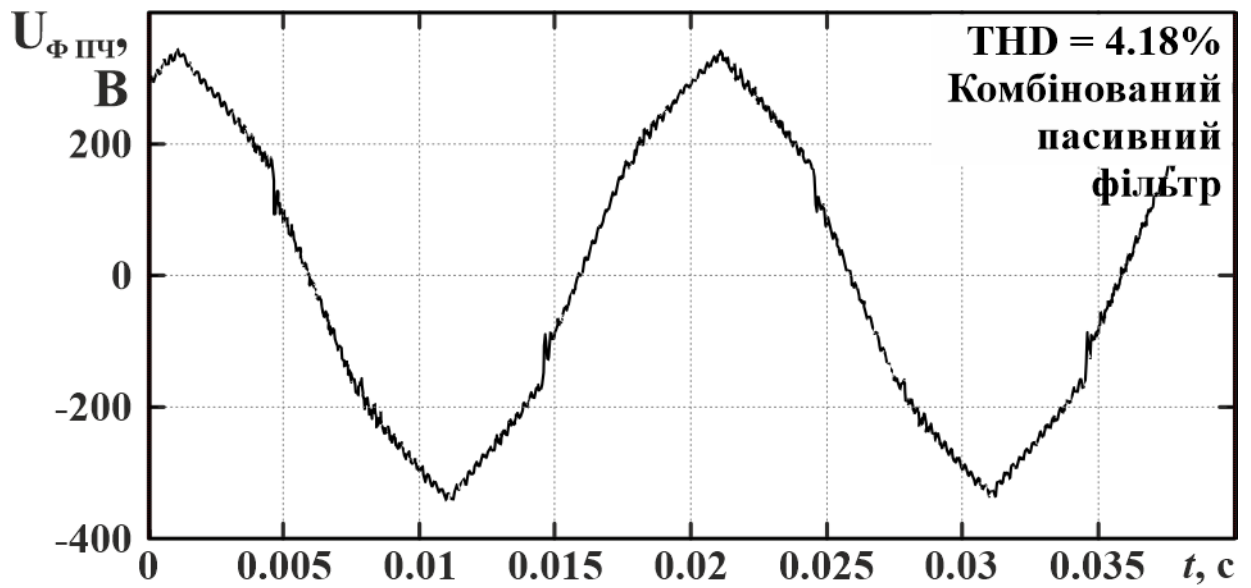
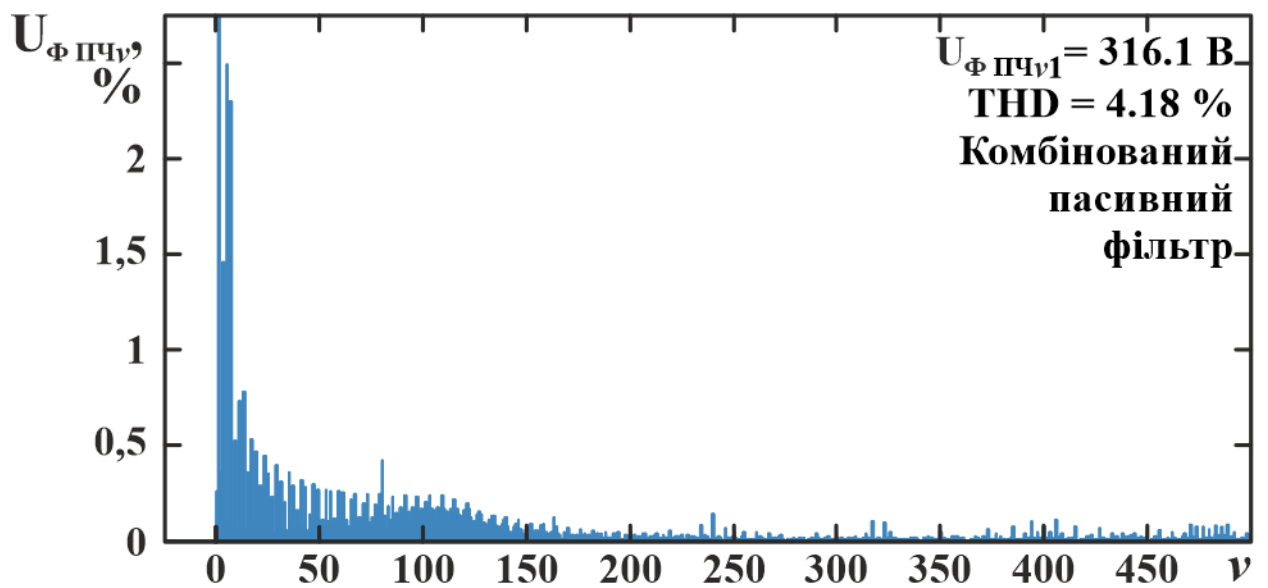


Рисунок 4.30— Імітаційна модель частотно-регульованого асинхронного електропривода з встановленим комбінованим високочастотним фільтром в середовищі MATLAB/Simulink



а)



б)

Рисунок 4.31 – Осцилограма (а) та спектр (б) фазної напруги на вході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

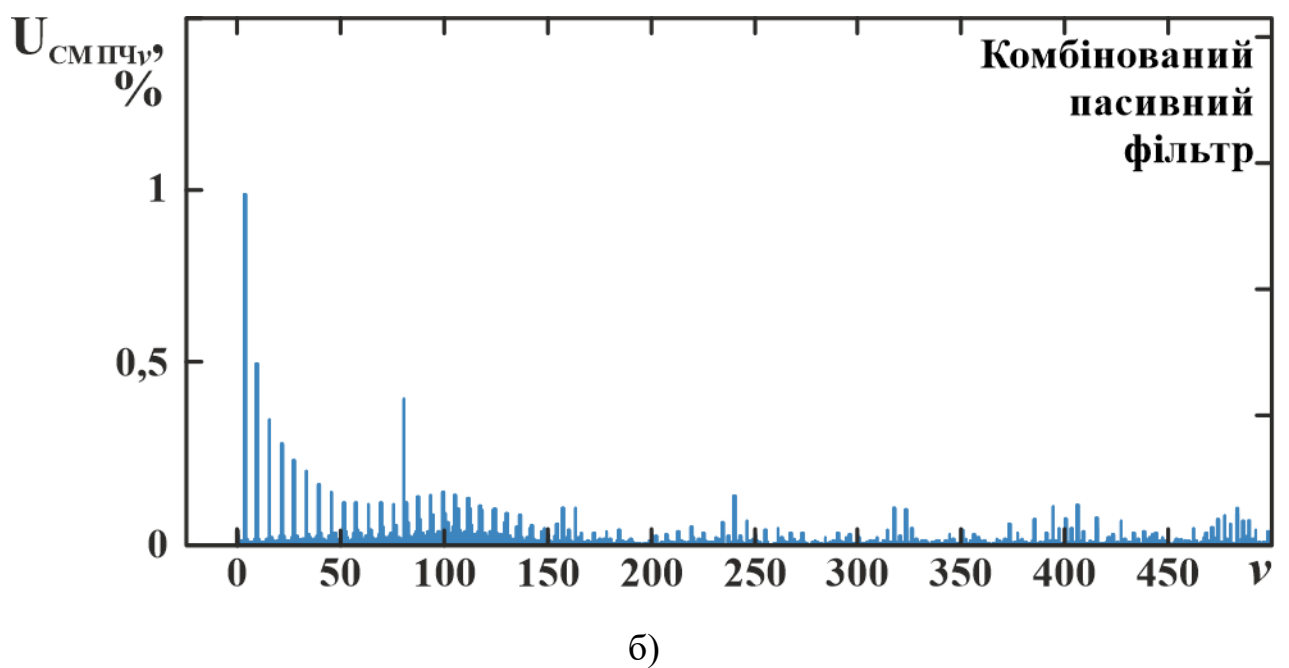
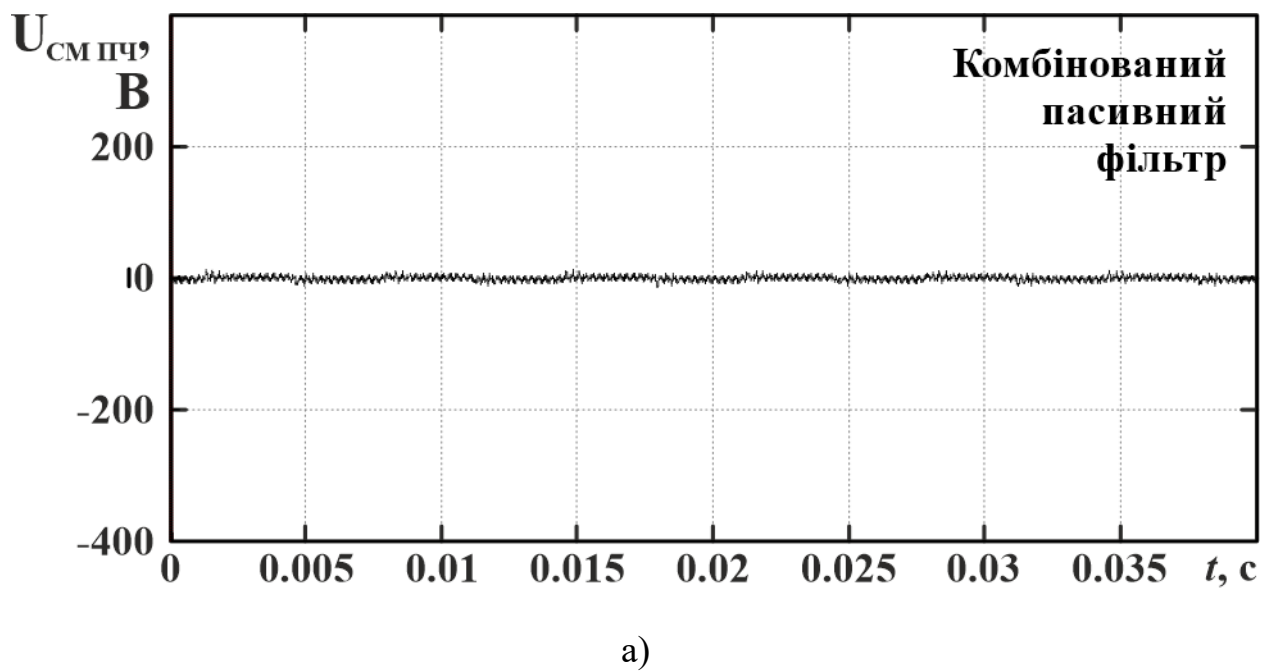
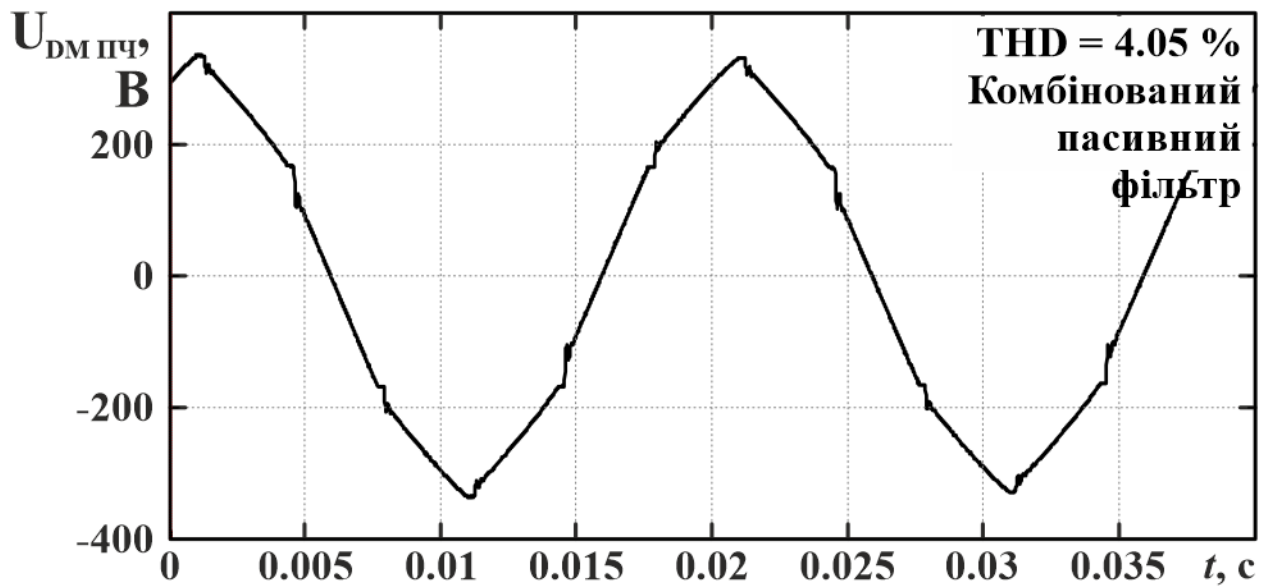
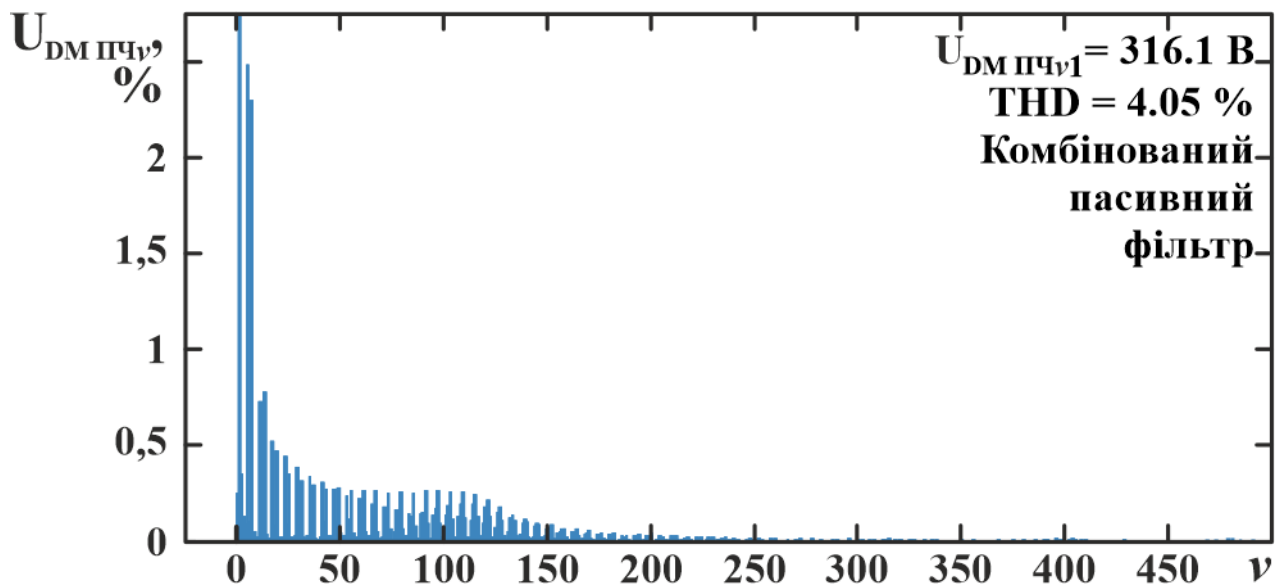


Рисунок 4.32 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на вході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

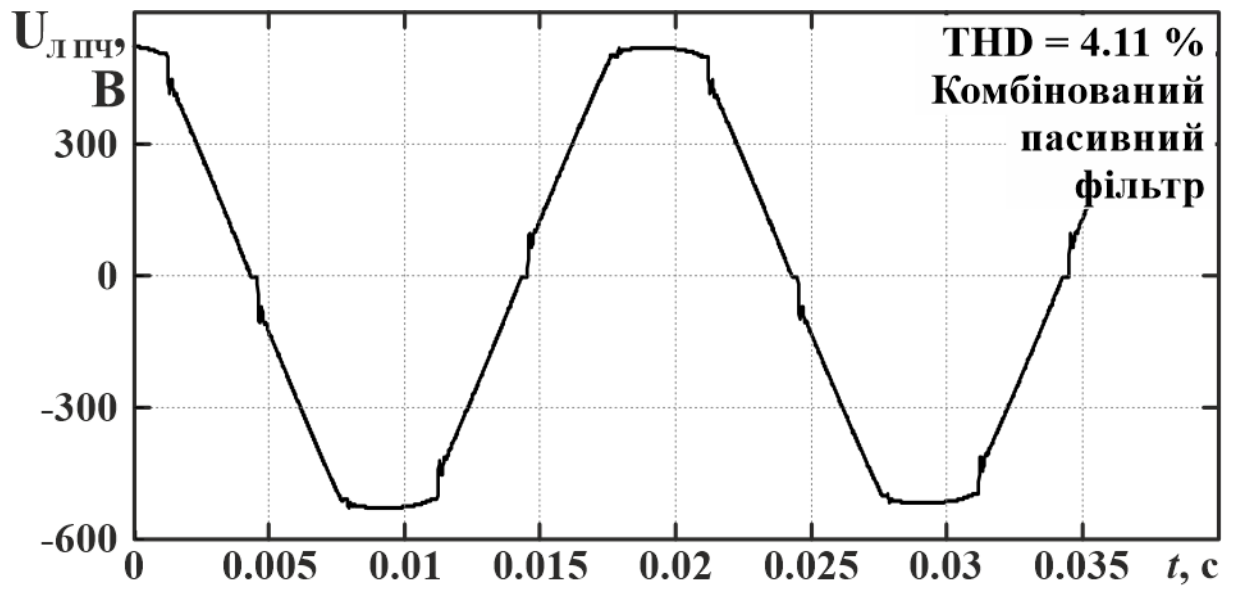


а)

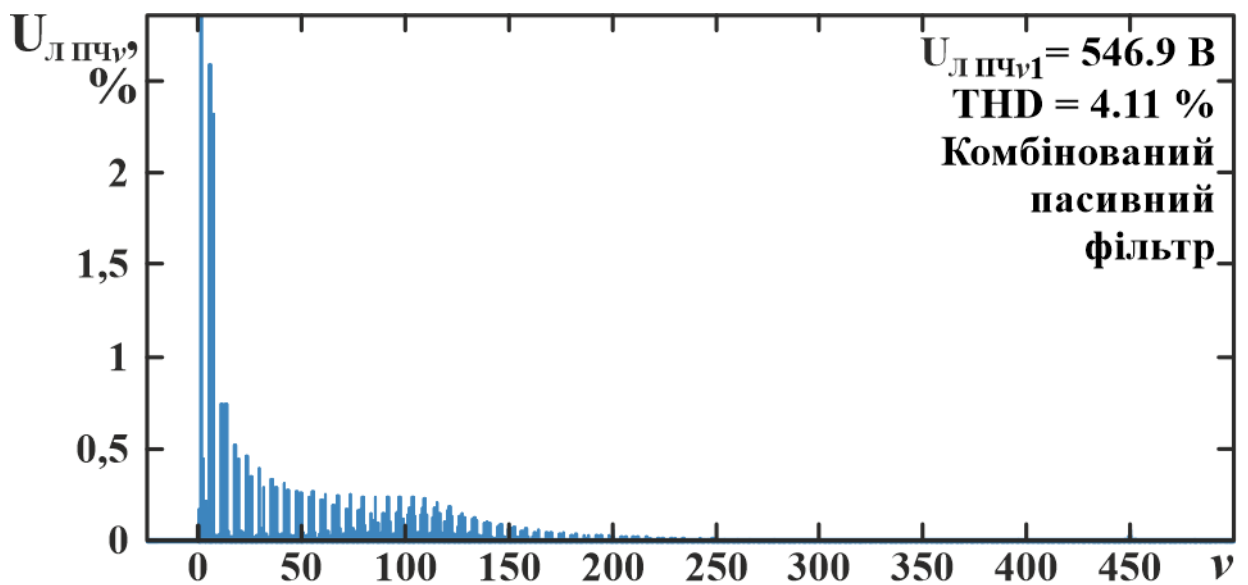


б)

Рисунок 4.33 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на вході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

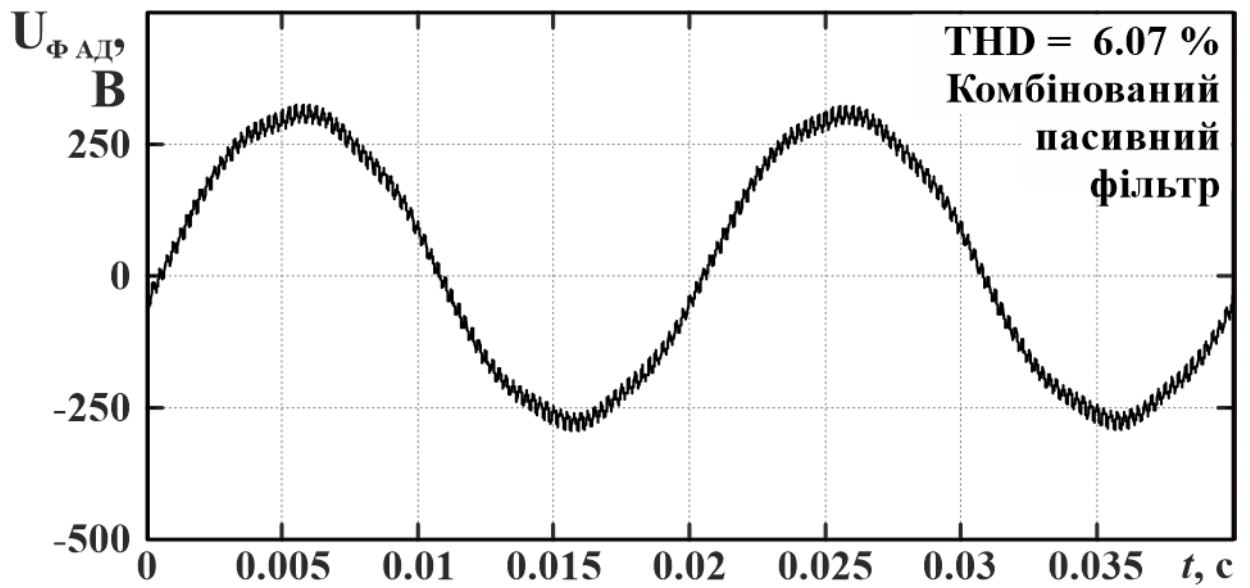


а)

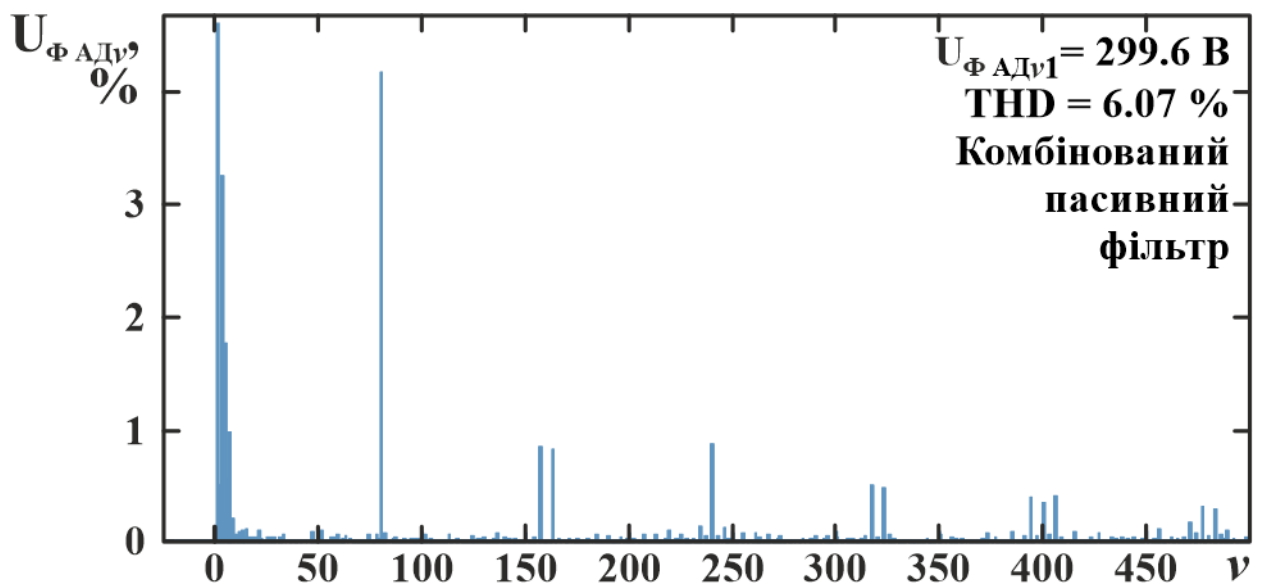


б)

Рисунок 4.34 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на вході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

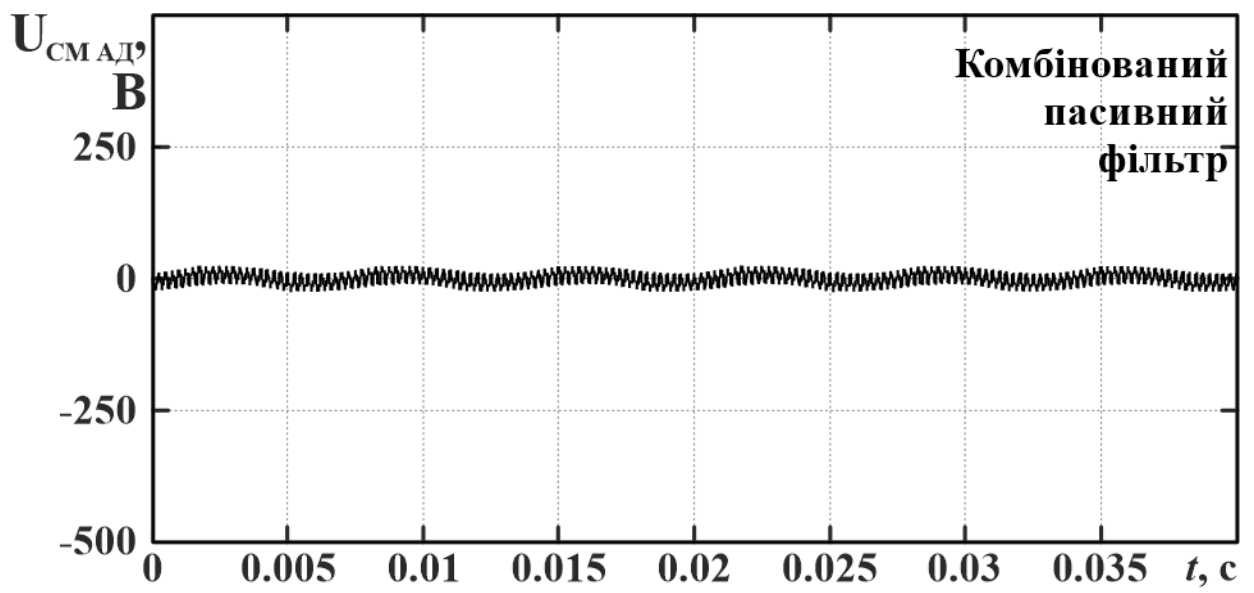


а)

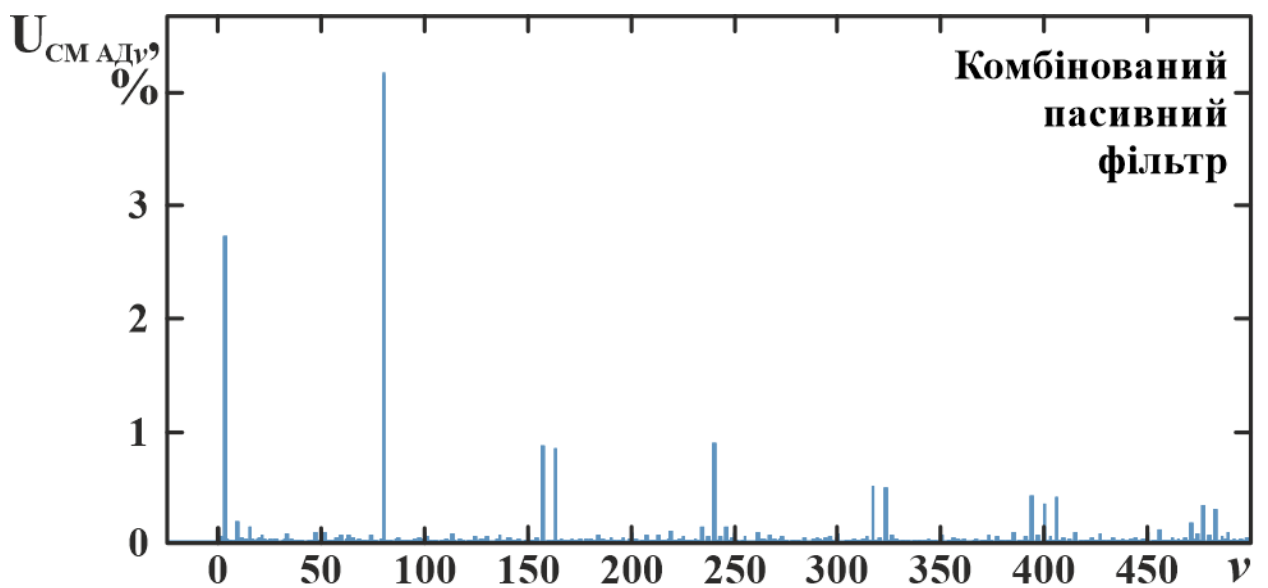


б)

Рисунок 4.35 – Осцилограма (а) та спектр (б) фазної напруги на виході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтру, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

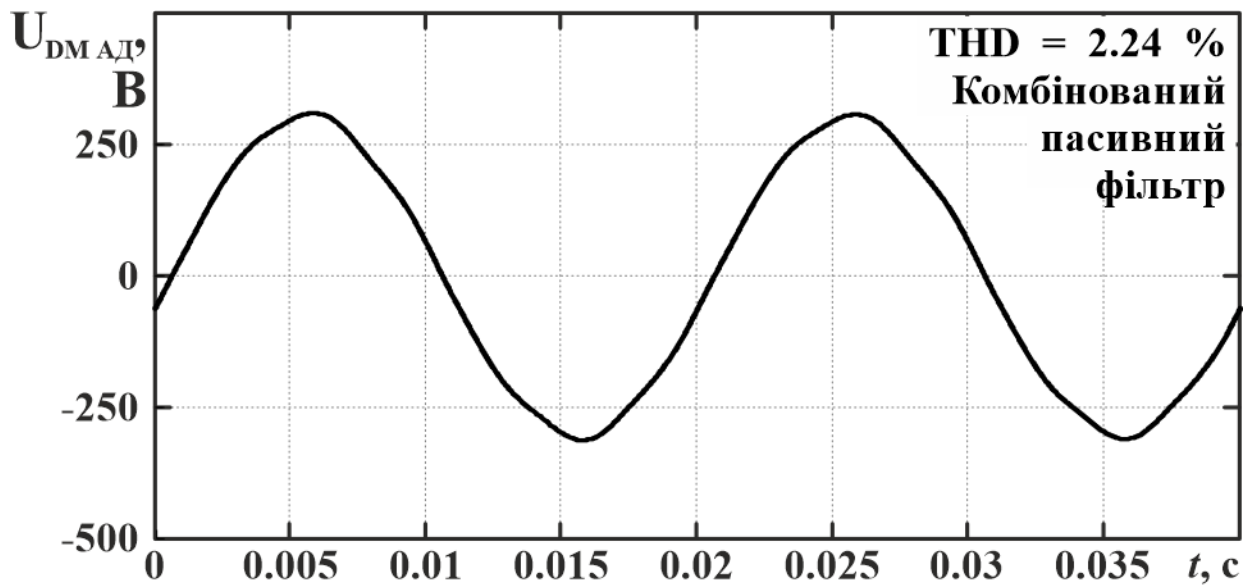


а)

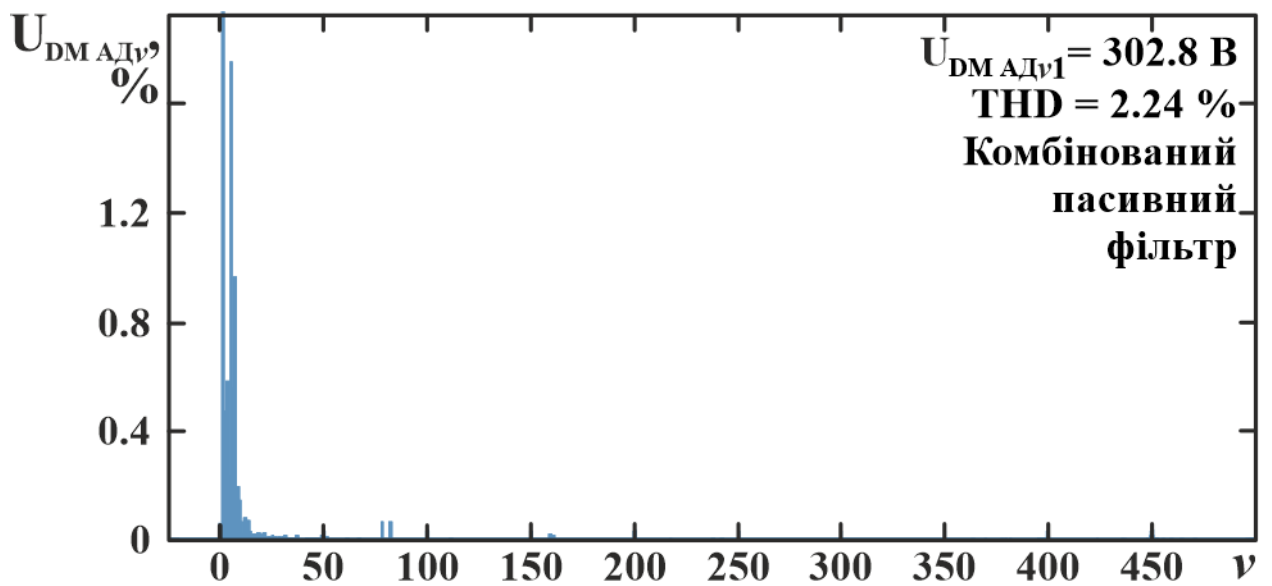


б)

Рисунок 4.36 – Осцилограма (а) та спектр (б) синфазної напруги на виході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

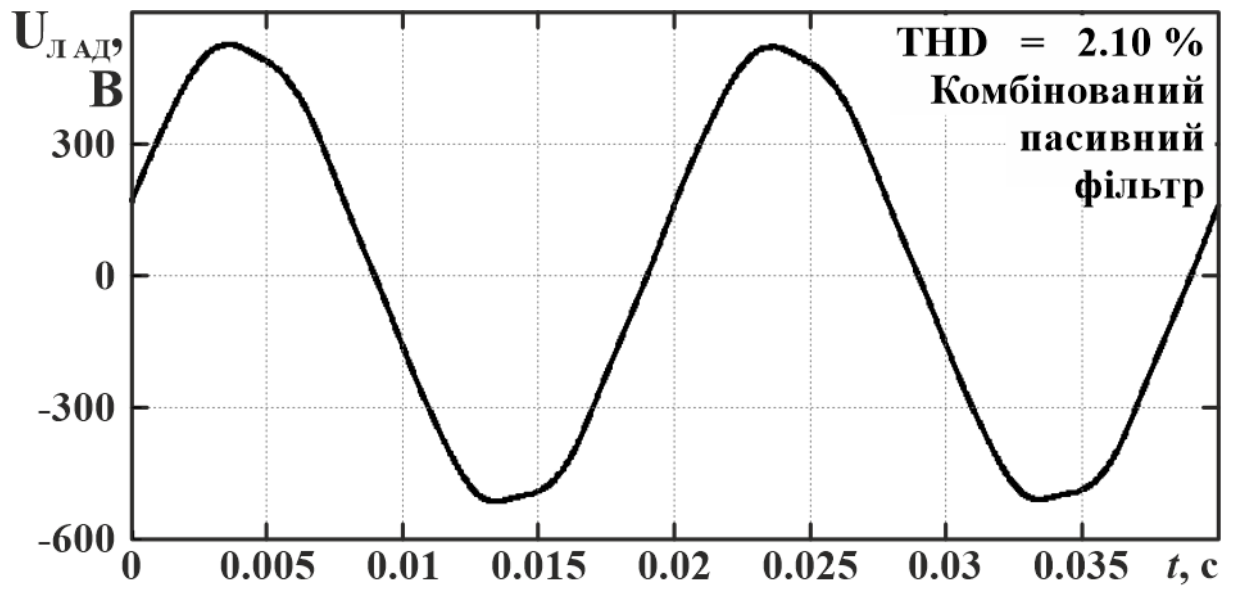


а)

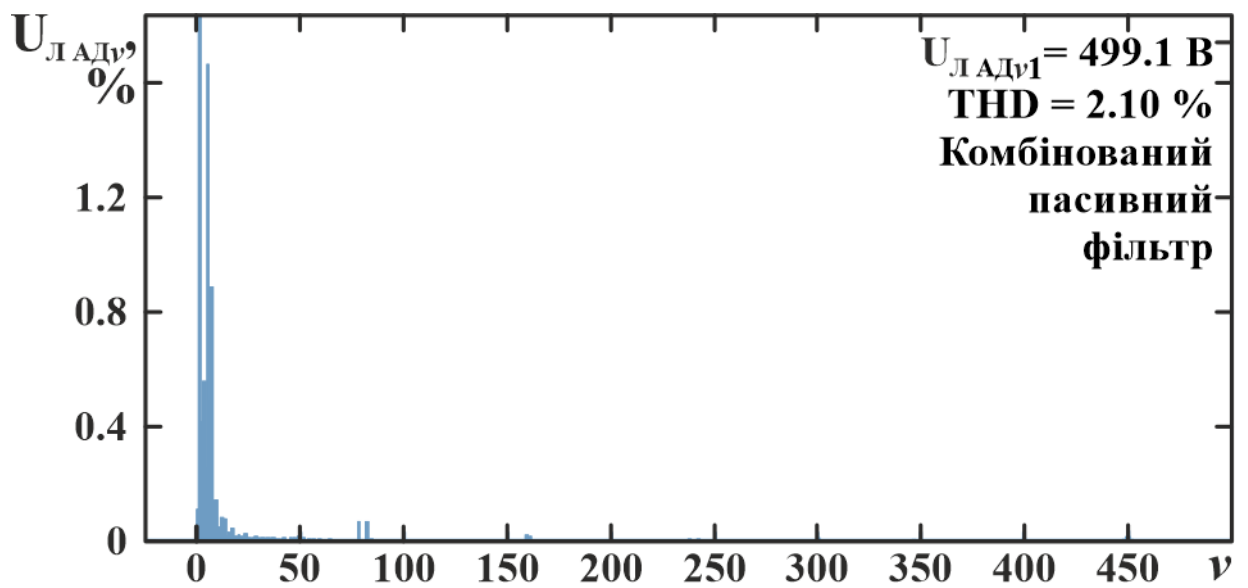


б)

Рисунок 4.37 – Осцилограма (а) та спектр (б) диференційної напруги на виході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтру, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink



а)



б)

Рисунок 4.38 – Осцилограма (а) та спектр (б) лінійної напруги на виході ПЧ, при використанні комбінованого пасивного фільтра, отримані в результаті імітаційного моделювання в середовищі MATLAB/Simulink

З результатів на рис. 4.35 видно, що коефіцієнт гармонічних спотворень фазної напруги на виході ПЧ знизився до 6,07 %, що зумовлено суттєвим зменшенням амплітуди синфазної напруги (рис. 4.36).

Згідно з теоретичними положеннями, викладеними в розділі 3 (3.16) – (3.18), ефективність зниження синфазної напруги визначається значенням коефіцієнта взаємного зв'язку обмоток синфазного трансформатора k . Теоретично, для максимальної компенсації синфазної складової необхідне досягнення одиничного коефіцієнта зв'язку ($k = 1$), що відповідає ідеальному синфазному трансформатору з чотирма ідентичними обмотками. Однак реалізація такого трансформатора є неможливою як на практиці, так і в умовах імітаційного моделювання через обмеження середовища MATLAB/Simulink.

У початковій моделі пікове амплітудне значення синфазної напруги становить 338 В. При застосуванні у комбінованого пасивного фільтра спостерігається наступне зниження синфазної напруги залежно від значення коефіцієнта зв'язку k :

- при $k = 0,99$ – синфазна напруга зменшується до 10 В, відносно початкового значення знижується на 97%;
- при $k = 0,95$ (рис. 4.19) – до 25 В, що відповідає зниженню на 93 %;
- при $k = 0,8$ – до 80 В, що становить зниження на 77 %.

Таким чином, навіть за умови неідеального синфазного трансформатора, застосування комбінованого пасивного фільтра забезпечує суттєве зниження рівня синфазної напруги.

З результатів, наведених на рис. 4.31 та 4.32, видно, що застосування запропонованого комбінованого пасивного фільтра позитивно впливає не лише на вихідне, але й на вхідне коло перетворювача частоти з ШІМ у складі ЧРАЕП. Зокрема, коефіцієнт гармонічних спотворень фазної напруги на вході перетворювача зменшився з 4,93 % до 4,18 %, а амплітудне значення синфазної напруги – з 32 В до 12 В. Це пояснюється тим, що синфазні напруги та струми генеруються інвертором з ШІМ, однак через паразитні ємнісні зв'язків можуть поширюватися вглиб системи, зокрема на вхід перетворювача та інші елементи

мережі. Встановлення комбінованого пасивного фільтра на виході ПЧ обмежує генерування синфазних напруг, зменшуючи рівень струмів, які розповсюджуються через паразитні ємності елементів ЧРАЕП, тим самим зменшуючи рівень високочастотних синфазних ЕМЗ.

Такий підхід особливо ефективний у випадку, коли розглядається не окремий ЧРАЕП, а цілий комплекс частотно-регульованих приводів з ШІМ, де кожен з інверторів генерує синфазні напруги, які взаємно впливають один на одного та збільшують сумарний рівень синфазних струмів у системі.

Зведені результати експериментальних та імітаційних досліджень високочастотних електромагнітних процесів в ЧРАЕП наведено в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 – Зведені результати експериментальних та імітаційних досліджень

		Фазна напруга	Синфазна напруга	Диференційна напруга	Лінійна напруга
		THD_U , %	Амплітуда, В	THD_U , %	THD_U , %
Вхід ПЧ	Експеримент	6,96	24	5,86	—
	Модель	4,93	32	4,05	4,14
	Диференційний фільтр	4,93	32	4,05	4,14
	Комбінований пасивний фільтр	4,18	12	4,05	4,14
Вихід ПЧ	Експеримент	71,79	295	55,65	—
	Модель	88,62	338	64,79	66,23
	Диференційний фільтр	69,45	371	2,85	2,60
	Комбінований пасивний фільтр	6,07	25	2,24	2,10

Висновки за розділом 4

1. Розроблено та реалізовано експериментальний стенд для дослідження високочастотних електромагнітних завад у частотно-регульованому асинхронному електроприводі, який забезпечує вимірювання фазних, синфазних і диференційних складових напруг і струмів як на вході, так і на виході перетворювача частоти. В якості засобів вимірювання використовувалися аналізатор якості електроенергії Metrel MI 2893 і цифровий осцилограф SDS1102CML.

2. Вперше запропоновано методику експериментального дослідження високочастотних гармонічних спотворень (до 125 кГц), який поєднує цифровий осцилограф із засобами спектрального аналізу в MATLAB/Simulink, що на відміну від стандартних аналізаторів якості електроенергії, обмежених 50-ю гармонікою, дозволяє забезпечити необхідну точність визначення повного коефіцієнта гармонічних спотворень напруг і струмів з урахуванням високочастотного діапазону (2,5 – 125 кГц) без застосування дорогих широкополосних аналізаторів-реєстраторів.

3. Розроблено методику аналітичного визначення диференційної напруги, як різниці між фазною та синфазною напругою, експериментально виміряними в одній часовій координаті за допомогою двоканального цифрового осцилографа з подальшою обробкою даних у MATLAB Simulink.

4. За допомогою експериментального стенду було проведено, згідно розроблених схем вимірювань було проведено експериментального дослідження електромагнітних процесів, що виникають у ЧРАЕП внаслідок роботи ПЧ з ШІМ. Одержано осцилограми фазної, синфазної, диференційної напруги на вході та на виході ПЧ та відповідні їм спектри гармонік. Установлено, що в спектрах фазної та диференційної напруг домінує основна гармоніка, тоді як у спектрі синфазної напруг переважають кратні частоті комутації гармоніки з відсутністю основної складової. Це підтверджує різну природу джерел ВЧ ЕМЗ у системі ЧРАЕП.

5. Створено повну імітаційну модель пропульсивного ЧРАЕП, яка була розвинута за рахунок уточнення моделей його складових – автономного інвертора

напруги з ШІМ, асинхронного двигуна та кабельних з'єднань, які було уточнено в попередніх розділах, що відрізняється від відомих моделей врахування наявності паразитних ємностей «фаза-корпус» елементів електрообладнання електроприводу. Це дозволяє достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти у складі ЧРАЕП.

6. На базі створеної імітаційної моделі було проведено дослідження високочастотних електромагнітних процесів у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти з ШІМ у складі ЧРАЕП. Зіставлення з експериментальними дослідженнями показало високу подібність отриманих результатів, що підтверджує достовірність створеної імітаційної моделі.

7. Створені моделі диференційного RLC-фільтра та комбінованого пасивного фільтра. На базі створеної імітаційної моделі перевірено їх ефективність у зниженні високочастотних ЕМЗ.

8. Застосування диференційного фільтра на виході перетворювача частоти забезпечило істотне зниження коефіцієнта гармонічних спотворень диференційної напруги у вихідному колі — з 64,79 % до 2,85 %, а лінійної напруги — з 66,23 % до 2,60 %. Водночас рівень синфазної напруги практично не змінився, що показує його неефективність у зниженні синфазних складових та обмежує його загальний ефект на забезпечення ЯЕ в системі ЧРАЕП. На вхідне коло перетворювача частоти диференційний фільтр не впливає.

7. Комбінований пасивний фільтр, побудований на основі чотириобмоткового синфазного трансформатора з коефіцієнтом зв'язку $k = 0,95$, що встановлюється на виході перетворювача частоти забезпечує зниження амплітуди синфазної напруги з 338 В до 25 В (що становить зменшення на 93 %) та зменшення коефіцієнта гармонічних спотворень фазної напруги з 88,62 % до 6,07 %. Окрім цього, відзначено також зниження рівня синфазних напруг у вхідному колі з 32 В до 12 В (зменшення на 62,5%), а також відповідне зменшення коефіцієнта гармонічних спотворень фазної напруги з 4,93 % до 4,18 %. Це пояснюється тим, що синфазні напруги та струми формуються на виході інвертора, проте за наявності паразитних

ємнісних зв'язків вони здатні поширюватися вглиб електричної системи, зокрема на вхід ПЧ та інші елементи мережі. Встановлення комбінованого пасивного фільтра на виході перетворювача частоти з ШІМ дозволяє ефективно і одночасно знижувати синфазні і диференційні складові завад.

8. На основі імітаційної моделі підтверджено доцільність подальшого використання отриманих методик і підходів для розробки конструктивних рішень фільтрації ВЧ ЕМЗ у суднових енергетичних установках.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну науково-прикладну проблему щодо зниження диференційних та синфазних складових високочастотних кондуктивних електромагнітних завад, що виникають у суднових пропульсивних електроустановках з частотно-регульованими асинхронними електроприводами на базі перетворювачів частоти з широтно-імпульсною модуляцією.

Отримані результати в сукупності є науковою основою для побудови комбінованого пасивного фільтра для ефективно та одночасного зниження синфазних та диференційних складових високочастотних електромагнітних завад які виникають при роботі автономних інверторів напруги з ШІМ у складі ЧРАЕП.

При цьому отримано такі основні наукові та практичні результати:

1. Проведено всебічне дослідження причин і механізмі утворення та розповсюдження високочастотних ЕМЗ в суднових пропульсивних електроустановках з ЧРАЕП на базі АІН з ШІМ та існуючих методів та засоби їх зниження.

У процесі дослідження встановлено, що основним джерелом таких завад є синфазна напруга, зумовлена природою ШІМ-комутації інвертора та паразитними ємностями системи ЧРАЕП. Вона не корелює з основною частотою живлення, мають вигляд імпульсних завад або «несинхронізованого шуму» і обумовлює значні спотворення напруги і струму у діапазоні частот близькому або кратному до частоти комутації вентилів ШІМ інвертора, що свідчить про імпульсний характер джерела. Чинить негативний вплив на всі складові елементи ЧРАЕП, призводить до порушення роботи електронних пристроїв, пристроїв автоматики, має вплив на прискорену корозію підшипників двигунів, спотворює струм і напругу мережі у високочастотному діапазоні

2. Розроблено уточнену еквівалентну схему фази статора частотно-регульованого асинхронного двигуна, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус» фазових обмоток, і дозволяє достовірно відтворювати близькі до експериментальних частотні залежності повного опору фази двигуна, та

є більш точною і адекватною для діапазону частот 1 МГц – 60 МГц. На основі цієї схеми уточнено MATLAB-модель асинхронного двигуна, яка дозволяє враховувати шляхи розповсюдження синфазних ЕМЗ для дослідження високочастотних складових електромагнітних завад.

3. Для визначення параметрів еквівалентної схеми обмотки статора АД були розвинуті аналітичні вирази за рахунок використання в них експериментально-встановлених базисних значень повного опору обмотки та його переважного характеру (індуктивний або ємнісний) на характерних частотах (в т.ч. резонансних), що спираються на експериментальні частотні залежності повного опору та його фазового зсуву вимірюного в синфазному та диференційному режимах на реальному двигуні.

3. Уточнено модель автономного інвертора напруги, яка враховує власні та паразитні елементи силових компонентів, а також ємнісні зв'язки до корпусу. Ця модель розроблена у вигляді узагальненої зосередженої RLC-структури, адаптованої для високочастотного моделювання синфазних та диференційних струмів у складних електромеханічних системах.

4. Удосконалено методику визначення власних і паразитних параметрів силових кабельних ліній у складі пропульсивних частотно-регульованих асинхронних електроприводів між джерелом живлення і перетворювачем частоти, а також між перетворювачем і асинхронним двигуном, із урахуванням конструкційних особливостей кабелів, кількості жил, екранування та способу прокладання з використанням методу транспозиції.

5. Розвинуто імітаційну модель пропульсивного ЧРАЕП за рахунок уточнення моделей його складових, а саме АІН з ШІМ, використання моделі АД на основі уточнених еквівалентних схем фази статора та кабельних ліній з паразитними параметрами, яка дає можливість достовірно оцінювати характер і рівні диференційних та синфазних високочастотних складових електромагнітних завад в напрузі і струмах вхідних та вихідних кіл ПЧ при моделюванні в середовищі MATLAB/Simulink, враховуючи наявність паразитних ємностей «фаза-корпус» елементів електрообладнання електроприводу.

6. Розглянуто структурну модель ЧРАЕП, яка базується на принципі декомпозиції електромагнітних процесів у синфазному (СМ) та диференційному (ДМ) режимах. Наведено математичне перетворення фазних струмів і напруг у відповідні СМ/ДМ-компоненти з використанням матричного підходу, що дозволило вивести чітку структуру електромагнітних зв'язків у системі ЧРАЕП. На основі цього підходу представлено еквівалентні схеми ЧРАЕП у двох режимах роботи випрямляча: провідності та непровідності, що дозволяє аналітично описати особливості утворення та поширення ВЧ-електромагнітних завад у кожному з режимів.

7. Запропоновано принцип ефективного зниження високочастотних ЕМЗ в колах ЧРАЕП на базі ПЧ з ШІМ АІН, який полягає у використанні нової структури комбінованого пасивного фільтра, яка містить чотириобмотковий синфазний трансформатор та трифазний диференційний RLC-фільтр. На відміну від відомих рішень, для реєстрації синфазної напруги та формування компенсуючого впливу передбачає підключення первинної обмотки чотириобмоткового синфазного трансформатора до точки загального з'єднання RC-ланок диференційного фільтра. Це дозволяє повною мірою одночасно знижувати як синфазні, так і диференційні складові високочастотних електромагнітних завад.

8. Для аналітичного визначення параметрів комбінованого пасивного фільтра при його максимальній ефективності було розроблено нову математичну модель шляхом застосування до його схеми еквівалентних перетворень згідно теореми Тевеніна і окремо теорії двополюсників, з наступними перетвореннями Лапласа, що надало можливість отримати кінцеві вирази передатних функцій комбінованого фільтра відповідно за синфазною і диференційною складовими напруги. Також на відміну від існуючих моделей враховуються умови компенсації диференційних і синфазних складових електромагнітних завад.

9. Розроблено методику експериментального дослідження високочастотних гармонічних спотворень (до 125 кГц), за рахунок поєднання цифрового осцилографу, що здатний зберігати результати у вигляді масиву даних у форматі CSV, із засобами спектрального аналізу в MATLAB/Simulink. Написано MATLAB-

скрипт, що дозволяє імпортувати збережені данні в середовище Simulink для використання блоку PowerGUI з наступним гармонічним FFT аналіз. На відміну від стандартних аналізаторів якості електроенергії, обмежених 50-ю гармонікою, ця методика дозволяє забезпечити необхідну точність визначення повного коефіцієнта гармонічних спотворень напруг і струмів з урахуванням високочастотного діапазону.

10. Розроблено методику вимірювання синфазної та визначення диференційної напруги, як різниці між фазною та синфазною напругою, за допомогою двоканального цифрового осцилографа, який зберігає результати в єдиній часовій координаті, що дозволяє шляхом подальшої обробки даних у MATLAB Simulink аналітично розрахувати та побудувати диференційну напругу.

11. Проведено експериментальне та модельне дослідження високочастотних електромагнітних процесів у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти з ШІМ у складі ЧРАЕП. Зіставлення отриманих результатів показало їх високу подібність, що підтверджує достовірність створеної імітаційної моделі. Установлено, що в спектрах фазної та диференційної напруг домінує основна гармоніка, тоді як у спектрі синфазної напруги переважають кратні частоті комутації гармоніки з відсутністю основної складової. Це підтверджує різну природу джерел ВЧ ЕМЗ у системі ЧРАЕП.

12. Досліджено ефективність зниження високочастотних ЕМЗ у ЧРАЕП на базі ПЧ з ШІМ АІН, шляхом модельного експерименту в MATLAB Simulink.

Результати досліджень показали, що застосування лише диференційного фільтра на виході перетворювача частоти дозволяє істотно знизити коефіцієнт гармонічних спотворень диференційної напруги у вихідному колі — з 64,79 % до 2,85 %, а також лінійної напруги — з 66,23 % до 2,60 %. Проте рівень синфазної напруги при цьому залишається практично незмінним, до того ж, диференційний фільтр не чинить впливу на вхідне коло перетворювача частоти.

Натомість комбінований пасивний фільтр, побудований на основі чотириобмоткового синфазного трансформатора, при встановленні на виході ПЧ забезпечує значне зниження амплітуди синфазної напруги – з 338 В до 25 В, що

відповідає зменшенню на 93 %. Одночасно спостерігається зменшення коефіцієнта гармонічних спотворень фазної напруги з 88,62 % до 6,07 %. Додатково відзначено зниження синфазної напруги у вхідному колі перетворювача з 32 В до 12 В (зменшення на 62,5 %), що супроводжується відповідним зменшенням коефіцієнта гармонічних спотворень з 4,93 % до 4,18 %.

Такі результати пояснюються тим, що синфазні напруги та струми утворюються на виході інвертора, однак за рахунок паразитних ємнісних зв'язків здатні поширюватися вглиб електричної системи, включаючи вхід ПЧ та інші елементи мережі. Встановлення фільтра безпосередньо на виході інвертора дозволяє ефективно придушити джерело генерації синфазних електромагнітних завад, що, у свою чергу, знижує як рівень високочастотних збурень у системі, так і амплітуду синфазних струмів, які циркулюють паразитними шляхами.

13. Результати роботи використовуються у навчальному процесі НУК ім. адм. Макарова при підготовці магістрів у галузі знань «Електрична інженерія» (шифр галузі 14) за спеціальністю «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (код спеціальності 141) згідно робочої навчальної програми обов'язкової професійної компоненти ОК6 (код РПНД Т8216) «Електромагнітна сумісність і керування якістю електроенергії в електроенергетичних системах» освітньо-наукової програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Розроблені в дисертаційній роботі методи і моделі впроваджено на підприємствах ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО» та «Електрім – 2000». В НУК ім. адм. Макарова використані в НДР: № ДР 0121U112133 «Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності». Науково-технічна (експериментальна) розробка. – Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова. 12.2022.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Zhook A.K., Zhook D.A. Complex rating and power quality providing in ac/dc electric power system of drilling vessel «Gazprom-1» // Proceedings of 5th International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'01, Miedzyzdroje, Poland, 05–08 September 2001. – Vol. 2. – P. 551–556.
2. Zhuk O., Zhuk D., Diakonov O. Input Voltages and Currents Distortion and Power Factor of Frequency Converters // 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 21–23 April 2020. – P. 791–796.
3. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D. Voltage Harmonic Distortion in Autonomous Electric Power System with an Adjustable Power Line Conditioner // 2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 10–14 September 2018. – P. 33–38.
4. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D., D'yakonov O. Control of Improved Hybrid Power Line Conditioner // 2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 24–26 April 2018. – P. 605–610.
5. Zhuk O.K., Zhuk D.O., Kryvoruchko D.V. Controlled Hybrid Filter Compensation Device : Utility Model Patent № 120790, 27 November 2017 // Bulletin of Inventions. – 2017. – № 22.
6. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D., Stepenko S. An improvement of compensators of complete power non-active components in autonomous electric power systems // 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 6–10 June 2016.
7. Zhuk A.K., Zhuk D.A., Krivoruchko D.V., Stepenko S.A. Controlled filter-compensating gear for the autonomous electric power system with high-power converters // Technical Electrodynamics. – 2016. – No. 4. – P. 32–34.
8. International Maritime Organization (IMO). Prevention of air pollution from ships (MARPOL 73/78 Annex VI) : Technical Report. – August 2004. – UK : IMO.

9. Жук Д.О., Жук О.К., Дьяконов О.С., Козлов М.О. Дослідження спотворень напруги в автономній системі з частотно-регульованим електроприводом // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем : матеріали XV Міжнар. наук.-практ. конф., Чернігів, 22–23 трав. 2025 р. – Чернігів : НУ «Чернігівська політехніка», 2025. – Т. 2. – С. 220–222.

10. High frequency harmonics and marine power quality [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.harmonicsolutions-marine.com/wp-content/uploads/2020/02/Motorship_Dec-2019_Marine-Power-Quality_XX_ICE.pdf

11. The Future is Electric – Let us safeguard it [Електронний ресурс]. – Feb. 2020. – Режим доступу: http://www.harmonicsolutions-marine.com/wp-content/uploads/2020/02/The-Motorship_Feb-2020_The-Future-is-Electric-Let-us-safeguard-it_31st-Jan-2020_ICE_XX.pdf

12. Evans I.C., Richards M.J. The Price of Poor Power Quality // AADE National Technical Conference and Exhibition. – Houston, Texas, April 12–14, 2011.

13. Zhuk D., Zhuk O., Kozlov M., Stepenko S. Evaluation of Electric Power Quality in the Ship-Integrated Electrical Power System with a Main DC Bus and Power Semiconductor Electric Drives as Part of the Electric Propulsion Complex // Energies. – 2023. – Vol. 16, No. 7. – Article No. 2961. – DOI: 10.3390/en16072961

14. Markowska K., Zhuk D., Zhuk O., Kozlov M., Stepenko S., Voskoboenko V., Stecula K., Miroshnyk O., Shchur T. Analysis and improvement of power quality in the onboard electrical power systems within a self-propelled floating crane // International Journal of Electrical Power & Energy Systems. – 2024. – Vol. 161. – Article No. 110179. – DOI: 10.1016/j.ijepes.2024.110179

15. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О. Удосконалення засобів забезпечення якості електроенергії в суднових ЕЕС з напівпровідниковими пропульсивними комплексами // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2024. – Вип. 68. – С. 029. – DOI: 10.15407/publishing2024.68.029

16. Zhuk D., Zhuk O., Stepenko S., Chornyi O., Al-Suod M.M.S., Kozlov M. Modeling of Ship Power Systems with Semiconductor Propulsion Complexes and Advanced Power Quality Assurance Tools // In: Kazymyr V. et al. Mathematical

Modeling and Simulation of Systems (MODS 2024). – Lecture Notes in Networks and Systems. – Vol. 1391. – Springer, Cham, 2024. – DOI: 10.1007/978-3-031-90735-7_33

17. Селезньов С.Л., Жук Д.О., Козлов М.О., Новогорецький С.М. Application of modern innovation technologies of electrical engineering or ship power systems development // Матеріали XIII Міжнародної науково-технічної конференції «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», 27–28 жовтня 2022 р. – Миколаїв : НУК, 2022. – С. 362–367. – Режим доступу: https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2022/10/Innovation_2022_print_23_10_2022.pdf

18. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О., Лінченко В.В. Якість електроенергії в інтегрованих судових електроенергетичних системах з напівпровідниковими пропульсивними комплексами // Матеріали XIV Міжнар. наук.-техн. конф. «Інновації в суднобудуванні та океанотехніці», 20–21 вересня 2023 р. – Миколаїв : НУК, 2023. – С. 368–374. – Режим доступу: <https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2023/09/Materiali-konferencii-ISO-2023.pdf>

19. Козлов М.О., Жук Д.О., Жук О.К., Лінченко В.В. Високочастотна модель системи загальносуднового асинхронного електропривода за схемою «АІН з ШІМ – АД» // Матеріали Всеукр. наук.-техн. конф. «Сучасні проблеми автоматики та електротехніки – 2024». – Миколаїв : НУК, 2024. – С. 8–13. – Режим доступу: <https://eir.nuos.edu.ua/handle/123456789/8246>

20. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О. Дослідження впливу частотно-регульованих електроприводів у складі пропульсивних комплексів на якість електроенергії та електромагнітну сумісність в судових електроенергетичних системах // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці : XV Міжнар. наук.-техн. конф., Миколаїв, 2024. – Миколаїв : НУК, 2024. – С. 482–488. – Режим доступу: <https://nuos.edu.ua/wp-content/uploads/2024/10/Materiali-konferencii.pdf>

21. Kozlov M., Zhuk D., Zhuk O., Linchenko V. High-Frequency Model of the Ship System «Voltage Source Inverter with Pulse Width Modulation – Asynchronous Motor» // 2024 IEEE 5th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2024. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/KhPIWeek61434.2024.10878044

22. Жук Д.О., Жук О.К., Дьяконов О.С., Козлов М.О. Дослідження спотворень напруги в автономній системі з частотно-регульованим електроприводом // Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем : матеріали XV Міжнар. наук.-практ. конф., Чернігів, 22–23 травня 2025 р. – Чернігів : НУ «Чернігівська політехніка», 2025. – Т. 2. – С. 220–222. – Режим доступу: https://drive.google.com/file/d/1LZk8Efz_0OsYSOPtmLeR8y3PuVnIJeys/view

23. Kumar D., Zare F. A Comprehensive Review of Maritime Microgrids: System Architectures, Energy Efficiency, Power Quality, and Regulations // IEEE Access. – 2019. – Vol. 7. – P. 67249–67277. – DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2918532

24. Skjong E., Volden R., Rodskar E., Molinas M., Johansen T.A., Cunningham J. Past, Present, and Future Challenges of the Marine Vessel's Electrical Power System // IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2016. – Vol. 2, No. 4. – P. 522–537. – DOI: 10.1109/TTE.2016.2610916

25. Hansen J.F., Wendt F. History and State of the Art in Commercial Electric Ship Propulsion, Integrated Power Systems, and Future Trends // Proceedings of the IEEE. – 2015. – Vol. 103, No. 12. – P. 2229–2242. – DOI: 10.1109/JPROC.2015.2458990

26. Geertsma R.D., Negenborn R.R., Visser K., Hopman J.J. Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments // Applied Energy. – 2017. – Vol. 194. – P. 30–54. – DOI: 10.1016/j.apenergy.2017.02.060

27. Fernández I.A., Gómez M.R., Gómez J.R., Insua Á.B. Review of propulsion systems on LNG carriers // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2017. – Vol. 67. – P. 1395–1411. – DOI: 10.1016/j.rser.2016.09.095

28. Zahedi B., Norum L.E., Ludvigsen K.B. Optimized efficiency of all-electric ships by DC hybrid power systems // Journal of Power Sources. – 2014. – Vol. 255. – P. 341–354. – DOI: 10.1016/j.jpowsour.2014.01.019

29. Kim S.-Y., Choe S., Ko S., Sul S.-K. A Naval Integrated Power System with a Battery Energy Storage System: Fuel efficiency, reliability, and quality of power // IEEE Electrification Magazine. – 2015. – Vol. 3, No. 2. – P. 22–33. – DOI: 10.1109/MELE.2015.2415631

30. McCoy T.J. Electric Ships Past, Present, and Future [Technology Leaders] // IEEE Electrification Magazine. – 2015. – Vol. 3, No. 2. – P. 4–11. – DOI: 10.1109/MELE.2015.2415630
31. Chalfant J.S., Chrysostomidis C. Analysis of various all-electric-ship electrical distribution system topologies // 2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), Alexandria, VA, USA, 10–13 April 2011.
32. Zhook A.K., Zhook D.A. Complex rating and power quality providing in ac/dc electric power system of drilling vessel «Gazprom–1» // Proceedings of 5th International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems UEES'01, Miedzyzdroje, Poland, 05–08 September 2001. – Vol. 2. – P. 551–556.
33. Zhuk O., Zhuk D., Diakonov O. Input Voltages and Currents Distortion and Power Factor of Frequency Converters // 2020 IEEE 40th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Kyiv, Ukraine, 21–23 April 2020.
34. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D. Voltage Harmonic Distortion in Autonomous Electric Power System with an Adjustable Power Line Conditioner // 2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 10–14 September 2018.
35. ABS. Guidance Notes on Control of Harmonics in Electrical Power Systems. – American Bureau of Shipping, 2006.
36. Babii O.V., Bilokurets A.O. Rules of Classification and Construction of Sea Vessels. – Vol. 2. – Kyiv : Register of Shipping of Ukraine, 2020. – 792 p.
37. Woud H.K., Stapersma D. Design of Propulsion and Electric Power Generation Systems. – London : IMarEST, 2002. – 494 p. – ISBN: 1-902536-47-9.
38. Geertsma R.D., Negenborn R.R., Visser K., Hopman J.J. Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments // Applied Energy. – 2017. – Vol. 194. – P. 30–54. – DOI: 10.1016/j.apenergy.2017.02.060
39. Inal O.B., Charpentier J.-F., Deniz C. Hybrid power and propulsion systems for ships: Current status and future challenges // Renewable and Sustainable Energy Reviews. – 2022. – Vol. 156. – Article No. 111965. – DOI: 10.1016/j.rser.2021.111965

40. Hansen J.F., Wendt F. History and State of the Art in Commercial Electric Ship Propulsion, Integrated Power Systems, and Future Trends // Proceedings of the IEEE. – 2015. – Vol. 103, No. 12. – P. 2229–2242. – DOI: 10.1109/JPROC.2015.2458990
41. Reddy B.D., Lingeshwaren S., Chai M., Babu Y.D., Chuhan P.J., Kamala S.R., Qing C.X. Investigations on LVAC architectures of diesel electric propulsion based marine vessels for improved power quality and reliability // 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, China, 22–26 May 2016.
42. Zhang Z., Hu Y., Chen X., Jewell G.W., Li H. A Review on Conductive Common-Mode EMI Suppression Methods in Inverter Fed Motor Drives // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 18345–18360. – DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3054514
43. Lattarulo F. Electromagnetic Compatibility in Power Systems. – 2007. – DOI: 10.1016/B978-0-08-045261-6.X5000-2
44. Zhook D.A., Zhook A.K. Using active filters in autonomous power systems with static converters // Proceedings of 5th International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems (UEES'01), Miedzyzdroje, Poland, 5–8 September 2001. – Vol. 2. – P. 557–560.
45. Anisimov Y., Vasiliev E. Electromagnetic Compatibility of Semiconductor Converters and Ship Electrical Installations. – Leningrad : Shipbuilding, 1990. – 264 p.
46. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D. Voltage Harmonic Distortion in Autonomous Electric Power System with an Adjustable Power Line Conditioner // 2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 10–14 September 2018. – P. 33–38.
47. Zhuk O., Zhuk D., Kryvoruchko D., Stepenko S. An improvement of compensators of complete power non-active components in autonomous electric power systems // 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv, Ukraine, 6–10 June 2016.
48. Регістр судноплавства України. Правила класифікації та побудови морських суден. – Т. 2. – Київ, 2004. – 610 с.

49. ABS. Guidance Notes on Control of Harmonics. – American Bureau of Shipping, 2009.

50. IEC 61000-1-1. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 1: General – Section 1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2015.

51. IEC 60050-161. International Electrotechnical Vocabulary – Chapter 161: Electromagnetic compatibility. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 1990.

52. ГОСТ 13109-97. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – Москва : Госстандарт России, 1998. – 13 с.

53. EN 50160. Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems. – CENELEC TC 8X, 2006.

54. IEC 61000-3-2:2018. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2018.

55. IEC 61000-3-12:2011. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-12: Limits – Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase. – Geneva : IEC, 2011.

56. IEEE Std 1662–2008. Guide for the Design and Application of Power Electronics in Electrical Power Systems on Ships. – New York : Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2008.

57. IEEE Std 1826–2012. IEEE Standard for Power Electronics Open System Interfaces in Zonal Electrical Distribution Systems Rated Above 100 kW. – New York : IEEE, 2012.

58. DNV-OS-D201. Electrical Installations, Offshore Standards. – Høvik : Det Norske Veritas, Jan. 2005.

59. IEEE Std 519–2014. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. – New York : IEEE, 2014.

60. Rules and Regulations for the Classification of Ships. – London : Lloyd's Register, July 2001.

61. Yuan L., Zhang J., Liang Z., Hu M., Chen G., Lu W. EMI challenges in modern power electronic-based converters: recent advances and mitigation techniques // *Frontiers in Electronics*. – 2023. – Vol. 4. – Article 1274258. – DOI: 10.3389/felec.2023.1274258.

62. IEC TC 77A/WG1. Electromagnetic Compatibility – High Frequency Phenomena [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:14:0:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:1255,25

63. IEC TC 77A/WG8. Electromagnetic Compatibility – Low Frequency Phenomena [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://www.iec.ch/dyn/www/f?p=103:14:0:::FSP_ORG_ID,FSP_LANG_ID:12852,2

64. CISPR 14-1:2020. Electromagnetic compatibility – Requirements for household appliances, electric tools and similar apparatus – Part 1: Emission. – Geneva : IEC, 2020.

65. CISPR 15:2018. Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment. – Geneva : IEC, 2018.

66. Kumar D., Zare F. A Comprehensive Review of Maritime Microgrids: System Architectures, Energy Efficiency, Power Quality, and Regulations // *IEEE Access*. – 2019. – Vol. 7. – P. 67249–67277.

67. Рой В. Ф. Конспект лекцій із дисципліни «Електромагнітна сумісність у системах електроспоживання» / Харків. нац. ун-т міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків : ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2018. – 114 с.

68. Giannoutsos S., Manias S. Harmonic filter design for Variable Frequency Drives in marine vessels based on a systematic power quality assessment and monitoring methodology // *Conference Record – Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference*, 2014. – P. 1–9. – DOI: 10.1109/ICPS.2014.6839157.

69. Жежеленко І. В., Шидловський А. К., Півняк Г. Г. Електромагнітна сумісність споживачів : монографія. – Дніпропетровськ : Національний гірничий університет, 2012. – 351 с.

70. Glinernik S. R. Elektromagnitnaya sovместimost' moshchnykh ventil'nykh preobrazovateley i elektricheskikh sistem // *Elektrichestvo*. – 1991. – No. 5. – P. 1–4.

71. Zhezhelenko I. V. Vysshie garmoniki v sistemakh elektrosnabzheniya prompredpriyatiy. – M. : Energoatomizdat, 1984. – 160 s.

72. Glinternik S. R. Tiristornye preobrazovateli so staticheskimi kompensiruyushchimi ustroystvami. – L. : Energoatomizdat, 1988. – 24073. Muetze A., Binder A. Calculation of motor capacitances for prediction of the voltage across the bearings in machines of inverter-based drive systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2007. – Vol. 43, No. 3. – P. 665–672. – DOI: 10.1109/TIA.2007.895734.

74. Naik R., Nondahl T. A., Melfi M. J., Schiferl R., Wang J. S. Circuit model for shaft voltage prediction in induction motors fed by PWM-based AC drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – Vol. 39, No. 5. – P. 1294–1299. – DOI: 10.1109/TIA.2003.816504.

75. Busse D., Erdman J. System electrical parameters and their effects on bearing currents // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1997. – Vol. 33, No. 2. – P. 577–584. – DOI: 10.1109/28.568025.

76. Moreira A. F., Lipo T. A., Venkataramanan G., Bernet S. High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 5. – P. 1297–1306. – DOI: 10.1109/TIA.2002.802920.

77. Marlier C., Videt A., Idir N. NIF-based frequency-domain modeling method of three-wire shielded energy cables for EMC simulation // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2015. – Vol. 57, No. 1. – P. 145–155. – DOI: 10.1109/TEMC.2014.2359514.

78. Cataliotti A., Di Cara D., Marsala G., Pecoraro A., Ragusa A., Tine G. High-Frequency Experimental Characterization and Modeling of Six Pack IGBTs Power Modules // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63, No. 11. – P. 6664–6673. – DOI: 10.1109/TIE.2016.2585082.

79. Nejadpak A., Mohammed O. A. Physics-based modeling of power converters from finite element electromagnetic field computations // IEEE Transactions on Magnetics. – 2013. – Vol. 49, No. 1. – P. 567–576. – DOI: 10.1109/TMAG.2012.2206046.

80. Zhang H., Wu A. Common-Mode Noise Reduction by Parasitic Capacitance Cancellation in the Three-Phase Inverter // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2019. – Vol. 61, No. 1. – P. 295–300. – DOI: 10.1109/TEMPC.2017.2787780.

81. Brovont A. D., Lemmon A. N. Utilization of Power Module Baseplate Capacitance for Common-Mode EMI Filter Reduction // IEEE Electrification Ship Technology Symposium (ESTS). – 2019. – P. 403–408. – DOI: 10.1109/ESTS.2019.8847829

82. Gong X., Ferreira J. A. Investigation of conducted EMI in SiC JFET inverters using separated heat sinks // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2014. – Vol. 61, No 1. – P. 115–125. – DOI: 10.1109/TIE.2013.2240636

83. Zhang Z., Hu Y., Chen X. et al. A Review on Conductive Common-Mode EMI Suppression Methods in Inverter Fed Motor Drives // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 18345–18360. – ISSN 2169-3536

84. Yang L., Wang S., Feng J. Advances in electromagnetic interference modeling and noise reduction for adjustable speed motor drive systems // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2017. – P. 249–254. – DOI: 10.1109/ISEMC.2017.8077875

85. Zhang B., Wang S. A Survey of EMI Research in Power Electronics Systems with Wide-Bandgap Semiconductor Devices // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2020. – Vol. 8, No 1. – P. 626–643. – DOI: 10.1109/JESTPE.2019.2953730

86. Amin A., Choi S. A Review on Recent Characterization Effort of CM EMI in Power Electronics System with Emerging Wide Band Gap Switch // IEEE Electrification Ship Technology Symposium (ESTS). – 2019. – P. 241–248. – DOI: 10.1109/ESTS.2019.8847800

87. Жук Д. О. Симметричные и несимметричные помехи в системе инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель // Вісник Кременчуцького держ. пед. ун-ту. Наукові праці КДПУ. – Київ: КДПУ, 2003. – Вип. 2/2003(19). – С. 121–125

88. Weens Y., Idir N., Bausiere R., Franchaud J. J. Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains // IEEE Transactions on Magnetics. – 2006. – Vol. 42, No 7. – P. 1876–1882
89. Arnedo L., Venkatesan K. High frequency modeling of induction motor drives for EMI and over-voltage mitigation studies // IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). – Madison, WI, USA, 2003. – P. 468–474
90. De Paula H., de Andrade D. A., Chaves M. L. R., Domingos J. L., de Freitas M. A. A. Methodology for Cable Modeling and Simulation for High-Frequency Phenomena Studies in PWM Motor Drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No 2. – P. 744–752
91. Mirafzal B., Skibinski G. L., Tallam R. M. A Failure Mode for PWM Inverter-Fed AC Motors Due to the Antiresonance Phenomenon // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2009. – Vol. 45, No 5. – P. 1697–1705
92. Wang L., Ho C. N.-M., Canales F., Jatskevich J. High-Frequency Modeling of the Long-Cable-Fed Induction Motor Drive System Using TLM Approach for Predicting Overvoltage Transients // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25, No 10. – P. 2653–2664
93. Жук Д. А. Защита асинхронного двигателя от перенапряжений в системе частотно-регулируемого электропривода с учетом кабельной линии // Электромашиностроение и электрооборудование. – 2001. – Вып. 57. – С. 40–44
94. Fani A. Simulation and Experimental Verification of Universal High Frequency Induction Machine Model for Arbitrary Stator Winding Connections: author's abstract of diss. – Vancouver: The University of British Columbia, 2010. – 144 p.
95. Amarir S., Al-Haddad K. A modeling technique to analyze the impact of inverter supply voltage and cable length on industrial motor-drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No 2. – P. 753–762
96. Muetze A., Binder A. Calculation of influence of insulated bearings and insulated inner bearing seats on circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2006. – Vol. 42, No 4. – P. 965–972

97. Мишин В. И., Герасимчук А. В., Качкур А. В. Параметры схем замещения компенсированных асинхронных двигателей // Электротехника и Электромеханика = Electrical Engineering & Electromechanics. – 2004. – № 3. – С. 44–48

98. Baldor. Customer information packet EM3710T. – Electricmotorwholesale.com, 2021. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.electricmotorwholesale.com/media/pdf/baldor_em3710t_data.pdf

99. Magdun O., Binder A., Purcarea C. High-frequency induction machine models for calculation and prediction of common mode stator ground currents in electric drive systems // Proc. 13th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE). – 2009. – P. 1–8

100. Idir N., Weens Y., Moreau M., Franchaud J. J. High-frequency behavior models of AC motors // IEEE Transactions on Magnetics. – 2009. – Vol. 45, No 1. – P. 133–138

101. Schinkel M., Weber S., Guttowski S., John W., Reichl H. Efficient HF modeling and model parameterization of induction machines for time and frequency domain simulations // Proc. Applied Power Electronics Conference (APEC). – 2006. – P. 1181–1186

102. Toulabi M. S., Wang L., Bieber L., Filizadeh S., Jatskevich J. A Universal High-Frequency Induction Machine Model and Characterization Method for Arbitrary Stator Winding Connections // IEEE Transactions on Energy Conversion. – 2019. – P. 1–12

103. Miloudi H., Bendaoud A., Miloudi M., Dickmann S., Schenke S. Common mode and differential mode characteristics of AC motor for EMC analysis // 2016 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE. – 2016. – P. 765–769. – DOI: 10.1109/EMCEurope.2016.7739260

104. Revol B., Roudet J., Schanen J.-L., Loizelet P. EMI Study of Three-Phase Inverter-Fed Motor Drives // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2011. – Vol. 47, No 1. – P. 223–231. – DOI: 10.1109/TIA.2010.2091193

105. Degano M., Zanchetta P., Clare J., Empringham L. HF induction motor modeling using genetic algorithms and experimental impedance measurement // 2010

IEEE International Symposium on Industrial Electronics. – 2010. – P. 1296–1301. – DOI: 10.1109/ISIE.2010.5637052

106. Ganjavi A., Rathnayake H., Zare F., Kumar D., Yaghoobi J., Davari P., Abbosh A. Common-Mode Current Prediction and Analysis in Motor Drive Systems for the New Frequency Range of 2–150 kHz // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2022. – Vol. 10, No 1. – P. 74–90. – DOI: 10.1109/JESTPE.2020.3006878

107. Kahoul R., Marchal P., Azzouz Y., Mazari B. HF model of DC motor impedance EMC problems in automotive applications // 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2008. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/IEMC.2008.4652143

108. Zhang Y., Li Q., Jiang D. A Motor CM Impedance Based Transformerless Active EMI Filter for DC-Side Common-Mode EMI Suppression in Motor Drive System // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35, No 10. – P. 10238–10248. – DOI: 10.1109/TPEL.2020.2980881

109. Moreno Y., Almandoz G., Egea A., Arribas B., Urdangarin A. Analysis of Permanent Magnet Motors in High Frequency – A Review // Applied Sciences. – 2021. – Vol. 11, No 14. – Art. No. 6334. – DOI: 10.3390/app11146334

110. Ryu Y., Han K. J. Improved transmission line model of the stator winding structure of an AC motor considering high-frequency conductor and dielectric effects // 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). – 2017. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002140

111. Zare F. Modeling of Electric Motors for Electromagnetic Compatibility Analysis // Proceedings of the 2006 Australasian Universities Power Engineering Conference. – Melbourne, Austria, 2006. – P. 1–5.

112. Ryu Y., Park B.-R., Han K. J. Estimation of High-Frequency Parameters of AC Machine From Transmission Line Model // IEEE Transactions on Magnetics. – 2015. – Vol. 51, No 3. – Art. no. 8101404. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/TMAG.2014.2355718

113. Hasnaoui O. Electromagnetic interferences and common mode voltage generated by variable speed AC motors // 2014 International Conference on Electrical

Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). – 2014. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/CISTEM.2014.7076990

114. Maki K., Funato H., Shao L. Motor modeling for EMC simulation by 3-D electromagnetic field analysis // 2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference. – 2009. – P. 103–108. – DOI: 10.1109/IEMDC.2009.5075190

115. Boucenna N., Costa F., Hlioui S., Revol B. Strategy for Predictive Modeling of the Common-Mode Impedance of the Stator Coils in AC Machines // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63, No 12. – P. 7360–7371. – DOI: 10.1109/TIE.2016.2594052

116. Chen H., Yan Y., Zhao H. Extraction of Common-Mode Impedance of an Inverter-Fed Induction Motor // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2016. – Vol. 58, No 2. – P. 599–606. – DOI: 10.1109/TEMPC.2016.2519543

117. Weber S.-P., Hoene E., Guttowski S., John W., Reichl H. Modeling induction machines for EMC-Analysis // 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. – 2004. – Vol. 1. – P. 94–98. – DOI: 10.1109/PESC.2004.1355720

118. Boglietti A., Cavagnino A., Lazzari M. Experimental High-Frequency Parameter Identification of AC Electrical Motors // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2007. – Vol. 43, No 1. – P. 23–29. – DOI: 10.1109/TIA.2006.887313

119. Jia K., Bohlin G., Enohnyaket M., Thottappillil R. Modelling an AC motor with high accuracy in a wide frequency range // IET Electric Power Applications. – 2013. – Vol. 7, No 2. – P. 116–122. – DOI: 10.1049/iet-epa.2012.0127

120. Miloudi H., Miloudi M., Gourbi A., Bermaki M. H., Bendaoud A., Zeghoudi A. A High-Frequency Modeling of AC Motor in a Frequency Range from 40 Hz to 110 MHz // Electrical Engineering & Electromechanics. – 2022. – No 6. – P. 3–7. – DOI: 10.20998/2074-272X.2022.6.01

121. Liu J., Wang X., Jiang N. Application of ant colony algorithm to the analysis of high frequency equivalent circuit of DC motor // WSEAS Transactions on Power Systems. – 2012. – Vol. 7, No 1. – P. 1–11.

122. Liu J., Wang X., Jiang N. Study of Making Model and Simulating for DC Motor Windings Based on ACA // 2010 International Conference on Computational Intelligence and Software Engineering. – 2010. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/cise.2010.5676972
123. Benecke J., Dickmann S. Inductive and capacitive couplings in DC motors with built-in damping chokes // 2006 17th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – 2006. – P. 69–72. – DOI: 10.1109/EMCZUR.2006.214871
124. Benecke J., Linde A., Dickmann S. Automatic HF model generation and impedance optimization for low voltage DC motors // 2008 18th International Conference on Electrical Machines. – 2008. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/ICELMACH.2008.4800131
125. Hrigua S., Costa F., Gautier C., Revol B. New modeling method based on transfer functions for EMI analysis in power electronic converters // International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE. – 2012. – P. 1–6. – DOI: 10.1109/EMCEurope.2012.6396839
126. Wu Y., Bi C., Jia K., Jin D., Li H., Yao W., Liu G. High-frequency modelling of permanent magnet synchronous motor with star connection // IET Electric Power Applications. – 2018. – Vol. 12, No 4. – P. 539–546. – DOI: 10.1049/iet-epa.2017.0593
127. Miloudi H., Bendaoud A., Miloudi M., Dickmann S., Schenke S. A novel method of transfer-function identification for modeling DM impedance of AC motor // 2017 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE. – 2017. – P. 1–5. – DOI: 10.1109/emceurope.2017.8094770
128. Mirafzal B., Skibinski G., Tallam R., Schlegel D., Lukaszewski R. Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2007. – Vol. 43, No 5. – P. 1233–1246.
129. Grandi G., Montanari I., Reggiani U. Effects of power converter parasitic components on conducted EMI // Proc. Int. Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Zurich, Switzerland, Feb. 18–20, 1996. – P. 499–504.
130. Grandi G., Casadei D., Reggiani U. Common- and differential-mode HF current components in AC motors supplied by voltage source inverters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2004. – Vol. 19, No 1. – P. 16–24.

131. Baghdadi Benazza, Bendaoud A., Schanen J.-L. Influence of Cable Lengths on EMI Emissions of a DC/DC Converter // Modelling, Measurement and Control A. – 2020. – Vol. 93, No 1–4. – P. 26–30. – DOI: 10.18280/mmc_a.931-404.
132. IEC TR 61000-2-5:2017. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-5: Environment – Description and classification of electromagnetic environments. – Geneva : International Electrotechnical Commission, 2017. – 108 p.
133. OCT5P.6181-81. Судовые электроэнергетические системы. Методы расчета переходных процессов. – 1981.
134. HELKAMA. Ship cables. – 1/2013. – 76 p.
135. Grave V., Romanovsky V., Ushakov V. Electric fire safety of high-voltage ship electric power systems : textbook. – St. Petersburg : Elmor, 2003. – 160 p.
136. Vorshevsky A. A., Galperin V. E. Electromagnetic compatibility of ship technical means. – St. Petersburg, 2006. – 317 p.
137. Pairedamonchai P., Sangwongwanich S. Exact common-mode and differential-mode equivalent circuits of inverters in motor drive systems taking into account input rectifiers // 2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS). – Singapore, 2011. – P. 278–285. – DOI: 10.1109/PEDS.2011.6147259
138. Pu T., Bu F., Huang W., Zhu L. Implementation of random SVPWM strategy for three-phase voltage source inverter based on FPGA // 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2017. – P. 8–11. – DOI: 10.1109/ICEMS.2017.8056142
139. Sivarani T. S., Jawhar S. J., Kumar C. A. Intensive random carrier pulse width modulation for induction motor drives based on hopping between discrete carrier frequencies // IET Power Electronics. – 2016. – Vol. 9, No 3. – P. 417–426. – DOI: 10.1049/iet-pel.2015.0477
140. Kumar A. C. B., Narayanan G. Variable-switching frequency PWM technique for induction motor drive to spread acoustic noise spectrum with reduced current ripple // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2016. – Vol. 52, No 5. – P. 3927–3938. – DOI: 10.1109/TIA.2016.2561259

141. Lezynski P. Random modulation in inverters with respect to electromagnetic compatibility and power quality // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2018. – Vol. 6, No 2. – P. 782–790. – DOI: 10.1109/JESTPE.2017.2787599.

142. Santolaria A., Balcells J., González D. Theoretical & experimental results of power converter frequency modulation // Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference (IECON). – 2002. – Vol. 1. – P. 193–197. – DOI: 10.1109/IECON.2002.1187505.

143. Santolaria A., Balcells J., González D., Gago J. Evaluation of switching frequency modulation in EMI emissions reduction applied to power converters // Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference (IECON). – 2003. – Vol. 3. – P. 5–10. – DOI: 10.1109/IECON.2003.1280604.

144. Balcells J., Santolaria A., Orlandi A., González D., Gago J. EMI reduction in switched power converters using frequency modulation techniques // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2005. – Vol. 47, No 3. – P. 569–576. – DOI: 10.1109/TEMC.2005.851733.

145. Yongxiang X., Qingbing Y., Jibin Z., Hao W. Influence of periodic carrier frequency modulation on inverter loss of permanent magnet synchronous motor drive system // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). – 2014. – P. 2101–2106. – DOI: 10.1109/ICEMS.2014.7013832.

146. González D. та ін. Conducted EMI reduction in power converters by means of periodic switching frequency modulation // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – Vol. 22, No 6. – P. 2271–2281. – DOI: 10.1109/TPEL.2007.909257.

147. Jiang D., Wang F. F. Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2013. – Vol. 28, No 11. – P. 4951–4961. – DOI: 10.1109/TPEL.2013.2240701.

148. Jiang D., Wang F. Current-ripple prediction for three-phase PWM converters // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2014. – Vol. 50, No 1. – P. 531–538. – DOI: 10.1109/TIA.2013.2270224.

149. Jiang D., Li Q., Shen Z. Model predictive PWM for AC motor drives // IET Electric Power Applications. – 2017. – Vol. 11, No 5. – P. 815–822. – DOI: 10.1049/iet-epa.2016.0456.
150. Oswald N., Stark B. H., Holliday D., Hargis C., Drury B. Analysis of shaped pulse transitions in power electronic switching waveforms for reduced EMI generation // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2011. – Vol. 47, No 5. – P. 2154–2165. – DOI: 10.1109/TIA.2011.2161971.
151. Oswald N., Anthony P., McNeill N., Stark B. H. An experimental investigation of the tradeoff between switching losses and EMI generation with hard-switched All-Si, Si-SiC, and All-SiC device combinations // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2014. – Vol. 29, No 5. – P. 2393–2407. – DOI: 10.1109/TPEL.2013.2278919.
152. Idir N., Bausière R., Franchaud J. J. Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2006. – Vol. 21, No 4. – P. 849–855. – DOI: 10.1109/TPEL.2007.876895.
153. Julian A. L., Oriti G., Lipo T. A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14, No 5. – P. 982–989. – DOI: 10.1109/63.788504.
154. Chen R. та ін. Investigation of fourth-leg for common-mode noise reduction in three-level neutral point clamped inverter fed motor drive // Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2019. – March. – P. 2582–2588. – DOI: 10.1109/APEC.2019.8722319.
155. Zhang D., Wang F., Burgos R., Lai R., Boroyevich D. Impact of interleaving on AC passive components of paralleled three-phase voltage-source converters // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2010. – Vol. 46, No 3. – P. 1042–1054. – DOI: 10.1109/TIA.2010.2045336.
156. Shen Z., Jiang D., Liu Z., Ye D., Li J. Common-mode voltage elimination for dual two-level inverter-fed asymmetrical six-phase PMSM // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2020. – Vol. 35, No 4. – P. 3828–3840. – DOI: 10.1109/TPEL.2019.2933446.

157. Narayanasamy B., Luo F. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2019. – Vol. 61, No 6. – P. 2040–2049. – DOI: 10.1109/TEMC.2019.2953055.

158. Rersson E. Transient effects in application of PWM inverters to induction motors // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1992. – Vol. 28, No 5. – P. 1095–1101.

159. Von Jouanne A., Rendusara D. A., Enjeti P. N. Filtering techniques to minimize the effect of long motor leads on PWM inverter-fed AC motor drive systems // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1996. – Vol. 32, No 4. – P. 919–926.

160. Von Jouanne A., Enjeti P. N. Design considerations for an inverter output filter to mitigate the effects of long motor leads in ASD applications // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1997. – Vol. 33, No 5. – P. 1138–1145.

161. Erdman J. M., Kerkman R. J., Schlegel D. W., Skibinski G. L. Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1996. – Vol. 32, No 2. – P. 250–259.

162. Busse D., Erdman J., Kerkman R. J., Schlegel D., Skibinski G. Bearing currents and their relationship to PWM drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1997. – Vol. 12, No 2. – P. 243–252.

163. Ogasawara S., Ayano H., Akagi H. An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, No 5. – P. 835–841.

164. Ogasawara S., Akagi H. Circuit configurations and performance of the active common-noise canceller for reduction of common-mode voltage generated by voltage-source PWM inverters // Proceedings of the IEEE IAS Annual Meeting. – 2000. – Vol. 3. – P. 1482–1488.

165. Julian A. L., Oriti G., Lipo T. A. Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1999. – Vol. 14, No 5. – P. 982–989.

166. Lai Y.-S., Chen P.-S. та ін. Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects — Part II: Applications to IM drives with diode front end // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2004. – Vol. 40, No 6. – P. 1613–1620.

167. Nyypio D. Mitigation of bearing electro-erosion of inverter-fed motors through passive common-mode voltage suppression // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2005. – Vol. 41, No 2. – P. 576–583.

168. Рябенкий В. М., Ушкаренко А. О., Альшайх Я. Дж. И. Компьютерная модель автономной электроэнергетической установки для исследования процесса синхронизации генераторов // Проблеми інформаційних технологій. – 2014. – № 2. – С. 62–69.

169. Ушкаренко А. О., Воскобоев В. И., До Ань Туан. MATLAB-модель газодизель-генераторного агрегата для моделирования обменных колебаний мощности в автономных электроэнергетических системах // Вестник Херсонского национального технического университета. – 2007. – № 4 (27). – С. 453–456.

Документи, що підтверджують впровадження та використання результатів
дисертації



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА**

54007, м. Миколаїв, пр. Героїв України 9, тел./факс +38(0512) 42-42-80, e-mail: university@nuos.edu.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ



Євген ТРУШЛЯКОВ

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи на тему
«Зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад в
пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими
асинхронними електроприводами», представленої аспірантом кафедри
суднових електроенергетичних систем Козловим Максимом Олеговичем на
здобуття наукового ступеня доктора філософії

Чинний акт підтверджує, що результати імітаційного моделювання електромагнітних процесів (у високочастотному діапазоні) у вхідних та вихідних колах перетворювача частоти у складі частотно-регульованого асинхронного електропривода пропульсивної електроустановки використані в НДР: № ДР 0121U112133 «Розробка засобів суднових систем генерації та перетворення електроенергії для підвищення енергоефективності та поліпшення електромагнітної сумісності». Науково-технічна (експериментальна) розробка. – Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова. 12.2022.

Проректор

з наукової роботи НУК,

докт. техн. наук, професор

Генадій ПАВЛОВ

Виконавець: Аліна МАКАРИЧЕВА (0512) 42-42-80

nuos.edu.ua



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ КОРАБЛЕБУДУВАННЯ
ІМЕНІ АДМІРАЛА МАКАРОВА**

54007, м. Миколаїв, пр. Героїв України 9, тел./факс +38(0512) 42-42-80, e-mail: university@nuos.edu.ua

ЗАТВЕРДЖУЮ



Ректор НУК

Євген ТРУШЛЯКОВ

«03» 06 2025 р

АКТ

використання і впровадження результатів дисертації
аспіранта кафедри суднових електроенергетичних систем
Козлова Максима Олеговича на тему «Зниження високочастотних
кондуктивних електромагнітних завад в пропульсивних електроустановках
суден з частотно-регульованими асинхронними електроприводами»

Комісія у складі проректора з навчально-педагогічної роботи НУК, канд. техн. наук, доцента Слободяна Сергія Олеговича; канд. техн. наук, доцента кафедри суднових електроенергетичних систем Новогрецького Сергія Миколайовича; канд. техн. наук, доцента кафедри суднових електроенергетичних систем Пальчикова Олега Олеговича склали цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Козлова Максима Олеговича у навчальному процесі Навчально-наукового Інституту автоматики та електротехніки НУК.

Результати, отримані аспірантом в процесі підготовки дисертації, а саме: удосконалену імітаційну модель частотно-регульованого асинхронного електропривода, що поєднує уточнені моделі інвертора, обмоток статора асинхронного двигуна та кабельних ліній з урахуванням паразитних ємностей, і яка достовірно відтворює диференціальні та синфазні струми і напруги на вході й

Виконавець: Аліна МАКАРИЧЕВА (0512) 42-42-80

nuos.edu.ua

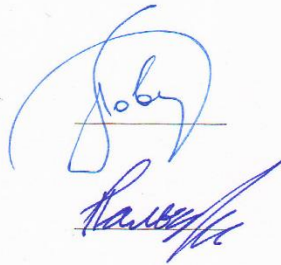
виході перетворювача частоти використано у навчальному процесі при підготовці магістрів у галузі знань «Електрична інженерія» (шифр галузі 14) за спеціальністю «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (код спеціальності 141) згідно робочої навчальної програми обов'язкової професійної компоненти ОК6 (код РПНД Т8216) «Електромагнітна сумісність і керування якістю електроенергії в електроенергетичних системах» освітньо-наукової програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Голова комісії



Сергій СЛОБОДЯН

Члени комісії:



Сергій НОВОГРЕЦЬКИЙ

Олег ПАЛЬЧИКОВ

ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ
ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
науково виробниче підприємство
«ІНТЕР ЕЛЕКТРО»



лектро

LIMITED LIABILITY
COMPANY
Scientific and Production Enterprise
«INTER ELECTRO»

Україна, 54029, м.Миколаїв,
вул. Рюміна 1В,
тел.: +38050 337 11 02
+38067 767 37 28
E-mail:
inter-electro@mksat.net
interelectro1v@gmail.com

р/рUA 9033485100000000
26004171434
в АТ «ПУМБ»,
МФО 334851,
ЄДРПОУ: 41911722
ІПН 419117214044



Rumina str. 1B, 54029,
Nikolaev, Ukraine
Tel.: +38050 337 11 02
+38067 767 37 28
E-mail:
inter-electro@mksat.net
interelectro1v@gmail.com

C/a UA 9033485100000000
26004171434
at FUIB
Bank code: 334851,
EDRPOU: 41911722
TIN: 419117214044

Вих. № 162
від 20.05.25 р.



ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО»

Володимир КАРАБУЗА

АКТ

використання і впровадження наукових і практичних результатів
PhD дисертації аспіранта Козлова Максима Олеговича
на тему: «Зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад в
пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими асинхронними
електроприводами»

Даним актом підтверджується впровадження наукових і практичних результатів
дисертаційної роботи аспіранта Козлова Максима Олеговича, яка присвячена
розв'язанню науково-прикладної проблеми підвищення якості електроенергії в
суднових пропульсивних електроустановках з частотно-регульованими асинхронними
електроприводами, шляхом аналізу, моделювання та подальшої розробки засобів
зниження високочастотних електромагнітних завад.

Найважливішим науковим результатом дисертаційної роботи, який знайшов
практичне застосування в інженерно-конструкторській діяльності підприємства, є
удосконалений комбінований високочастотний пасивний фільтр на основі

чотириобмоткового синфазного трансформатора, інтегрованого з диференційним RLC-фільтром, що забезпечує ефективне й одночасне зниження синфазних і диференційних високочастотних електромагнітних завад.

До планів аванпроекту на календарний рік на підприємстві включено комбінований високочастотний пасивний фільтр, наукові принципи створення і практична концепція реалізації якого запропоновані та викладені в дисертаційній роботі.

Таким актом засвідчуємо, що представлений в дисертаційній роботі метод експериментального дослідження високочастотних гармонічних спотворень представляє інтерес для нашого підприємства і був використаний ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО» у 2022 році при проведенні випробувань та дослідженні якості електроенергії суднової електростанції самохідного плавучого крану «EXPERT 3» при роботі крану.

Технічний директор
ТОВ «НВП ІНТЕР ЕЛЕКТРО»



Віктор ВОСКОБОЄНКО

ЕЛЕКТРИМ 2000

Товариство з обмеженою відповідальністю «Електрім-2000»
54055, м. Миколаїв, вул. 7-ма Слобідська, 70/8, тел. (0512) 58-88-07
ЄДРПОУ 30565129 ІПН 305651214042 Витяг ПДВ №1414044500092



office@electrim2000.com
www.electrim2000.com

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Генеральний директор

ТОВ «Електрім-2000»

Римма МАЛАХОВА



про використання і впровадження результатів PhD дисертації
аспіранта Козлова Максима Олеговича на тему:
«Зниження високочастотних кондуктивних електромагнітних завад в
пропульсивних електроустановках суден з частотно-регульованими
асинхронними електроприводами»

Цим актом підтверджується, що результати дисертаційної роботи аспірата Національного університету кораблебудування імені адмірала Макарова Козлова Максима Олеговича, а саме уточнену еквівалентну схему фази статора частотно-регульованого асинхронного двигуна, яка враховує паразитні міжвиткові ємності та ємності «фаза-корпус» фазових обмоток, і дозволяє достовірно відтворювати близькі до експериментальних частотні залежності повного опору фази двигуна, та аналітичні вирази для визначення параметрів цієї схеми за рахунок використання в них експериментально-встановлених базисних значень повного опору обмотки та його переважного характеру (індуктивний або

смісний) на характерних частотах (в т.ч. резонансних), які можуть бути використані для типоряду двигунів та, на відміну від попередніх, частково спираються на експериментальні частотні залежності повного опору та його фазового зсуву в реальних двигунах було впроваджено в проектну діяльність.

Використання зазначених вище результатів дозволяє достовірно оцінювати рівні високочастотні електромагнітних завад, гармонічних спотворень напруги і струмів в системах з частотно-регульованими електроприводами, підвищує точність інженерних розрахунків та швидкість проектування систем захисту при виконанні і реалізації технічних проектів на нашому підприємстві.

Головний інженер
ТОВ «Електрім 2000»



Микола Кудрін

MATLAB-скрипт перетворення .CSV у .txt

```

% MATLAB script to convert .CSV file to .txt
% Path to the CSV file
filename = 'name.CSV';

% Skip header rows (e.g., first 10 lines)
opts = delimitedTextImportOptions('NumVariables', 6, 'DataLines', 11, 'Delimiter',
',');

% Read the file into a table
T = readtable(filename, opts);

% Extract required numeric columns
% (e.g., column 4 - time, column 5 - signal)
time = T{:,4};
signal = T{:,5};

% Remove NaN values (if any)
valid_idx = ~isnan(time) & ~isnan(signal);
time = time(valid_idx);
signal = signal(valid_idx);

% Create a numeric matrix "Data"
Data = [time, signal];

% Save to .txt file
writematrix(Data, 'Data.txt');

```

MATLAB-скрипт для імпорту даних

```

% import and save in workspace data as numeric matrix
% save as Data

% time offset in seconds
time_offset=0;
% Y scale
y_scale=1;

% form structure
% signals
signals=struct('values',[],'dimensions',1,'label','Channel 1','title','Channel
1','plotStyle',0);
% scope structure
ChannelData=struct('time',[],'signals',signals,'blockName','Data from Scope');

% init scope structure with data
ChannelData.time=Data(:,1)+0.04;
ChannelData.signals.values=y_scale*Data(:,2);

```

Проведення лабораторних досліджень

