

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова

Навчально-науковий інститут автоматики і електротехніки

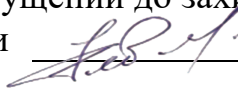
(повне найменування інституту, назва факультету)

Кафедра програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій

(повна назва кафедри)

«Допущений до захисту»

Завідувач кафедри

 В. М. Рябенський
д.т.н., професор

« 15 » грудня 2025 р.

Кваліфікаційна робота

на здобуття ступеня вищої освіти «магістр»

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: Розробка удосконалених засобів забезпечення якості електроенергії в суднових ЕЕС з частотнорегульованими пропульсивними електроприводами

Виконав: студент

6321м групи

С. В. Карась

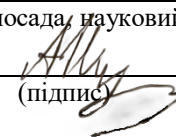

(підпис)

Керівник роботи:

професор каф. ПЕЕТ, к.т.н., доцент,
професор НУК

(посада, науковий ступінь, вчене звання)

О. К. Жук


(підпис)

м. Миколаїв – 2025 року

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова
Навчально-науковий інститут автоматики та електротехніки

Кафедра	програмованої електроніки, електротехніки і телекомунікацій
Спеціальність	171 «Електроніка»
Освітня програма	Електронні системи

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Гарант освітньої програми

 В. М. Рябенський
(підпис)

« 09 » жовтня 2025 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ на здобуття ступеня вищої освіти «магістр» (освітньо-кваліфікаційний рівень)

Студенту Карасю Сергію Васильовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Тема "Розробка удосконалених засобів забезпечення якості електроенергії в суднових ЕЕС з частотнорегульованими пропульсивними електроприводами"

керівник роботи Жук Олександр Кирилович, професор каф. ПЕЕТ, к.т.н., доцент, професор НУК
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене

звання) затверджені наказом ректора №1217 від « 14 » жовтня 2025 року

2. Термін подання роботи: 09 грудня 2025 р.

3. Вихідні дані по роботі: 15 жовтня 2025р.

4. Перелік питань, що належать до розробки (найменування розділів)

- Якість електроенергії в морському секторі
- Удосконалення керованих фільтрокомпенсаційних пристроїв
- Дослідження ефективності одно- та дволанкових КФКП в умовах стабільності та відхилень частоти СЕЕС
- Електромагнітна сумісність в СЕЕС з ШІМ ЧРПЕП
- Охорона праці

5. Перелік презентаційних матеріалів

1. Загальна характеристика роботи (актуальність, мета, задачі)
2. Досліджувані варіанти КФКП
3. Результати модельного дослідження спотворень напруги і струму в СЕЕС з КВ та КФКП
4. Результати модельних досліджень спотворень напруги і струму в СЕЕС з ЧРПЕП та різними варіантами вхідних випрямлячів і вихідних інверторів.
5. Стенд для експериментального дослідження високочастотних синфазних спотворень напруги в СЕЕС з ШІМ ЧРПЕП
6. Результати впливу синфазних ВЧ завад на фазні напруги та їх спектри
7. Дослідження ефективності демпферних пристроїв для заглушення синфазних завад в

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
5	Тубальцев А.М., доцент кафедри екології		

7. Дата видачі завдання « 15 » жовтня 2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Якість електроенергії в морському секторі	20.10.2025 р.	Виконано
2	Удосконалення керованих фільтрокомпенсаційних пристроїв	10.11.2025 р	Виконано
3	Дослідження ефективності одно- та дволанкових КФКП в умовах стабільності та відхилень частоти СЕЕС	20.11.2025 р	Виконано
4	Електромагнітна сумісність в СЕЕС з ШІМ ЧРПЕП	01.12.2025 р	Виконано
5	Охорона праці	15.12.2025 р	Виконано

Студент


(підпис)

С. В. Карась

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

О. К. Жук

(прізвище та ініціали)

Анотація

Розглянуто засоби вирішення двох головних проблем якості електроенергії (ЯЕ) в суднових ЕЕС з напівпровідниковими частотнорегульованими пропульсивними електроприводами (ЧРПЕП).

Перша з них полягає в необхідності обмеження загального коефіцієнта гармонічних спотворень напруги THD_U на головних шинах СЕЕС в області низькочастотних гармонік до 50-го порядку (до 2,5 кГц) при одночасній компенсації реактивної потужності.

Друга проблема відноситься до сфери електромагнітної сумісності (ЕМС) і виникає внаслідок використання ШІМ IGBT ключів у складі ЧРПЕП в області високих частот 10 кГц-50 кГц (хоча проблеми можуть з'являтися і на частотах перемикання ключів, менших 10 кГц). Вона полягає у виникненні синфазної напруги (Common Mode Voltage – CMV) між кожною фазою і корпусом судна та супутнього синфазного струму (СМІ), гармоніки яких розповсюджуються через паразитні ємнісні зв'язки. Завади CMV є причиною постійних відмов ЧРПЕП, навігаційних, контрольних, кранових та пожежних систем, а завади СМІ руйнують підшипники двигунів.

Ключові слова: коефіцієнт гармонічних спотворень напруги THD_U , якість електроенергії, електромагнітна сумісність, реактивна потужність, напівпровідникові частотнорегульовані пропульсивні електроприводи, судові електроенергетичні системи, синфазна напруга, синфазний струм

Abstract

The means of solving two main problems of power quality (PQ) in shipboard electrical systems with semiconductor frequency-controlled propulsion electric drives (SFEs) are considered.

The first of them is the need to limit the total harmonic distortion factor of the voltage on the main buses of the SEES in the region of low-frequency harmonics to the 50th order (up to 2.5 kHz) with simultaneous compensation of reactive power.

The second problem relates to the field of electromagnetic compatibility (EMC) and arises as a result of the use of PWM IGBT switches as part of the SFEs in the region of high frequencies of 10 kHz-50 kHz (although problems may also appear at key switching frequencies lower than 10 kHz). It consists in the occurrence of a common mode voltage (CMV) between each phase and the ship's hull and a concomitant common mode current (CMI), the harmonics of which are propagated through parasitic capacitive couplings. CMV interference is the cause of permanent failures of the ЧРПЕП, navigation, control, crane and fire systems, and CMI interference destroys engine bearings.

Keywords: total harmonic distortion factor, power quality, electromagnetic compatibility, reactive power, semiconductor frequency-controlled propulsion electric drives, ship electrical power systems, common mode voltage, common mode current

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень та термінів..	5
Вступ.....	7
Розділ 1. ЯКІСТЬ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В МОРСЬКОМУ СЕКТОРІ....	11
1.1. Морські стандарти показників ЯЕ та особливості їх забезпечення в інтегрованих СЕЕС з напівпровідниковими пропульсивними комплексами.....	12
1.2. Типові структури напівпровідникових перетворювачів в судових ЧРПЕП	14
1.3. Гармонічні спотворення струмів і напруг в інтегрованих СЕЕС з ЧРПЕП	25
1.4. Методи та засоби зменшення гармонічних спотворень	35
Розділ 2. УДОСКОНАЛЕННЯ КЕРОВАНИХ ФІЛЬТРОКОМПЕНСАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ	43
2.1 Огляд існуючих ФКП для судових мікромереж з потужними напівпровідниковими пропульсивними комплексами та аналіз напрямків їх удосконалення	44
2.2. Принципи побудови та методологія проєктування удосконаленого одноланкового КФКП з пасивним резонансним фільтром та керованим реакторним компенсатором з ШІР регулюванням.....	46
2.3. Завади, створювані РК з ШІР та напрями їх мінімізації.....	54
2.4. Узгодження частотних характеристик опорів системи зі спектрами завад від НІ та КФКП.....	57
2.5. Обґрунтування схемотехнічної побудови удосконаленого одноланкового КФКП за результатами моделювання усталених режимів СЕЕС.....	67
Розділ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОДНО- ТА ДВОЛАНКОВИХ КФКП В УМОВАХ СТАБІЛЬНОСТІ ТА ВІДХИЛЕНЬ ЧАСТОТИ СЕЕС.....	73

3.1. Походження сталих і перехідних відхилень частоти в СЕЕС з НПК, їх наслідки та нормування.....	74
3.2. Особливості визначення параметрів налаштування елементів в одно- та дволанкових структурах КФКП з урахуванням можливих відхилень частоти мережі	77
3.3. Модельне дослідження СЕЕС з НПК при використанні одно- та дволанкових КФКП в статичних і динамічних режимах з фіксованою частотою	86
3.4. Залежність ефективності КФКП від відхилень частоти	92
Розділ 4. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ В СЕЕС З ШІМ ЧРПЕП.....	100
4.1. Високочастотні гармоніки.....	101
4.2. Синфазні режими	105
4.3. Результати експериментальних та модельних досліджень в високочастотних ділянках спектрів напруги і струму в системах з ШІМ ПЧ.....	107
4.4. Зниження високочастотних синфазних складових спотворень напруги в СЕЕС з ЧРПЕП	109
Розділ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ	117
5.1. Аналіз шкідливих і небезпечних факторів, які впливають на людину при роботі за комп'ютером	118
5.2. Розрахунок освітлення робочого приміщення	121
5.3. Заходи щодо дотримання правил безпеки.....	123
5.4. Вимоги до безпеки праці під час експлуатації, обслуговування та ремонту ПК	127
Висновки.....	130
Список використаних джерел.....	132

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ, СКОРОЧЕНЬ ТА ТЕРМІНІВ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АЕЕС – автономна електроенергетична система;
АРН – автоматичний регулятор напруги;
АФГ – активний фільтр гармонік;
БК – батарея конденсаторів;
ДРП – джерело реактивної потужності;
ГЕУ – гребна електрична установка;
ГЕД – гребний електродвигун;
ГРК – гвинторульова колонка;
ГФ – гібридний фільтр;
ДГА – дизель-генераторний агрегат;
ДТК – діодно-транзисторний ключ;
ЕМП – електромагнітна перешкода;
ЕМС – електромагнітна сумісність;
КВ – керований випрямляч;
КФКП – керований фільтрокомпенсаційний пристрій;
НП – напівпровідниковий перетворювач;
НФКП – нерегульований фільтрокомпенсуючий пристрій;
ПЯЕ – показники якості електроенергії;
ПКТК – послідовний компенсатор з тиристорним керуванням;
ПС – потужність спотворень;
РК – реакторний компенсатор;
РП – реактивна потужність;
РФ – резонансний фільтр;
РФКП – регульований фільтрокомпенсуючий пристрій;
САР – система автоматичного регулювання;

					171.6321.КР.ПЗ.Скорочення	Арк.
						5
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

СГС – сумарне гармонічне спотворення;
 СЕЕС – суднова електроенергетична система;
 СЕР – система електроруху;
 СЕС – суднова електростанція;
 ТП – тиристорний перетворювач;
 ФКП – фільтрокомпенсуючий пристрій;
 ФНЧ – фільтр низьких частот;
 ЧРПЕП – частотнорегульований пропульсивний електропривод;
 ШР – широтно-імпульсний регулятор;
 ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;
 ЯЕ – якість електроенергії.

					171.6321.КР.ПЗ.Скорочення	Арк.
						6
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

ВСТУП

Актуальність дослідження. Сучасні судна все більше відходять від традиційних систем з тепловим гребним двигуном, надаючи перевагу електричним пропульсивним установкам на базі частотно-регульованих асинхронних електроприводів (ЧРАЕП). Такий перехід обумовлений вищою енергоефективністю, гнучкістю управління та оптимізацією характеристик систем.

Проте інтеграція потужних ЧРАЕП, у складі яких використовуються автономні інвертори напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ), призводить до генерації високочастотних (ВЧ) електромагнітних завад (ЕМЗ), які суттєво погіршують електромагнітну сумісність (ЕМС) та якість електроенергії (ЯЕ) в судових електроенергетичних системах (СЕЕС).

Погіршення ЯЕ призводить до зайвих електричних втрат та різних проблем, таких як перебої у функціонуванні електронних пристроїв, зниження ефективності автоматизованих систем, пошкодження обладнання і аварійних ситуацій на судні [1–8]. Це особливо небезпечно, оскільки неналежна робота систем може мати серйозні наслідки для безпеки людей, вантажів і екології, та можуть призводити до економічних і технологічних збитків. Забезпечення високої ЯЕ в СЕЕС є обов'язковим чинником у забезпеченні безпеки та нормального функціонування судових систем, судна та екіпажу в цілому.

Для безпечної експлуатації суден з напівпровідниковими перетворювачами частоти (ПЧ) у складі напівпровідникових частотно-регульованих пропульсивних електроприводів (ЧРПЕП) необхідно вирішити дві головні проблеми [1, 2].

Перша з них стосується показників якості електроенергії (ПЯЕ) і полягає в обмеженні загального коефіцієнта гармонічних спотворень напруги THDu на головних шинах СЕЕС для зазначеного діапазона гармонік. Нещодавно IACS запровадила нову вимогу UR E24 [3] для суден з електричною рушійною установкою щодо моніторингу та реєстрації в СЕС з ЧРПЕП рівнів THDu, які

					171.6321.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

не повинні перевищувати 8% при врахуванні гармонік до 50-го порядку (до 2,5 кГц). Однак ПЧ, які використовують IGBT, генерують гармоніки приблизно до 50 МГц, причому найбільш проблематична ділянка зазвичай знаходиться в діапазоні 10 кГц – 10 МГц, хоча інциденти можуть виникати і на більш низьких частотах перемикання ПЧ. Отже, через недосконалу нормативну базу та невідповідні метрологічні засоби високочастотні гармоніки залишаються неврахованими при визначенні THDu попри їх згубні наслідки.

Друга особливо критична проблема ЕМС, полягає у виникненні синфазної напруги (Common Mode Voltage – CMV) між кожною фазою і корпусом судна та супутнього синфазного струму (СМІ), гармоніки яких розповсюджуються через паразитні ємнісні зв'язки. CMV, є причиною постійних відмов ЧРПЕП, навігаційних, контрольних, кранових та пожежних систем, а СМІ руйнують підшипники двигунів [9–11].

Питаннями синфазних напруг та струмів займаються переважно зарубіжні науковці, такі як Ian C. Evans, Mohammed M. Islam, Shuo Wang, Jianqiu Zhang, Sudip K. Mazumder, Frede Blaabjerg, Abraham M. Alcaide, Josef Lutz.

Синфазні струми та напруги не корелюють з основною частотою і тому виглядають як імпульсні завади або «несинхронізований шум» та викликають ще більші спотворення напруги, ніж гармоніки, оскільки їхня частота набагато вища [12].

Рівень синфазних струмів безпосередньо залежить від швидкості наростання напруги (dU/dt) на виході АІН, та величини паразитних ємностей системи. Чим вищі ці параметри, тим вищий рівень синфазних ЕМЗ.

Подальше впровадження сучасних високошвидкісних силових напівпровідникових перетворювачів (СНП), зокрема IGBT та SiC транзисторів, тільки ускладнює ситуацію, оскільки із підвищенням частоти комутації значення dU/dt зростає, а разом з ним – і рівень синфазного струму.

					171.6321.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Існуючі стандартні засоби вимірювання показників ЯЕ, а отже і засобів забезпечення ЕМС, такі як індивідуальні або системні пасивні та активні фільтри виявляються неефективними по відношенню до синфазних складових спотворень, оскільки вони орієнтовані на визначання та зниження лише диференційних ЕМЗ. Це обумовлює необхідність у розробці спеціалізованих синфазних фільтрів, здатних працювати у широкому частотному діапазоні, а також точного моделювання джерел та шляхів поширення таких високочастотних завад у структурі ЧРАЕП.

Таким чином, актуальність дослідження полягає в подальшому розвитку моделей, що враховують джерела генерації та через паразитні ємнісні зв'язки шляхи поширення високочастотних синфазних ЕМЗ, та створення на їх основі ефективних засобів зниження їх рівня.

Метою роботи є розробка методології експериментального визначення спектрів та THDu фазної напруги та її синфазної і диференціальної складових в автономній СЕЕС з ПЧ у складі ЧРЕП без використання коштовних удосконалених аналізаторів; оцінка, на основі експерименту, впливу «супергармонік» (від 2,5 кГц до 25 кГц) на загальну величину THDu.

Для досягнення поставленої мети вирішувались такі **задачі**:

- огляд проблеми ЯЕ та ЕМС в автономних (суднових) ЕЕС з частотно-регульованими напівпровідниковими електроприводами;
- дослідження джерел, механізмів формування та шляхів поширення високочастотних електромагнітних завад у суднових електроенергетичних системах з частотно-регульованими асинхронними електроприводами;
- удосконалення методології експериментального визначення та дослідження широкодіапазонних спектрів та їх складових на вході і виході ЧРАП шляхом обробки масивів часових залежностей сигналів через цифровий осцилограф та блоку PowerGUI у MATLAB Simulink;
- забезпечення ЕМС та безпеки експлуатації ЧРАЕП шляхом використання спеціального симетричного кабелю.

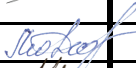
					171.6321.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						9
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Об'єкт дослідження – електромагнітні процеси в пропульсивних електроустановках суден з ЧРАЕП та засобами зниження високочастотних електромагнітних завад.

Предмет дослідження – показники якості електроенергії та методологія їх вимірювання в СЕЕС з ЧРАЕП.

Методи дослідження. Для вирішення поставлених у дисертації задач використано методи теорії електричних кіл та імітаційного моделювання в прикладному програмному пакеті MATLAB/Simulink.

					171.6321.КР.ПЗ.Вступ	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.Р1			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Карась С.В.			Якість електроенергії в морському секторі	Літ.	Арк.	Аркуші
Консультант								11
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 1. ЯКІСТЬ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В МОРСЬКОМУ СЕКТОРІ

1.1. Морські стандарти показників ЯЕ та особливості їх забезпечення в інтегрованих СЕЕС з напівпровідниковими пропульсивними комплексами

Проблема якості електроенергії (ЯЕ) в електроенергетичних системах автономних морських об'єктів, насамперед, для суден з потужними напівпровідниковими комплексами та єдиною інтегрованою судновою електроенергетичною системою (СЕЕС) залишається вельми актуальною через вплив ЯЕ на умови експлуатації і безпеку судна в цілому. У морській галузі широко відомі інциденти з катастрофічними наслідками, що трапилися через низьку ЯЕ, такі як аварії на пасажирському круїзному лайнері RMC «Queen Mary 2» (вихід з ладу конденсатора в кормовому приміщенні фільтра гармонік та вибух в кормовому головному розподільному щиті; тимчасова втрата судном маневреності) [1–3], на пасажирському судні MC «Statendam» (спалах дуги в головному вимикачі та пожежа в приміщенні головного розподільного щита) [1] та на нафтовій платформі «Tern Alpha» (вибух в газокompresійному модулі, пожежа, евакуація персоналу, зупинка процесу буріння) [1].

Короткий перелік найбільш актуальних для СЕЕС показників ЯЕ з відповідними нормами, що прийняті органами IEEE та IEC, а також класифікаційними товариствами ABS та PRS [2], наведено в табл.1.1. Ці показники охоплюють: δ_{fp} , δ_{ftr} , δ_{fper} , δ_{fmax} – стале, перехідне, періодичне, максимальне відхилення частоти відповідно; δU_p , δU_{tr} , δU_{per} , δU_{max} – стале, перехідне, періодичне, максимальне відхилення напруги відповідно; (THD) – інтегральний коефіцієнт гармонічних спотворень напруги; $K_{U(v)}$ – коефіцієнт v -ї гармоніки напруги; δP , δQ – коефіцієнти відхилень пропорційності розподілу активної та реактивної потужності.

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						12
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Таблиця 1.1 Показники ЯЕ в СЕЕС, нормовані за стандартами IEEE, IEC, ABS, PRS

Показник	Значення показника			
	IEEE - 45	PN- IEC6100 92-101	ABS	PRS
δf_p	$\pm 3\%$	$\pm 5\%$	$\pm 5\%$	$\pm 5\%$
δf_{tr}				
а) значення	$\pm 4\%$	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$
б) тривалість	2с	5с	5с	5с
δ_{perf}	0,5%	0,5%	—	—
δf_{max}	5,5%	12,5%	—	—
δU_p	$\pm 5\%$	6% – 10%	+6% – 10%	+6% – 10%
δU_{tr}				
а) значення	$\pm 16\%$	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$
б) тривалість	2с	1,5с	1,5с	1,5с
δU_{per}	5%	2%	—	—
δU_{max}	$\pm 20\%$	$\pm 20\%$	—	—
K_U (THD)	5%	5%	5%	7,5%
$K_{U(v)}$	3%	3%	3%	4,5%
Стрибки напруги u_s , $t_{нар}/t_{сп}$	2500В ($U_{ном}=380-600В$) 1000В ($U_{ном}=380-600В$)	5,5 $U_{ном}$ 1,2μс/50μс	δf_{max}	—
δP	—	—	$\pm 15\%$	$\pm 15\%$
δQ	—	—	$\pm 10\%$	$\pm 10\%$

Інтегровані ЕЕС суден та морських платформ з пропульсивними комплексами мають спільні особливості, які ускладнюють задачу забезпечення ЯЕ:

1. На відміну від сухопутної суднова електрична мережа є автономною та гнучкою енергетичною системою. Її генеруюча здатність заздалегідь точно визначена і обмежена.

2. Потужність КЗ СЕЕС є значно меншою, а її еквівалентний опір є відносно більшим порівняно з промисловими мережами.

3. Потужність окремих навантажень СЕЕС сумірна з потужністю окремої генераторної установки.

4. Морські умови є дуже мінливими, що призводить до незапланованого ступінчастого змінювання активного та реактивного навантаження, напруги, частоти та рівня гармонік суднової мережі.

5. СЕЕС можна розглядати як систему змінюваної частоти та напруги з довгостроковими (сталими) або швидкоплинними (короткочасними, перехідними) значеннями відповідних параметрів [2].

6. Паралельна робота множинних генераторів потребує керування розподілом активної та реактивної потужності.

1.2. Типові структури напівпровідникових перетворювачів в суднових ЧРПЕП

Удосконалення пристроїв силових електроніки та зниження їхньої ціни через ринковий попит збільшили використання систем напівпровідникових електроприводів з регульованою швидкістю як ефективного рішення для економії енергії в електричних рушіях та інших застосуваннях приводів зі змінною швидкістю в морських системах.

Найпоширенішими перетворювачами силових електроніки в морських системах ЧРПЕП є такі:

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						14
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

- Тиристорний випрямляч (SCR) для приводу двигуна постійного струму
- Інвертор джерела струму (CSI)
- Циклоконвертори та матричні перетворювачі
- Інвертор джерела напруги (VSI)
- Перетворювач напруги з активним переднім фронтом (AFE)
- Багаторівневі інвертори
- Однофазні системи

1) ТИРИСТОРНІ ВИПРЯМЛЯЧІ (SCR) ДЛЯ ПРИВОДУ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Випрямлення є єдиним кроком, необхідним у системі приводу постійного струму.

У більшості потужних застосувань привід постійного струму використовує повний мостовий тиристорний випрямляч, який живить двигун постійного струму контрольованим струмом якоря, а обмотка збудження збуджується регульованим струмом збудження, як показано на рисунку 22. Привід постійного струму пропонує ширший діапазон швидкостей і вищий пусковий момент, що є поширеними вимогами для бурових суден.

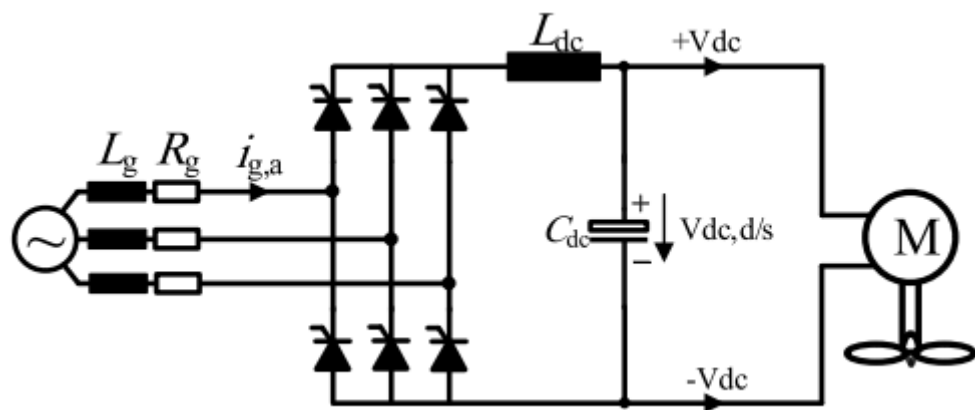


Рисунок 1.1 Трифазні тиристорні випрямлячі для приводу двигунів постійного струму.

У цій топології напруга постійного струму на обмотці якоря двигуна контролюється кутом спрацьовування затвора тиристора (α), як зазначено нижче

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{L-L} \cos(\alpha) = 1.35 V_{L-L} \cos(\alpha) \quad (1.1)$$

Максимальний коефіцієнт потужності, якого можна досягти, становить приблизно 0,96 при куті спрацьовування 15°.

Для шестипульсного перетворювача лінійний струм містить гармоніки порядку 5, 7, 11, 13 тощо. 5-та та 7-ма гармоніки є найбільш домінуючими гармонічними складовими в шестипульсному перетворювачі. Для зменшення гармонійних спотворень зазвичай використовується багатопульсна конфігурація, така як 12-, 18- та 24-пульсна, для подальшого зменшення спотворень. 12-імпульсна конфігурація (як показано на рисунку 23) може усунути приблизно 90% 5-ї та 7-ї гармонік, що зазвичай достатньо для зниження спотворень до прийнятного рівня.

Приводи постійного струму мають точне керування крутним моментом з низьким рівнем пульсацій, але виникають інші проблеми, такі як механічний контакт між якорем. Виходячи з наведеного вище рівняння, напруга постійного струму (V_{dc}) на якорі двигуна пов'язана з кутом спрацьовування затвора. Теоретично, кут спрацьовування затвора може змінюватися від 0 до 180°, але мінімальний кут спрацьовування 15° застосовується для забезпечення керованості двигуна та уникнення значних падінь напруги в мережі.

Оскільки швидкість обертання двигуна пропорційна напрузі якоря, можна побачити, що швидкість обертання пов'язана з кутом спрацьовування затвора. Оскільки фазовий кут лінійного струму (I_g) майже дорівнює куту спрацьовування затвора (α), тому коефіцієнт потужності також залежить від кута спрацьовування затвора тиристора.

Максимальний коефіцієнт потужності, якого можна досягти, становить приблизно 0,96 при куті спрацьовування 15°.

Для шестиімпульсного перетворювача лінійний струм містить гармоніки порядку 5, 7, 11, 13 тощо. 5-та та 7-ма є найбільш домінуючими

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						16
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

гармонічними складовими в шестиімпульсному перетворювачі. Щоб зменшити гармонійні спотворення, зазвичай використовується багатоімпульсна конфігурація, така як 12-, 18- та 24-імпульсна, для подальшого зменшення спотворень. Очікується, що 12-пульсна конфігурація (як показано на рисунку 1.2) усуває приблизно 90% 5-ї та 7-ї гармонік, чого зазвичай достатньо, щоб знизити спотворення до прийнятного рівня.

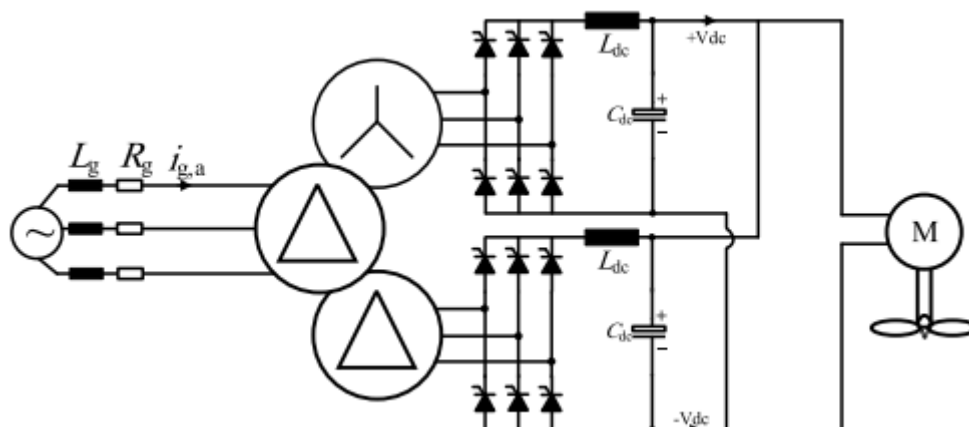


Рисунок 1.2 Трифазні тиристорні випрямлячі з фазо-зсувним трансформатором для приводу двигунів постійного струму.

Приводи постійного струму мають точне керування крутним моментом з низьким рівнем пульсацій, але інші проблеми, такі як механічний контакт між статором і ротором через щітки, стали основним джерелом відмов, що вимагають регулярного обслуговування. Також практичні межі для приводу двигуна постійного струму становлять 2-3 МВт. Тому використання приводів постійного струму в рушійній системі було замінено приводами змінного струму в 1980-х роках [28].

2) ІНВЕРТОР ДЖЕРЕЛА СТРУМУ (CSI)

Інвертор джерела струму (CSI) використовується для синхронних двигунів змінного струму. У цій конфігурації трифазний випрямляч, керований тиристором, з індуктором (L_{dc}) для згладжування ланці постійного струму підключений до інвертора з комутацією навантаженням, як показано на рисунку 1.3.

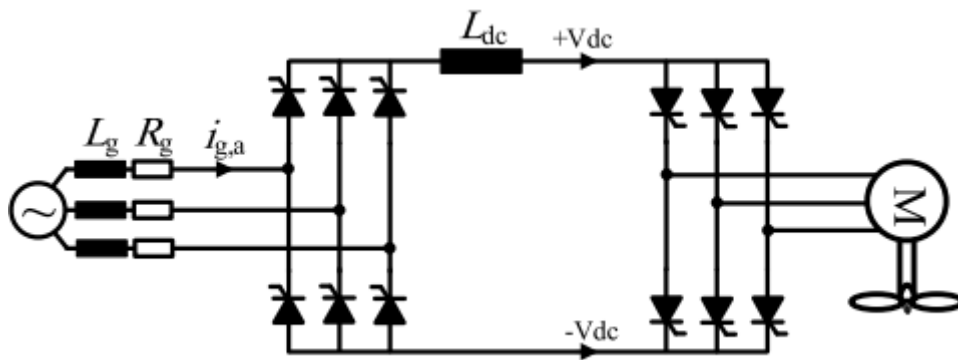


Рисунок 1.3. Перетворювач з інвертором джерела струму (CSI) для двигуна змінного струму.

Струм ланки постійного струму проходить через фази двигуна шляхом керування тиристорами, що використовуються в інверторній частині. Це призводить до шестиступінчастої форми хвилі струму у фазі двигуна, яка містить значні гармоніки, а також призводить до пульсацій крутного моменту. Для виконання комутації тиристора в інверторній частині потрібен двигун, який може генерувати зворотну електромагнітну силу (або зворотну ЕРС). Таким чином, він в основному використовується синхронний двигун з випереджальним коефіцієнтом потужності. Це може бути проблемою на низьких швидкостях (нижче 5-10% від номінальної швидкості), оскільки проти-ЕРС занадто низька для виконання природної комутації, і інвертор працює в імпульсному режимі, що призводить до більшої пульсації крутного моменту та вібрації вала в цьому діапазоні низьких швидкостей.

У конфігурації з CSI на роботу мережі живлення значно впливають нехарактерні (або нецілочислові) гармоніки двигуна. Проникнення нехарактерних гармонік на сторону лінії живлення залежить від розміру індуктора ланки постійного струму.

Повний набір частот складових струму мережі живлення можна узагальнити як [31]:

$$f_g = (nPr \pm 1) f_s \pm P_{ik} f_m \quad (2)$$

де f_g – частотні складові вхідного струму лінії, n та k – цілі числа ($n = 0, 1, 2, \dots$, $k = 0, 1, 2, \dots$), P_r – пульсність випрямляча, f_s – частота живлення мережі (тобто 50 Гц/60 Гц), P_i – пульсність інвертора, а f_m – частота двигуна.

Основним недоліком конфігурації CSI є велика постійна часу в індуктивності ланки постійного струму, що погіршує динамічні характеристики приводу. Більше того, така конфігурація генерує нехарактерні гармоніки в мережі, що може бути проблемою для дотримання майбутніх стандартів якості електроенергії. Номінальна потужність CSI для використання з великими синхронними двигунами становить до 60 МВт [58].

3) ЦИКЛОКОНВЕРТОРИ ТА МАТРИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Проблему з низькою швидкістю CSI можна подолати, використовуючи циклоконвертор (як показано на рисунку 1.4), який може забезпечити високий крутний момент на низьких швидкостях з низькими пульсаціями крутного моменту.

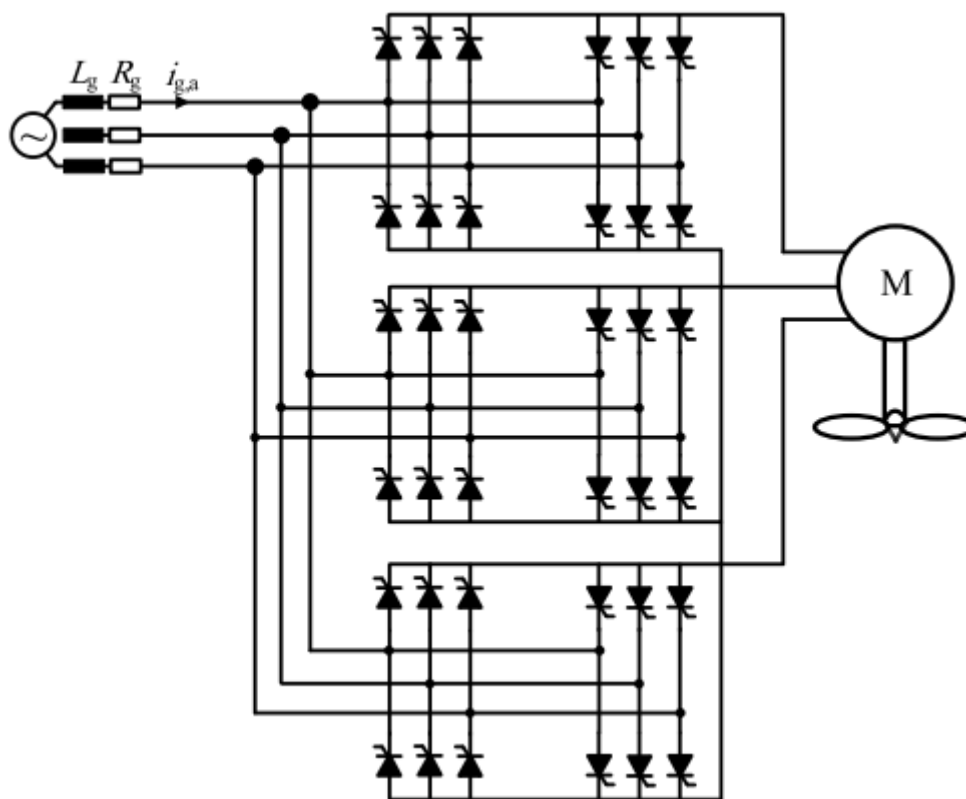


Рисунок 1.4. Трифазно -трифазний циклоконвертор для двигуна змінного струму.

Циклоконвертор є прямим перетворювачем (без ланки постійного струму) і може розглядатися як випрямляч, де напруга ланки постійного струму повільно змінюється між мінімальним і максимальним значеннями.

Цей факт обмежує вихідну частоту приблизно однією третиною вхідної частоти живлення. Таким чином, застосування циклоконверторів обмежене низькошвидкісними прямими безредукторними приводами.

Циклоконвертор може використовуватися для синхронних або асинхронних двигунів. Однак у морських застосуваннях циклоконвертори використовувалися лише для синхронних двигунів через їх характеристики коефіцієнта вихідної потужності. Циклоконвертер може забезпечувати запізнюючий, випереджаючий або одиничний коефіцієнт потужності, тоді як його вхід завжди запізнюється, а синхронний двигун може отримувати будь-який коефіцієнт потужності від перетворювача. Таким чином, ці робочі характеристики призводять до кращої відповідності циклоконвертора синхронному двигуну.

Застосування циклоконвертера може бути доцільним в сучасних криголамних суднах, де високий крутний момент на низькій швидкості може допомогти розрізати брилу льоду без зупинки двигуна.

Циклоконвертер доступний у діапазоні потужності від 2 до 30 МВт на привід [28].

Такі обмеження циклоконвертера, як низька швидкість та високі гармонійні спотворення, можна подолати за допомогою вдосконаленого перетворювача змінного струму в змінний струм, також відомого як Matrix Converter [32], який може забезпечити широкий діапазон вихідних напруг та частот, а також пропонувати чудові стаціонарні та динамічні характеристики [33]. Топологія матричного перетворювача все ще незріла та ще не повністю проаналізована для морських застосувань.

4) АВТОНОМНИЙ ІНВЕРТОР ДЖЕРЕЛА НАПРУГИ (АІН)

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						20
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

АІН потребує постійної напруги на інверторі, і це досягається за допомогою LC-фільтра в ланці постійного струму. З іншого боку, АІН потребує постійного струму на вході, тому послідовно встановлений індуктор, що використовується в ланці постійного струму, як показано на рисунку 1.5.

Сучасна конфігурація приводу змінного струму використовує ІДН, що використовує технологію широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) для керування ключовими елементами в каскаді інвертора вихідної напруги для двигуна. Інвертор використовує або GTO, або силовий транзистор, або IGBT. У ШІМ-приводах немає потреби змінювати вихідну напругу випрямляча для керування швидкістю двигуна.

Тому можна замінити тиристори на діоди в каскаді випрямляча, як показано на рисунку 1.5. ШІМ-привід має відмінні динамічні характеристики, а крутний момент плавно регулюється в широкому діапазоні швидкостей, включаючи нульову швидкість (наприклад, у векторно-керованому алгоритмі). Таким чином, ШІМ-приводи найкраще підходять для застосувань високошвидкісних двигунів, таких як рушійна система зі знижувальним редуктором, які пропонують економічно ефективне та продуктивне рішення.

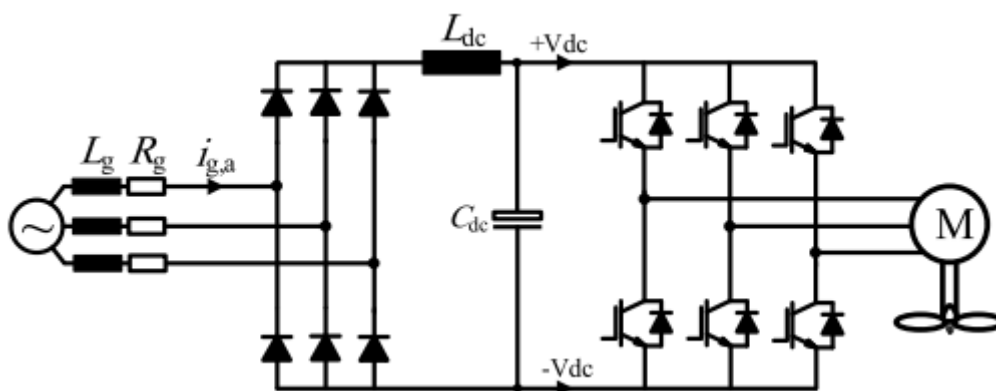


Рисунок 1.5. ШІМ-АІН-перетворювач для двигуна змінного струму

У АІН конденсаторна батарея ланки постійного струму використовується для згладжування напруги ланки постійного струму та мінімізації впливу гармонік спотворень від інвертора до сторони живлення.

У морських застосуваннях пасивні методи, такі як дроселі змінного та постійного струму, все ще є кращими рішеннями завдяки їхній економічній ефективності, простоті та надійності [34].

В останні роки конденсатор ланки постійного струму зі зменшеною ємністю, що використовується в трифазному перетворювачі потужності під назвою «тонкий перетворювач ланки постійного струму», також привертає більше уваги як один із методів зменшення гармонік, але їхня продуктивність дуже непередбачувана на системному рівні [35]–[37].

Сьогодні перетворювач типу ШІМ-АІН став стандартним рішенням для всіх морських суден з електричним гвинтом. Він пропонує постійну продуктивність у широкому діапазоні швидкостей/навантажень з низькими пульсаціями крутного моменту. Ця топологія здатна запускати двигуни змінного струму в обох напрямках. Однак через діодну або керовану випрямлячу топологію, рекуперація потужності від двигуна змінного струму не може бути зворотним зв'язком у мережу.

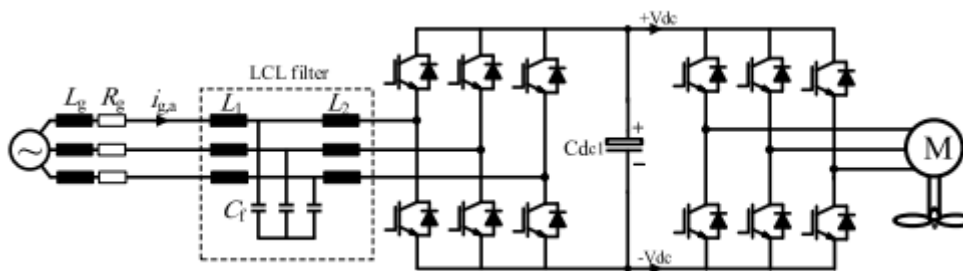


Рисунок 1.6. Трифазний перетворювач з активним вхідним АФЕ випрямлячем для двигуна змінного струму

5) ПЕРЕТВОРЮВАЧ З АКТИВНИЙ ПЕРЕДНІМ ФРОНТОМ (AFE)

Перетворювач з активний переднім фронтом (AFE) – це двонаправлений перетворювач потоку потужності, який також забезпечує високоякісну синусоїдальну форму сигналу лінійного струму. АФЕ працює на вивокій частоті комутації, що призводить до кращих гармонік на низькій частоті (0-2 кГц), але може генерувати гармоніки високого порядку та шум у діапазоні 2-150 кГц. Зростаюче використання АФЕ викликає занепокоєння в цьому новому

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		22

діапазоні частот, що привертає увагу організацій зі стандартизації до розробки нового стандарту в діапазоні 2-150 кГц. Розділ 3 містить детальне обговорення цієї теми.

Система має шість активних силових ключів, таких як IGBT або MOSFET, які керуються на основі відповідної технології ШІМ.

Для контролю пульсацій частоти комутації потрібен передній фільтр, який може бути типу L, LC або LCL. LCL-фільтр дуже поширений (на рисунку 1.6), оскільки він може видаляти високочастотний шум та очищати лінійний струм на стороні мережі. Характеристики двигуна такі ж, як і у PWM-VSI.

Застосування AFE зросло в останні роки, головним чином на судах малої потужності, таких як пасажирські пороми.

6) ІНШІ ТОПОЛОГІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Для оптимізації ваги та об'єму тенденція зміщується до мереж середньої напруги в морських застосуваннях. Перетворювачі, що використовуються в середній напрузі, зазвичай є модифікованою версією дворівневого перетворювача, показаного на рисунку 1.5. Щоб врахувати підвищену напругу постійного струму, більше перемикачів з'єднуються послідовно в інверторній частині, як показано на рисунку 1.7 для трирівневої конфігурації перетворювача. Випрямна частина зазвичай живиться фазозсувним трансформатором, який також зменшує гармонійні спотворення вхідного лінійного струму.

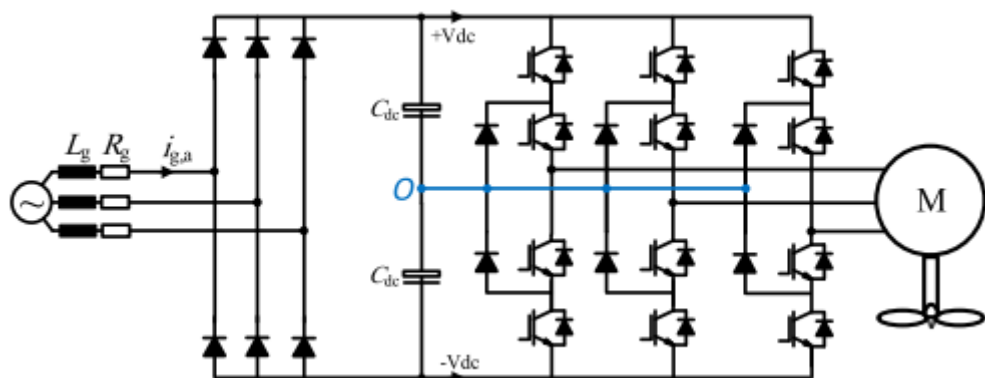


Рисунок 1.7. Трирівневий АІН для двигуна змінного струму

Трирівневий перетворювач також забезпечує менші спотворення струму двигуна при тій самій частоті комутації, що й дворівневий перетворювач.

7) ОДНОФАЗНІ СИСТЕМИ

Для низької потужності, такої як освітлення та інші навантаження готелів, зазвичай використовуються однофазні перетворювачі в морських застосуваннях: діодний/тиристорний випрямляч та корекція коефіцієнта потужності (PFC).

Традиційний однофазний діодний/тиристорний випрямляч все ще поширений в імпульсних джерелах живлення та інших низькоенергетичних застосуваннях, де вхідний міст безпосередньо підключений до мережі змінного струму, а потім випрямлена напруга згладжується за допомогою LC-фільтра в ланці постійного струму, як показано на рисунку 29. Робота однофазного випрямляча призводить до спотворення лінійного струму зі значними гармоніками низького порядку, переважно нижче 2 кГц. Особливістю однофазних випрямлячів є дуже високий вміст гармонік третього порядку в лінійному струмі. Компоненти струму третьої гармоніки є адитивними в нейтралі трифазної системи, тому збільшення таких навантажень може викликати занепокоєння щодо перевантаження нейтрального провідника. Це також викликає занепокоєння щодо перегріву трансформатора через поєднання гармонік у струмі, розсіювання потоку та високих нейтральних струмів [60].

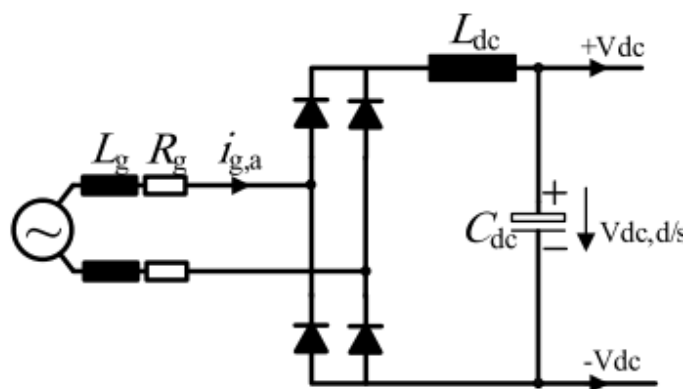


Рисунок 1.8. Однофазний діодний випрямляч для застосувань з низькою потужністю

В останні роки використання схеми коректора коефіцієнта потужності (PFC) зросло в низці однофазних приладів, таких як комп'ютери, телевізори та сучасні системи освітлення (наприклад, світлодіодні та компактні люмінесцентні лампи). Основними перевагами цієї топології є покращення якості струму лінії та коефіцієнта потужності системи завдяки використанню імпульсного перетворювача постійної напруги підвищувального типу (ІППН ПТ), як показано на рисунку 1.9.

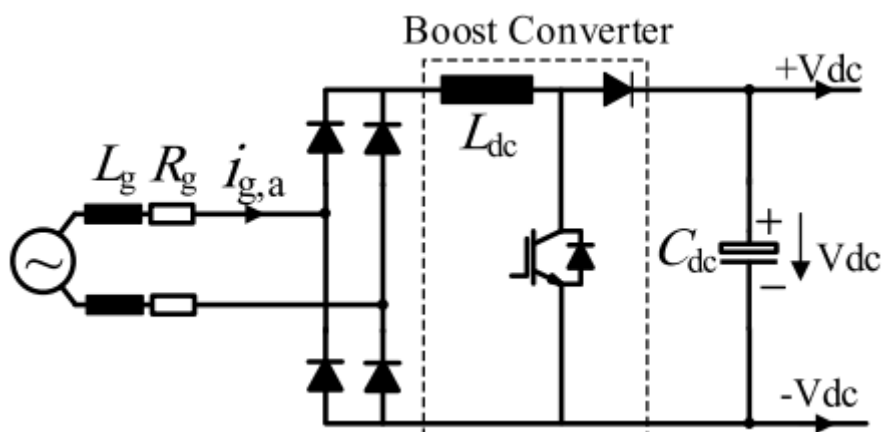


Рисунок 1.9. ІППН ПТ для застосувань з низькою потужністю

Однак, підвищувальний перетворювач працює на вищій частоті комутації, що може генерувати шум у діапазоні 9-150 кГц.

1.3 Гармонічні спотворення струмів і напруг в інтегрованих СЕЕС з ЧРПЕП

Більшість звичайних приводів з регульованою швидкістю, що живляться синусоїдальною напругою, споживають несинусоїдальний струм. Під час процесу перетворення змінного струму на постійний, як тиристорні приводи постійного струму, так і частотні перетворювачі змінного струму споживають небажані гармонічні струми, які непарно кратні частоті живлення (наприклад, частота 5-ї гармоніки становить $5 \times 50 \text{ Гц} = 250 \text{ Гц}$), що споживаються з джерела.

Характерні» (тобто очікувані) гармоніки струму залежать від кількості трифазних мостових (тобто 6-пульсних) вхідних випрямлячів у нелінійному навантаженні та базуються на формулі:

$$I_h = n \cdot p \pm 1$$

де n – ціле число, p – кількість пульсацій випрямленої напруги (струму) за період (тобто 6 імпульсів).

Приклади характерних порядків гармонік струму:

$p = 6$; $h = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, \dots$

$p = 12$; $h = 11, 13, 23, 25, 35, 37, \dots$

$p = 24$; $h = 23, 25, 47, 49$

Примітка: 12-, 18- та 24-пульсні приводи/системи, проілюстровані вище, складаються з двох, трьох або чотирьох трифазних мостових (тобто 6-пульсних) випрямлячів відповідно, кожен з яких має відповідний фазозсувний трансформатор.

Окремі гармонічні струми взаємодіють з імпедансом системи на відповідних частотах, створюючи спотворення напруги на цих частотах; це базується на законі Ома, де:

$$U_h = I_h \cdot Z_h$$

Де U_h - гармонічна напруга на певній гармонічній частоті;

I_h - гармонічний струм на певній частоті;

Z_h - імпеданс на певній частоті.

Напруги окремих гармонік підсумовуються наступним чином і результатом є «загальне гармонічне спотворення напруги» (U_{thd}):

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						26
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

$$U_{thd} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} \times 100\% = \frac{\sqrt{U_5^2 + U_7^2 + U_{11}^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\%$$

Де U_5, U_7, U_{11} тощо гармоніки напруги 5,7,11... порядків; U_1 - основна гармоніка напруги; U_{thd} - загальне гармонічне спотворення напруги.

Примітка: « U_{thd} » стосується лінійних напруг, тоді як « V_{thd} » стосується фазних напруг.

1.3.1. Частотно-регульовані приводи змінного струму.

З вищесказаного видно, що чим вище значення нелінійного навантаження в кВт, тим більша величина гармонік струмів і вище подальше спотворення напруги. На рис. 1.10 показано приклад лінійних напруг, спотворених через надмірні гармоніки струмів, що споживаються вхідним діодним випрямлячем ЧРАЕП з конденсаторним фільтром.

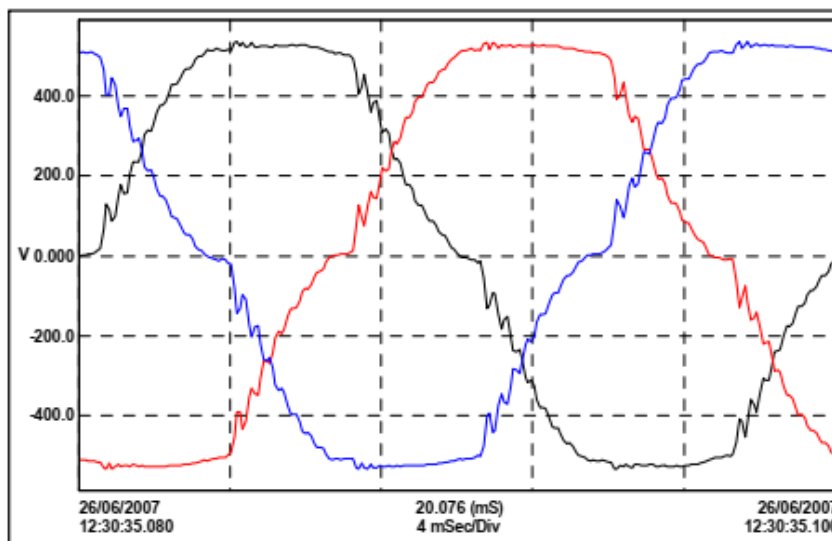


Рисунок 1.10 – Приклад лінійних напруг, спотворених частотно-регульованими приводами змінного струму (8,8% U_{thd}).

Як приводи змінного, так і постійного струму з регульованою швидкістю споживають нелінійний струм, але частотно-регульовані приводи змінного

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		27

струму (ЧРПЕП) схильні створювати вищий рівень гармонійних спотворень напруги через ємнісне навантаження (шина постійного струму), як видно з боку живлення.

ЧРПЕП стають все більш популярними на бурових установках/суднах і складаються з трьох підсистем (рис. 1.11):

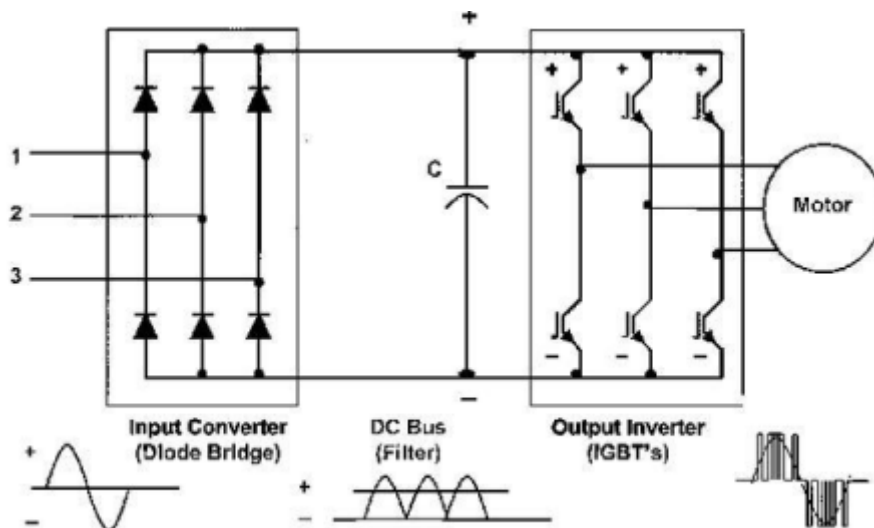


Рисунок 1.11 – Спрощена схема 6-пульсного ЧРПЕП змінного струму

- i) Вхідний випрямляч (діодний або SCR попереднього заряду) для перетворення змінного струму в постійний для шини постійного струму.
- ii) Шина постійного струму, яка по суті є конденсаторною системою накопичення, з якої вихідний інвертор на силових IGBT ключах (біполярних транзисторах з ізольованим затвором) бере енергію.
- iii) Інверторний IGBT міст, який інвертує напругу шини постійного струму в змінну напругу змінюваної частоти для керування асинхронним двигуном(ами).

Асинхронний ЧРПЕП з перетворювачем частоти (ПЧ) за схемою некерований випрямляч (НВ) - автономний інвертор напруги (АІН) з ШІМ споживає струм від джерела живлення лише тоді, коли напруга на конденсаторах шини постійного струму нижча за миттєву напругу живлення. Це відбувається

поблизу піку форми хвилі напруги живлення, тому споживані струми мають імпульсний характер з двома пульсаціями фазного струму за половину періоду, як видно на рис. 1.12.

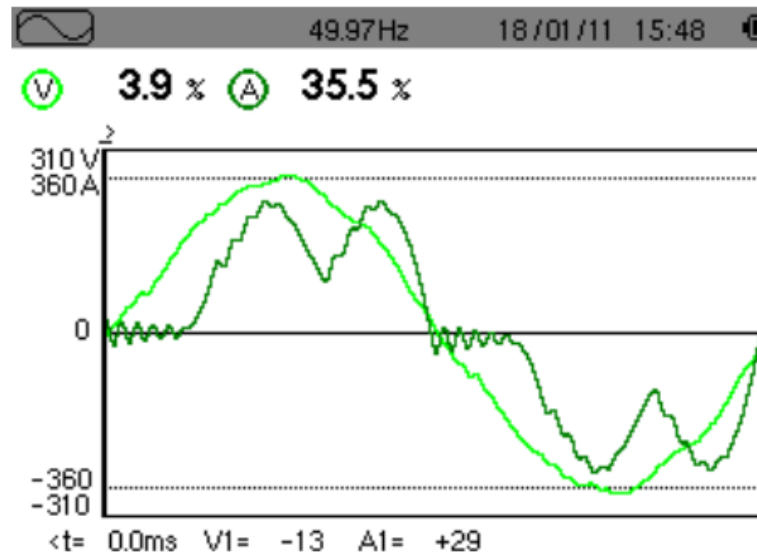


Рисунок 1.12 – Фазні напруга і струм на вході ЧРАЕП

Рисунок 1.13 ілюструє несинусоїдні фазні струми, споживані частотним перетворювачем потужністю 1500 к.с./1100 кВт при помірному навантаженні. Коливання навколо нуля були зумовлені конденсаторами фільтра ЕМС, розташованими нижче за струмом.

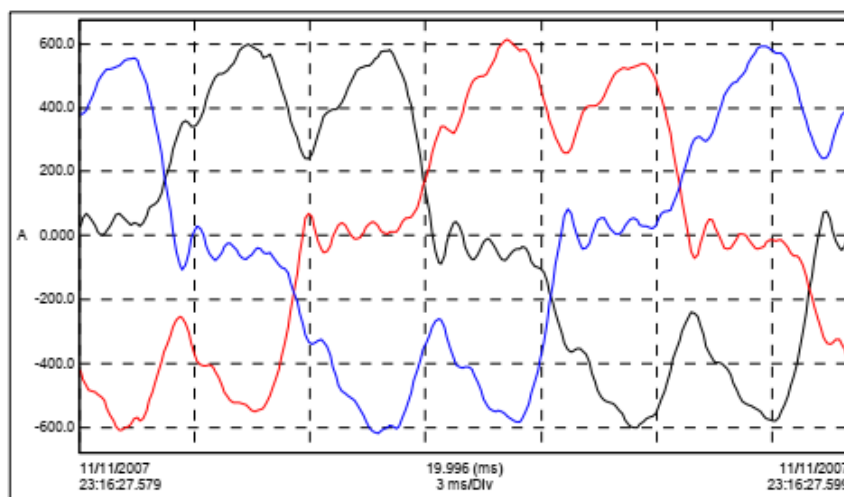


Рисунок 1.13 Приклад фазних струмів частотного перетворювача потужністю 1500 к.с. (1100 кВт) при помірному навантаженні. 34,88% I_{thd} .

На рис. 1.14 детально зображено гармонічний спектр струму, який свідчить про частковий резонанс на 23-й та 25-й гармоніках через ємність мережі

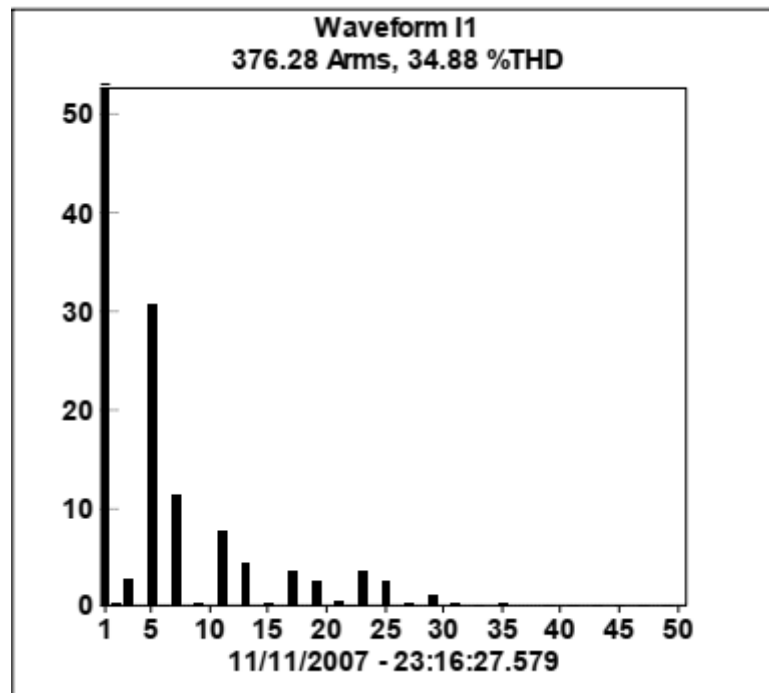


Рисунок 1.14 – Приклад гармонічного спектру струму частотного перетворювача потужністю 1500 к.с. (1100 кВт) . Частковий резонанс на 23-й та 25-й гармоніках)

Потужні ПЧ часто використовуються для рушійних установок, бурових насосів, лебідок та бурових приводів, показаних на рис. 1.15, де кілька вихідних інверторних мостів на IGBT (біполярний транзистор з ізольованим затвором) використовують спільні випрямлячі, що працюють на шину постійного струму.

Їх називають «системами зі спільною шиною постійного струму». Така конфігурація зменшує вартість та необхідний простір порівняно з тим, що потрібно для кількох «автономних» приводів.

Рис. 1.15 ілюструє систему спільної шини постійного струму, що складається з двох випрямлячів, ємнісної шини постійного струму (тобто блоку зберігання) та восьми незалежно керованих інверторів ПЧ на IGBT

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						30
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

(біполярний транзистор з ізолюваним затвором) з ШІМ (широотно-імпульсною модуляцією – поширений тип керування формою сигналу вихідних АІН ПЧ, які є кінцевим вихідним каскадом автономного ПЧ). Ця конкретна система використовує два 6-іпульсні випрямлячі, по одному з кожного боку шинного з'єднання. Первинні обмотки обох трансформаторів зміщені по фазі на 30° один відносно одного.

Таким чином, якщо шинне з'єднання замкнуте (тобто для забезпечення збалансованого навантаження з кожного боку), буде сформована квазі - 12-пульсна система щодо гармонік. 12-пульсна конфігурація зменшить гармонічні спотворення порівняно зі стандартною 6-пульсною системою, але оптимальна продуктивність значною мірою визначається навантаженням на кожен випрямляч, різними дисбалансами у випрямлячах системи керування, обмотках трансформатора та напругах живлення, а також рівнем фонових спотворень (тобто спотворень напруги через інші навантаження).

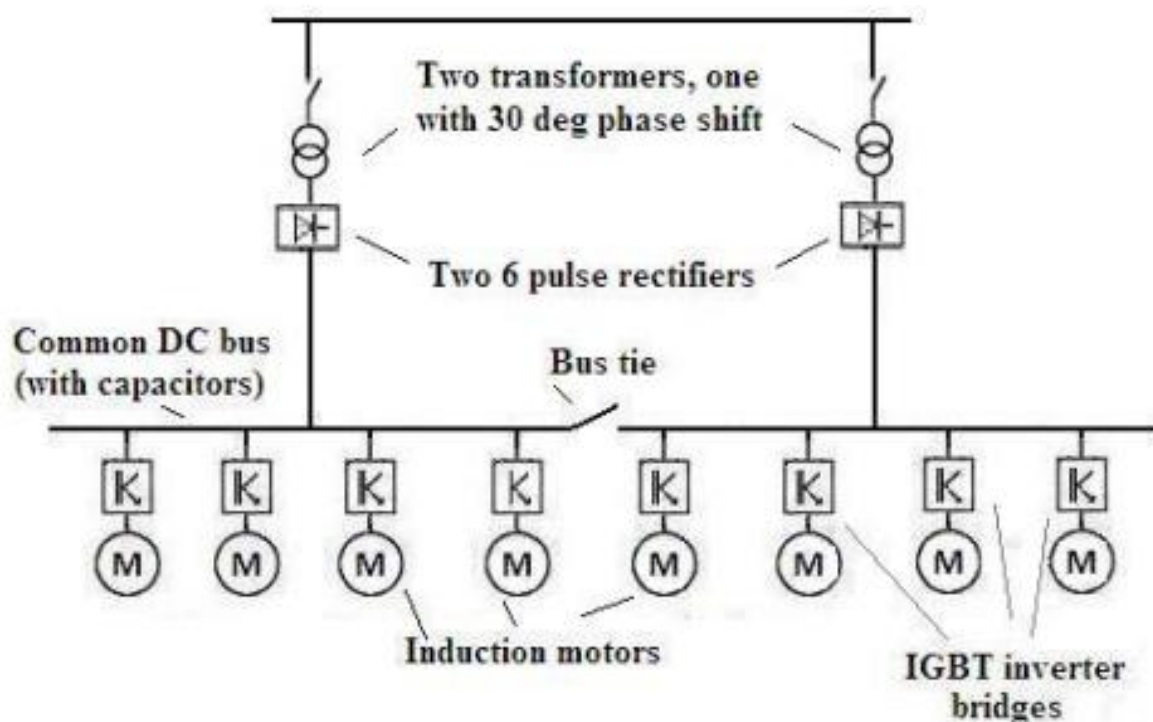


Рисунок 1. 15 – Система спільної шини постійного струму з квазі 12-пульсною конфігурацією для послаблення гармонік

1.3.2. Тиристорні (SCR) приводи постійного струму

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		31

Приводи постійного струму SCR не такі складні, як перетворювачі частоти (ПЧ), і по суті є складними регуляторами напруги постійного струму, де вихідна напруга значною мірою визначає швидкість двигуна постійного струму, тоді як вихідний постійний струм визначає крутний момент двигуна. Як видно з рис. 1.16, SCR приводи постійного струму споживають несинусоїдальний струм, який, як правило, є більш плавним за своєю природою, ніж вхідний струм ЧРАЕП, через вплив індуктивності якоря двигуна постійного струму. На рис. 1.17 детально показано типовий спектр гармонік вхідного струму 6-пульсного SCR приводу постійного струму з додатковою індуктивністю реактора, встановленого між приводом SCR та джерелом живлення. На жаль, ця «додаткова індуктивність» часто не встановлюється на бурових установках/суднах через вартість та обмежений простір. Це призводить до збільшення вищих гармонік струмів. Як ми обговоримо пізніше, проблеми з «лінійними вирізами» та іноді піками напруги є небажаним результатом.

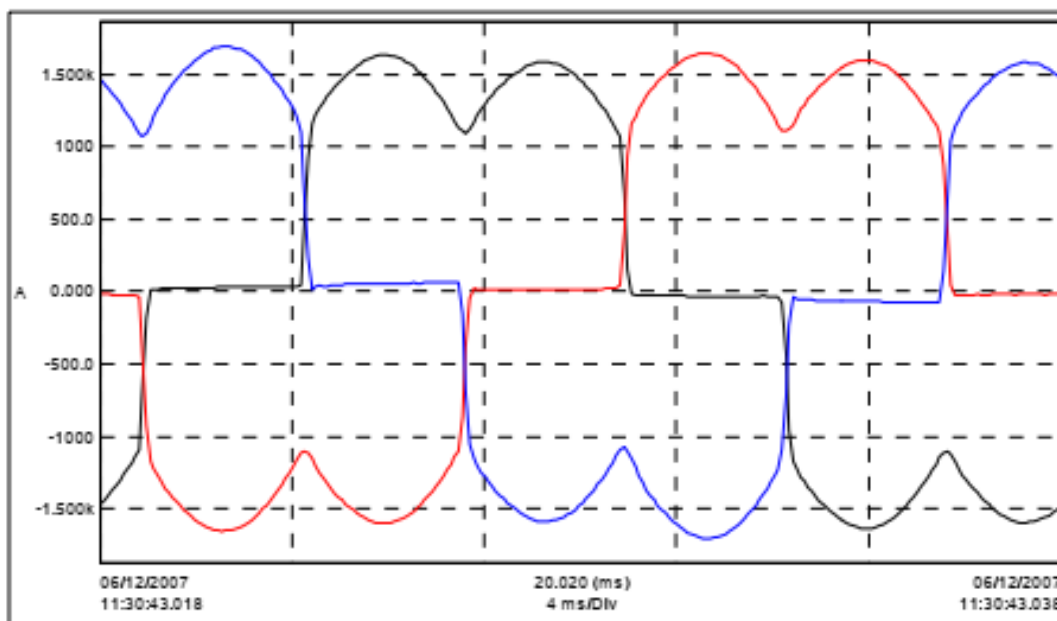


Рисунок 1.16 Приклад вхідних струмів SCR приводу постійного струму при помірному навантаженні (31,51% I_{thd})

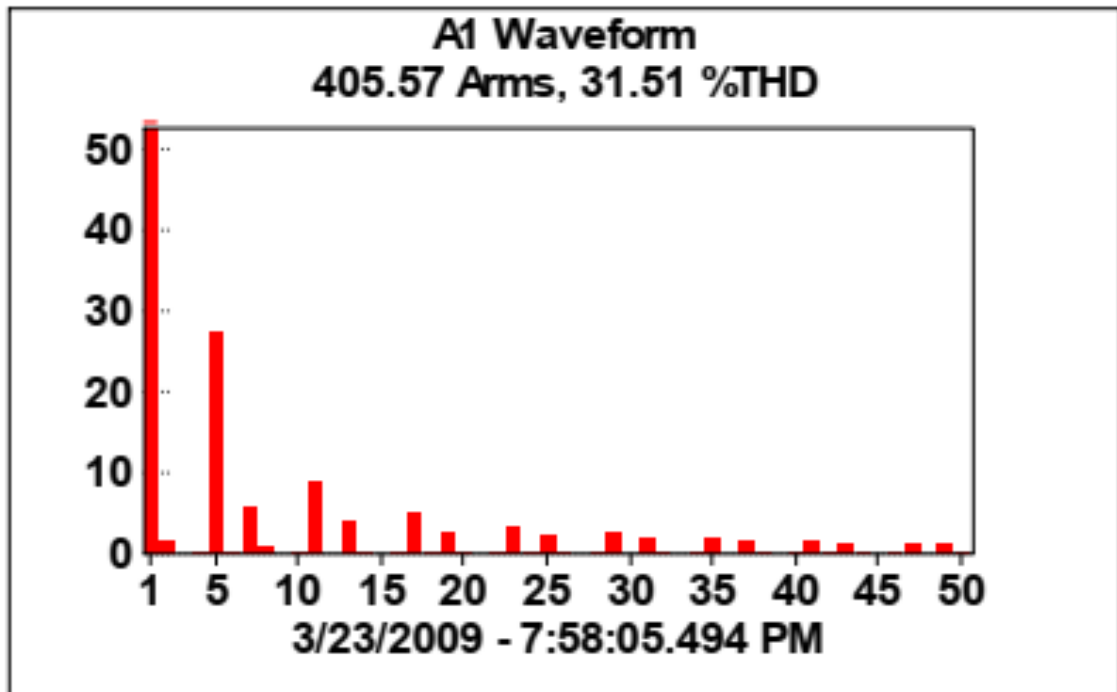


Рисунок 1.17 Тиристорний SCR випрямляч з лінійним реактором. Типовий спектр гармонік струму (%)

За відносно високих рівнів швидкості/високого крутного моменту привід постійного струму SCR призведе до дещо менших спотворень напруги, ніж частотний перетворювач змінного струму з аналогічним навантаженням у кВт. Однак, зі зменшенням швидкості приводу постійного струму SCR та підтримкою високого крутного моменту, результуюче спотворення напруги (і комутаційні імпульси) значно зростатимуть через те, що кут керування SCR-пристроями поступово збільшується.

На виробничих платформах частотні перетворювачі використовуються для насосів, компресорів та інших завдань. Значна кількість електрофільтрів-занурювальних насосів (тобто електричних занурювальних насосів) використовує багатопульсні перетворювачі частоти (наприклад, 12 -, 18 - або 24 - пульси), які використовують кілька 6-пульсних випрямлячів та фазозсувні трансформатори.

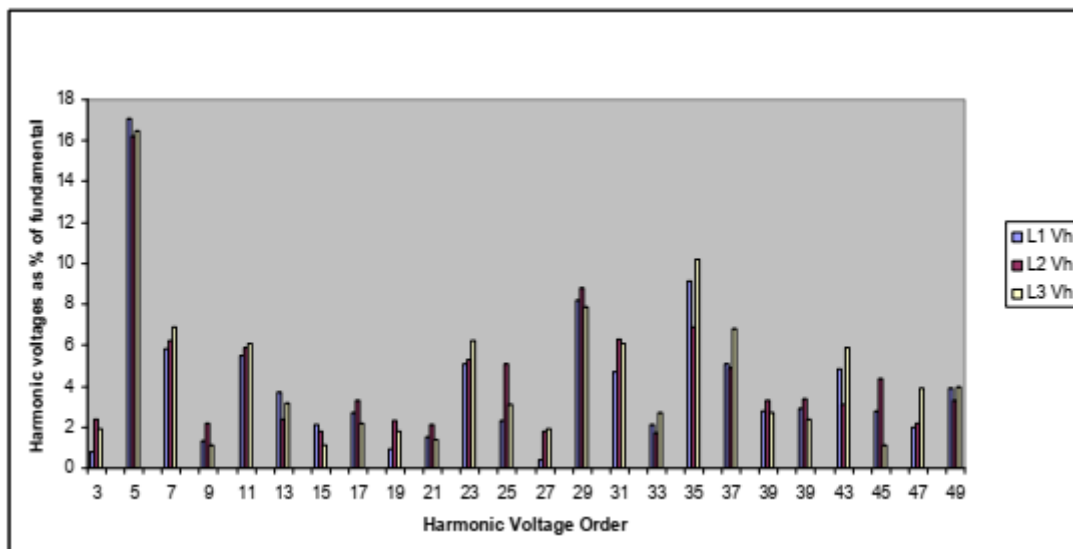


Рисунок 1.18 – Спектр гармонік напруги морської нафтової платформи, виміряний на буровому комплексі 690

На рис. 1.18 показано U_{thd} (загальне гармонічне спотворення напруги), миттєво отримане на буровому комплексі 690 В з буровим комплексом на основі тиристорних випрямлячів (DC SCR). Середнє значення U_{thd} становило 25,61%, з яких 19,3% становили >21-ї гармоніки, головним чином через велику кількість 24-пульсних частотних перетворювачів для занурювальних насосів, підключених до джерел живлення середньої напруги. Рекомендована межа гармонік напруги для установки становила 5%. Гармоніки вищого порядку є більш серйозними через збільшення ефекту нагрівання від підвищення частоти.

Слід зазначити, що стандартні низьковольтні (LV) вибухобезпечні двигуни з фіксованою швидкістю за стандартом ІЕС (Міжнародний електротехнічний комітет – встановлює стандарти для електрообладнання за межами Північної Америки) лише при 2% фонового U_{thd} , згідно з розділом 6 ІЕС EN 60034-1 та (ІЕС EN 6003 на рис. 1.18 скорочують термін служби приблизно на 34%. Однак існують значно більші занепокоєння щодо впливу високого рівня загального спотворення напруги, як показано на рис. 1.18, на вибухозахищені двигуни, а також, поки що, невідомого ефекту нагрівання через гармоніки напруги вищого порядку на роторах з подвійною кліткою або глибоким пазом, таких

як ті, що використовуються в компресорах, що призводить до ризику займання у разі витоку газу або пари.

1.4. Методи та засоби зменшення гармонічних спотворень

1.4.1. Багатопульсні приводи

Історично багатопульсні приводи, зокрема 12-імпульсні приводи, змінного та постійного струму, використовуються для зменшення гармонічних струмів і, таким чином, зменшення спотворень напруги. Вони включають ряд 6-пульсних (тобто трифазних випрямлячів) та фазозсувних трансформаторів. Пульсність (наприклад, 18) визначає теоретично характерні гармоніки. Для 18-пульсної конфігурації характерні гармоніки вхідного струму становитимуть $18 \pm 1 = 17, 19, 35, 37, 47, 49$. На рис. 1.19 зображено спрощену схему 18-пульсного перетворювача частоти (ПЧ).

Багатопульсні приводи за ідеальних умов можуть забезпечувати хороший рівень ефективності. Однак навіть помірний рівень фонових спотворень напруги ($<5\% U_{thd}$) у поєднанні з будь-якими дисбалансами у випрямлячах, обмотках трансформатора та напрузі живлення серйозно погіршує їх ефективність. Крім того, багатопульсні приводи, як правило, занадто великі (через трансформатори фазового зсуву) та громіздкі. Через суворіші обмеження на спотворення напруги, 12-пульсні версії втратили свою популярність. 18- та 24-пульсні частотні перетворювачі все ще популярні для низьковольтних (НВ) та середньовольтних (СВ) електрозанурювальних насосів (ЕЗН), незважаючи на зазначені недоліки.

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						35
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

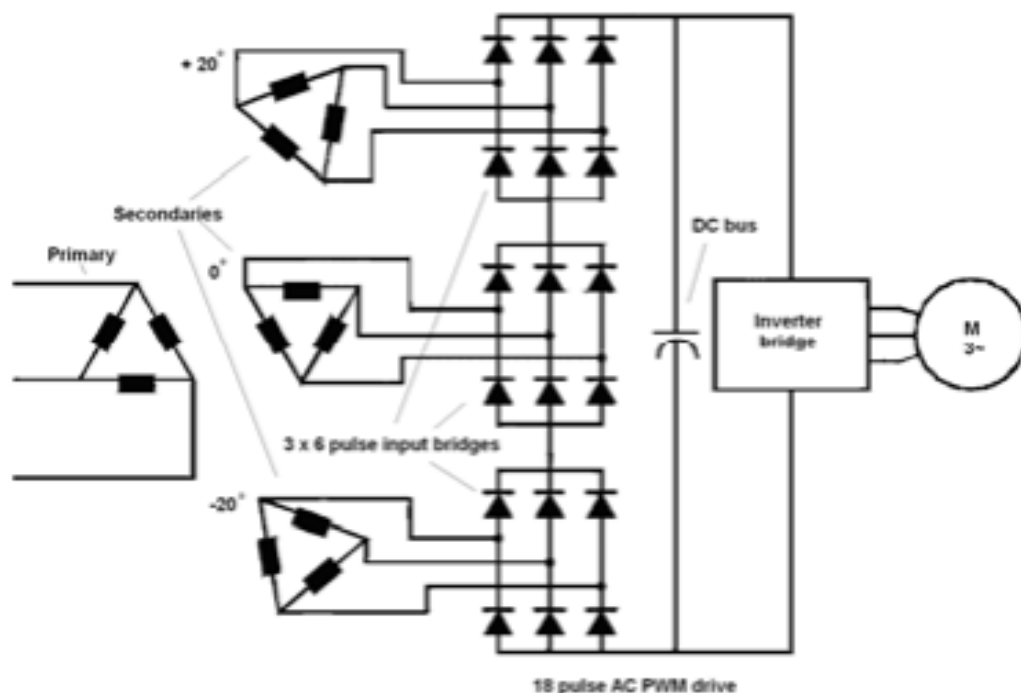


Рисунок 1.19 Типовий 18-імпульсний ПЧ змінного струму з фазозсувним трансформатором

1.4.2. Пасивні широкодіапазонні фільтри

За останні 5-6 років пасивний «широкодіапазонний фільтр» набув популярності в буровому та морському секторах.

Ці міцні та ефективні пристрої складаються з тісно пов'язаного триланкового реактора, намотаного на спільному осерді, та невеликої конденсаторної батареї (рис. 1.20). Фільтр з'єднаний послідовно з навантаженням(и) приводу (рис. 1.21). Ці пристрої були використані як для ЧРП змінного струму (тип D), так і для приводів постійного струму (тип T), з потужністю до 3500 к.с./2650 кВт і зараз розробляються для ЧРП середньої напруги (CH). На рис. 15 показано 2 широкодіапазонні фільтри типу D (AC) потужністю 2300 к.с./1800 кВт під час випробувань на відповідність ABS в Об'єднаних Арабських Еміратах. Ці установки були підключені до загальної системи шини постійного струму AC VF для трьох бурових насосів. Uthd було знижено до рівня нижче 5%, щоб відповідати вимогам.

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		36

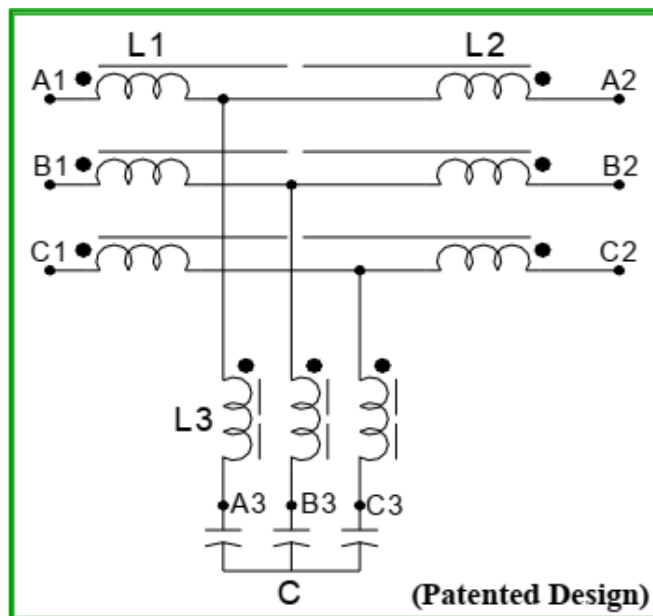


Рисунок 1.20 Схема вдосконаленого широкодіапазонного фільтра.

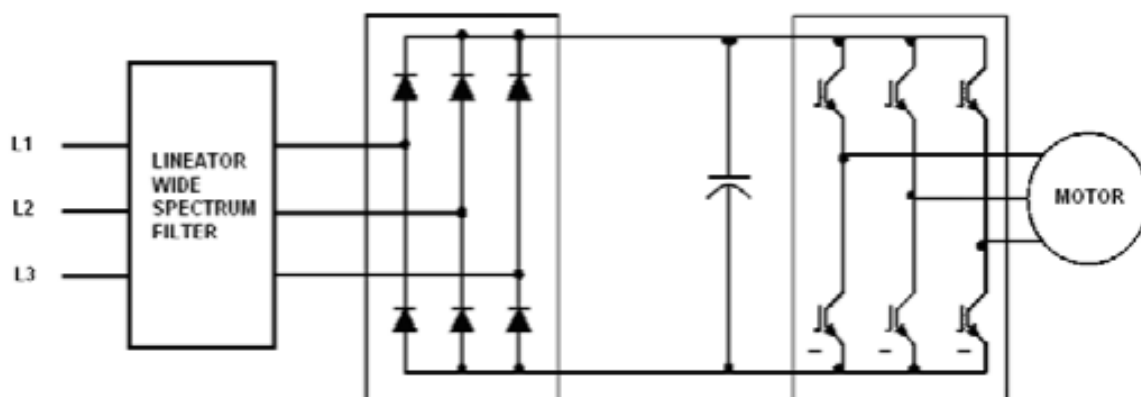


Рисунок 1.21 Підключення вдосконаленого широкодіапазонного фільтра до ПЧ.

Через подібний фільтр також може бути підключена група приводів змінного або постійного струму.

На рис. 1.22 і рис. 1.23 показані спектри гармонік вхідного струму одного й того ж тиристорного приводу постійного струму, але підключеного до мережі безпосередньо (рис. 1.15) та через широкодіапазонний фільтр типу Т (рис. 1.16), який зменшив I_{thd} з 81% до 5,83% I_{thd} .

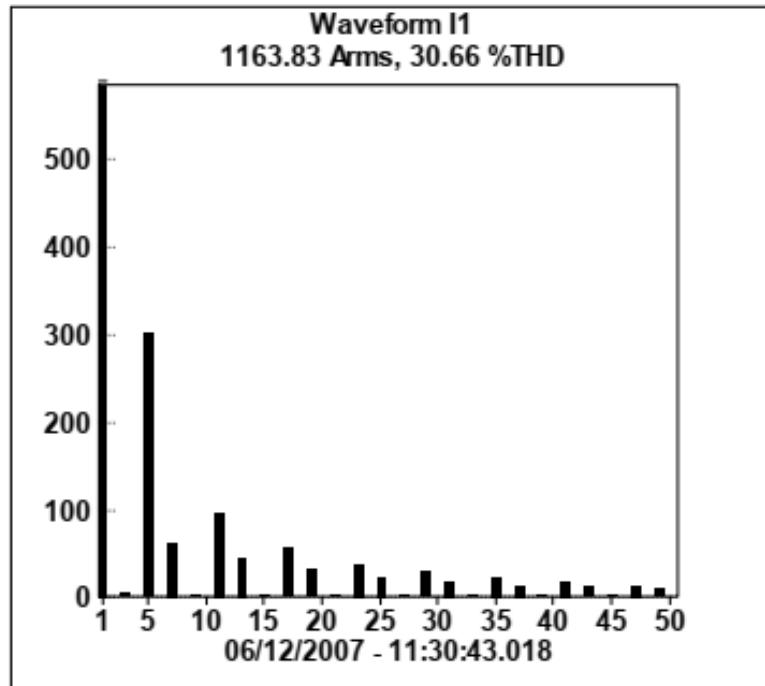


Рисунок 1.22 – Спектр гармонік струму приводу постійного струму SCR потужністю 900 к.с./630 кВт. Без послаблення – 30,66% I_{thd}

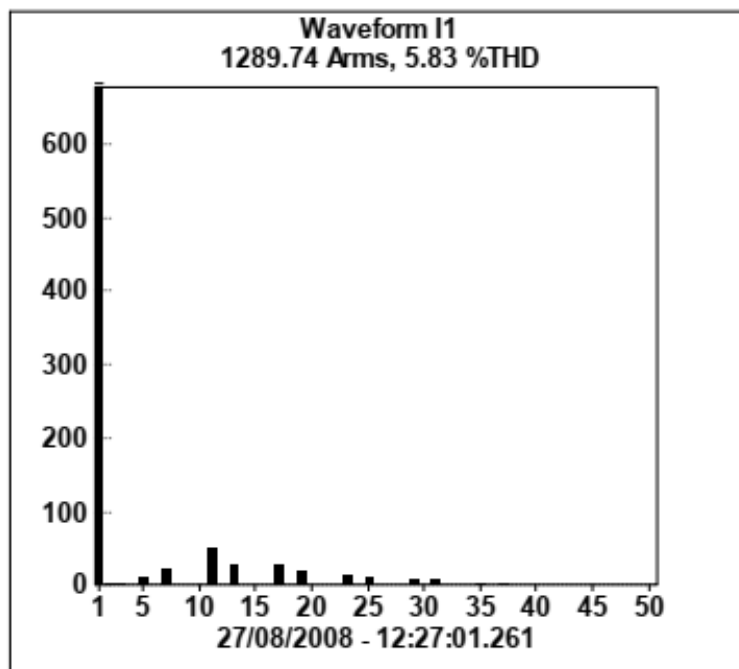


Рисунок 1.23 – Спектр гармонічного струму тиристорного приводу постійного струму потужністю 900 к.с./630 кВт (I_I) в AMPS з широкодіапазонним фільтром типу Т - 5,83% I_{thd}

Для буріння та морського використання високоякісні широкодіапазонні фільтри з дуже низькими значеннями ємності (кВАр) <15%) є важливими для забезпечення сумісності з генераторами за будь-яких умов навантаження.

1.4.3. Силові з активні фільтри

Існує кілька типів силових електронних або «активних» фільтрів. Послідовний активний фільтр та паралельний активний фільтр показані на рис. 1.17 та рис. 1.18 відповідно.

Послідовні активні фільтри, які частіше асоціюються з частотними перетворювачами з «активним переднім фронтом» або «AFE», з'єднуються послідовно з нелінійним навантаженням і працюють, регулюючи струми в лінію, коригуючи гармоніки та коефіцієнт потужності зсуву (displacement power factor - DPF).

Вони часто тісно інтегровані з приводами двигунів, оскільки схема живлення ідентична вихідному мосту IGBT частотного перетворювача, а використані методи векторного керування ідентичні тим, що використовуються в частотних приводах двигунів. Послідовний AFE фільтр – це спеціальний тип активного фільтра, який здатний підвищувати внутрішню напругу шини постійного струму вище піку лінійної напруги мережі, що дозволяє йому мати унікальний контроль над лінійними струмами для значного зменшення струмів гармонік. Послідовний активний фільтр також може керувати потужністю в обох напрямках, дозволяючи рекуперовану енергію від приводу двигуна в багатьох застосуваннях повертати в мережу.

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						39
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

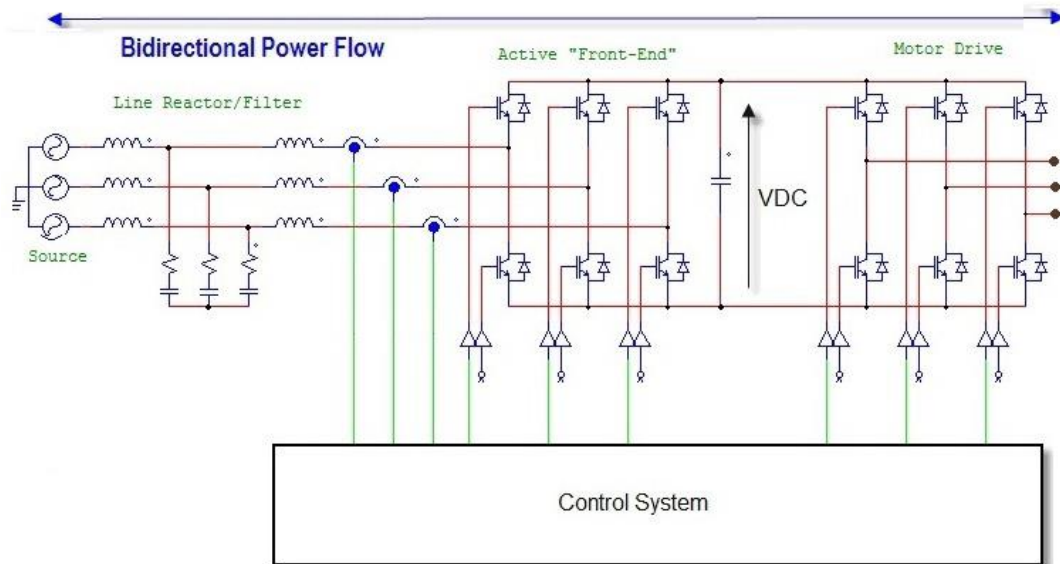


Рисунок 1.24 – Послідовний активний фільтр

Послідовний активний фільтр забезпечує зменшення гармонік на вході перетворювача частоти приводу змінного струму. Асинхронний двигун на рис. 1.17 не показано.

Паралельні активні фільтри (рис. 1.18) також подібні за технологією до перетворювачів частоти, але набагато менші (~на 60-70%), ніж послідовні активні фільтри, оскільки їм потрібно обробляти лише струми гармонік (не загальне середньоквадратичне значення струму), які зазвичай становлять близько 30-40% від повного середньоквадратичного значення струму джерела. У правильно розрахованій системі переважна більшість струмів гармонік відводиться активним фільтром (рис. 1.19), а від генератора або трансформатора відводиться лише струм основної частоти. Паралельні активні фільтри також одночасно подають реактивну потужність і можуть підтримувати високий рівень коефіцієнта потужності зміщення (DPF) системи за будь-яких умов навантаження; це важливо на установках з тиристорними приводами постійного струму (SCR), які мають низький DPF під час роботи з високим крутним моментом та низькою швидкістю.

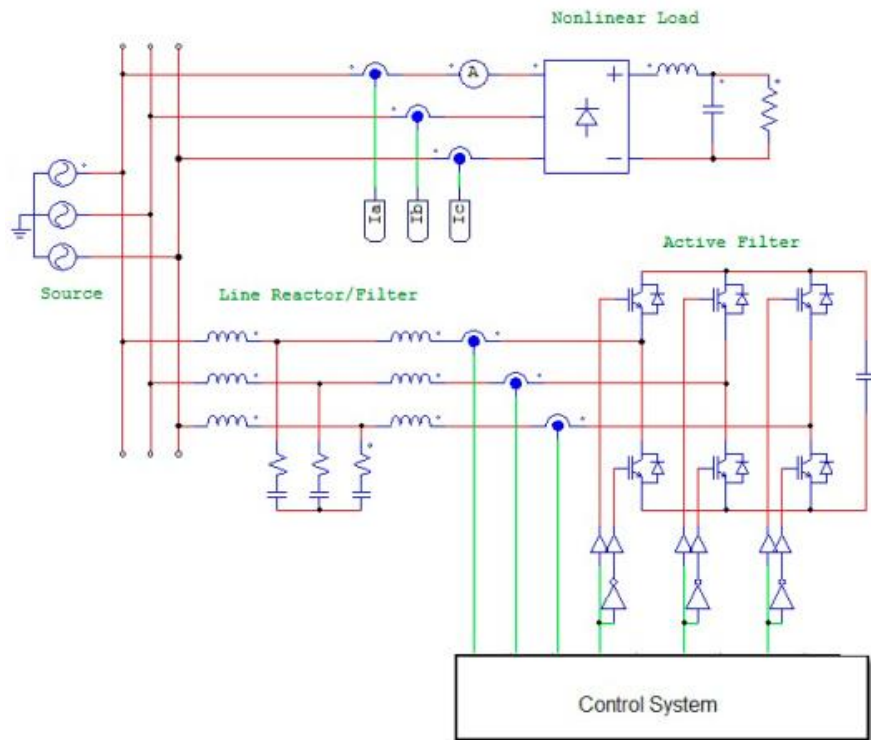


Рисунок 1.25 – Схема та підключення паралельного активного фільтра

Висновки до розділу 1

На основі аналізу результатів огляду стану справ з проблемою якості електроенергії в морській галузі можна зробити наступні основані висновки:

1. Успішне вирішення проблеми електромагнітної сумісності можливе лише за умови врахування схемних і режимних особливостей СЕЕС з інтегрованими НПК. Головними особливостями є сумірність потужності джерел і споживачів, можливість ступінчастої зміни навантаження і відповідно частоти, рівня напруги та рівня спотворень.

2. Головним показником якості електроенергії є рівень гармонічних спотворень, як низькочастотного (НЧ), так і високочастотного діапазону який безпосередньо впливає на безпеку судна та екіпажу через вплив на роботу СЕЕС – центральної системи судна.

3. Удосконалення методів оцінювання спотворень напруги суднової мережі викликає необхідність врахування особливостей електромагнітних

процесів в системі СГ – НП за умови розгляду спектра гармонік напруги в широкому діапазоні частот (від 0 до 150 кГц) за умови наявності значних паразитних ємностей фаза-корпус суднової мережі. Зараз практично відсутні норми морських стандартів для гармонік в діапазоні 2,5 кГц – 10 кГц.

4. Основні напрями стратегії подальшого удосконалення засобів якості електроенергії повинні базуватися на комплексності вирішення цієї задачі. Сучасні засоби підвищення якості електроенергії мають бути універсальними і ефективними, одночасно забезпечуючи досягнення декількох показників якості електроенергії (обмеження рівня гармонічних спотворень та рівня відхилень напруги мережі, компенсація реактивної потужності) при можливому відхиленні частоти мережі. При забезпеченні необхідних показників якості електроенергії в СЕЕС зазначені засоби не повинні вносити в систему власних збурень через наявність власних активних елементів, наприклад не викликати збільшення гармонік в ВЧ області спектру через взаємодію власних ємностей системи з ВЧ ШІМ перетворювачів.

					171.6321.КР.ПЗ.Р1	Арк.
						42
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.Р2			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Карась С.В.			Удосконалення керованих фільтрокомпенсаційних пристроїв	Літ.	Арк.	Аркушів
Консультант							43	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 2. УДОСКОНАЛЕННЯ КЕРОВАНИХ ФІЛЬТРОКОМПЕНСАЦІЙНИХ ПРИСТРОЇВ

2.1 Огляд існуючих ФКП для суднових мікромереж з потужними напівпровідниковими пропульсивними комплексами та аналіз напрямків їх удосконалення

Зниження ЯЕ в СЕЕС з СНП обумовлено двома факторами: наявністю вищих гармонік у складі струму, споживаного нелінійним навантаженням і фазовим зсувом основної гармоніки цього струму відносно напруги у мережі живлення. У якості основного засобу забезпечення ЕМС СЕЕС і СНП широко розповсюджені порівняно нескладні ФКП на базі пасивних індуктивно-ємнісних фільтрів, які забезпечують як поліпшення форми струму і напруги мережі, так і компенсацію реактивної потужності. Удосконалені методи розрахунку електромагнітних процесів і ПЯЕ в СЕЕС з СНП і ФКП розроблені в [15, 17,20]. Основним недоліком найбільш розповсюджених пасивних ФКП з фіксованими параметрами елементів є некерованість, яка приводить при широкому діапазоні регулювання навантажень СНП до виникнення режимів як недокомпенсації реактивної потужності, так і її перекомпенсації [15.18]. Така обставина викликає необхідність завищення встановленої потужності генераторів і приводить до зниження ефективності і техніко-економічних показників СЕЕС у цілому. Зазначені негативні фактори усуваються при використанні керованих ФКП (КФКП), які забезпечують додаткові переваги: зменшення втрат активної потужності і зниження коливань напруги мережі.

Однією з ключових проблем сучасної електроенергетики є забезпечення високого рівня енергоефективності, тобто таких умов, за яких вся вироблена електроенергія використовується з максимальною користю. Наявність у складі навантаження потужних СНП призводить до зниження коефіцієнта потужності, збільшення втрат енергії в джерелах і споживачах, а також до аварійних режимів через емісію вищих гармонік. Для зменшення зазначених негативних

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						44
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

явищ у системах електроживлення обмеженої потужності застосовують пасивні і активні ФКП.

Розробка удосконалених КФКП є вельми актуальною задачею, насамперед, стосовно СЕЕС, які містять тиристорні перетворювачі частоти за схемою «керований випрямляч – інвертор струму, ведений навантаженням». Таким кінцевим навантаженням є гребні СД, потужність яких може досягати десятків МВт.

Таким чином, забезпечення енергоефективності і ЯЕ в СЕЕС з СНП пов'язано з керованою компенсацією неактивних складових повної потужності – реактивної потужності (РП) та потужності спотворення (ПС). Вирішення такої подвійної задачі вимагає врахування того факту, що сучасні активні або гібридні КФКП самі є джерелами вищих гармонік. Функціонування КФКП у складі СЕЕС з потужними СНП ускладнюється додатковими особливостями [9, 11]:

- наявністю значних короточасних відхилень напруги і частоти мережі (відповідно $\pm 20\%$ в межах 1,5с і $\pm 10\%$ в межах 5с);
- вимогою точної компенсації РП як в статичних, так і в динамічних режимах. КФКП повинні мати значно вищу швидкодію, ніж автоматичні регулятори збудження СГ з метою уникнення або зменшення коливань напруги мережі;
- необхідністю виключення умов для резонансного підвищення гармонік напруги мережі при будь-яких змінах схемних і режимних параметрів СЕЕС (при різних варіантах поєднання СГ і навантажень).

Розробка ефективних системних КФКП для СЕЕС з СНП пов'язана з виконанням специфічних, здебільшого суперечливих вимог: точність компенсації реактивної потужності у статиці та динаміці, висока швидкодія, ефективне зниження вищих гармонік у широкому діапазоні частот для

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						45
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

обмеження коефіцієнтів несинусоїдальності напруги мережі K_{US} і споживаного струму K_{IS} , мінімальна кількість налагоджуваних ланок [9].

Задача ускладнюється тим, що сучасні активні і гібридні КФКП самі є джерелами вищих гармонік, у зв'язку із наявністю у їх складі напівпровідникових ключів.

Таким чином забезпечення ЯЕ і умов ЕМС можливе шляхом вдосконалення існуючих структур і принципів керування КФКП, використання швидкодіючого реакторного компенсатора (РК), а також узгодження частотних характеристик СЕЕС зі спектрами гармонік, генерованих, як СНП, так і РК.

Зазначене потребує вирішення наступної групи задач:

- розробка принципів побудови вдосконалених структур силової частини і обґрунтування способів керування КФКП;
- аналіз частотних характеристик еквівалентних опорів СЕЕС і коефіцієнтів зниження гармонік струму, генерованих СНП і РК, при різних варіантах КФКП. Визначення умов виключення резонансного підвищення гармонік;
- перевірка результатів аналізу і практичних рекомендації шляхом модельного експерименту.

2.2 Принципи побудови та методологія проєктува удосконаленого одноланкового КФКП з пасивним резонансним фільтром та керованим реакторним компенсатором з ШІР регулюванням

Узагальнена схема СЕЕС з НП і керованим ФКП представлена на рис. 2.1.

Генератор (мережа живлення) представлена представлений синусоїдальною ЕРС e_s з амплітудою E_m і опором КЗ X_s , трансформатор або

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						46
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

вхідний реактор НП – опором X_{Π} . До складу КФКП входить резонансний повздовжній LC-фільтр (РФ), який складається з опорів X_{L0} , X_{C0} і реакторний компенсатор, умовно позначений регульованим еквівалентним опором на основній гармоніці X_{PKE} . Порядок частоти налаштування РФ відповідає нулю частотної характеристики системи і обирається з умови $\nu_{P\Phi 0} = \omega_{P\Phi 0} / \omega = \sqrt{X_{C0} / X_{L0}} = p - 1$, де $\omega_{P\Phi 0}$ – резонансна частота фільтра, ω – частота мережі, p – пульсність НП. При зниженні вищих гармонік, РФ одночасно є генератором реактивної потужності на основній гармоніці $Q_{P\Phi} = 3U_{\phi}^2 / (X_{C0} - X_{P0})$, де U_{ϕ} – діюче значення фазної напруги мережі ($U_{\phi} \approx E_m / \sqrt{2}$).

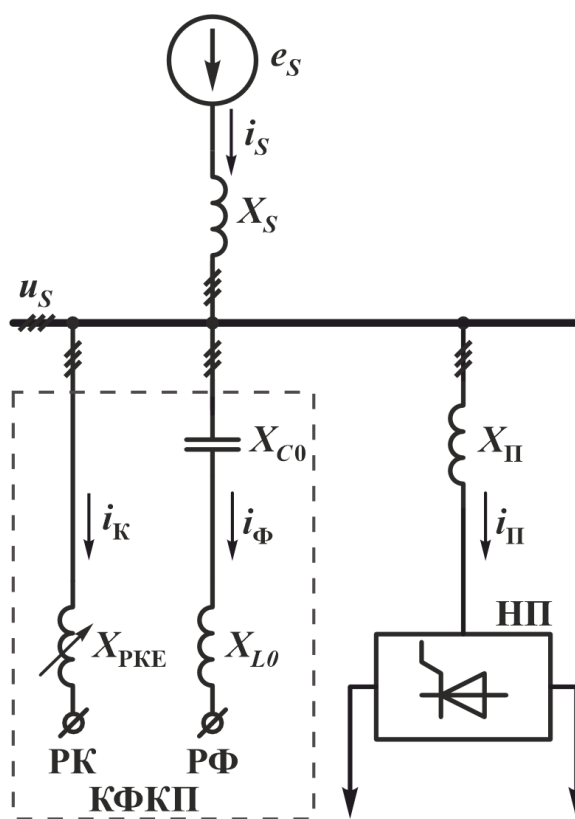


Рисунок 2.1 Однолінійна структурна схема СЕЕС з НП і керованим ФКП

На практиці найбільше застосування отримала схема РК, виконана на основі реакторів з індуктивністю L_K , ввімкнених послідовно зі зустрічно-паралельно з'єднаними одноопераційними тиристорами з фазовим керуванням (рис. 2.2) [9].

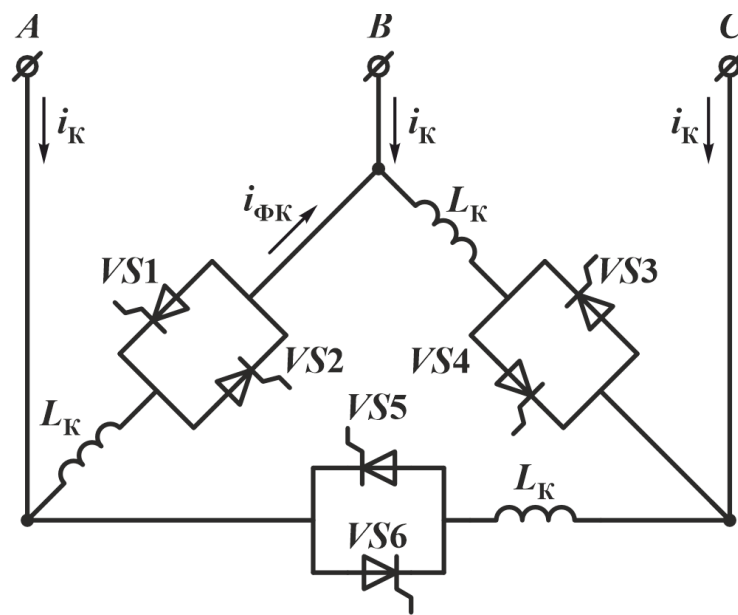


Рисунок 2.2 Реакторний компенсатор з тиристорними ключами

Часові діаграми фазного струму даного РК представлені на рис. 2.3. Діюче значення основної гармоніки фазного струму компенсатора визначається із співвідношення

$$I_{\Phi K(1)} = \frac{U_L}{\pi X_{LK}} (2\pi - 2\alpha_p + \sin 2\alpha_p), \quad (2.1)$$

де $X_{LK} = \omega L_K$ – опір реактора компенсатора, α – кут регулювання.

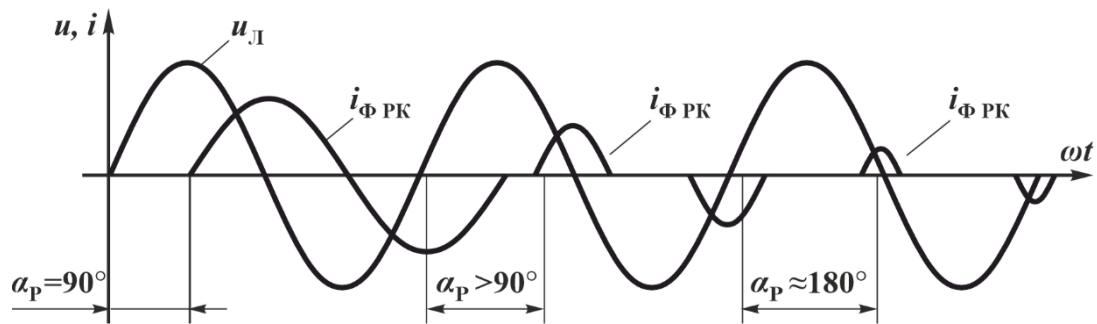


Рисунок 2.3 Часові діаграми фазного струму РК з тиристорними ключами і фазовим керуванням

При мінімальному значенні $\alpha_p = 90^\circ$ РК споживає максимальну реактивну потужність, яка відповідає $X_{PKE} = X_{LK}$. Збільшення кута регулювання від 90° до 180° еквівалентне збільшенню опору X_{PKE} , від X_{LK} до нескінченності згідно виразу

$$X_{PKE} = X_{LK} \pi / (2\pi - 2\alpha_p + \sin 2\alpha_p). \quad (2.2)$$

Реактивна потужність Q_{PK} знижується при цьому до нуля. Основним недоліками розглянутої схеми є генерація НЧ гармонік струму в мережу живлення, а також суттєвий час затримки регулювання, що становить половину періоду. Діюче значення ν -ї непарної гармоніки фазного струму РК визначається із співвідношення

$$I_{\Phi K(\nu)} = \frac{4U_L}{\sqrt{2}X_{LK}} \left[\frac{\sin(\nu+1)\alpha_p}{2(\nu+1)} + \frac{\sin(\nu-1)\alpha_p}{2(\nu-1)} - \cos \alpha_p \frac{\sin \nu \alpha_p}{\nu} \right]. \quad (2.3)$$

Завдяки ввімкненню фаз РК в "трикутник", третя і кратні їй гармоніки виключаються із лінійного струму компенсатора i_K . Однак, наявність в такому струмі НЧ гармонік решти порядків приводить до необхідності збільшення встановленої потужності РФ, виходячи з умов обмеження показників несинусоїдальності.

Зазначених недоліків позбавлений швидкодіючий реакторний компенсатор з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) на високій частоті (рис. 2.4) [8].

Основу схеми складають три індуктивних елементи L_K і шість напівпровідникових ключів змінного струму (1–6), умовно представлених у вигляді контактів. Ключові елементи можуть бути реалізовані на базі мостової діодно-транзисторної схеми (рис. 2.4). В діагональ моста замість IGBT-транзисторів можуть бути ввімкнені двоопераційні тиристори (GTO, IGCT). В кожній фазі такої схеми РК наявні два ключа: один з них з'єднано послідовно, а інший паралельно з L_K .

Основні структури трифазного реакторного компенсатора з напівпровідниковим широтно-імпульсним регулятором на базі ключів змінного струму наведені на рис. 2.4, а, б.

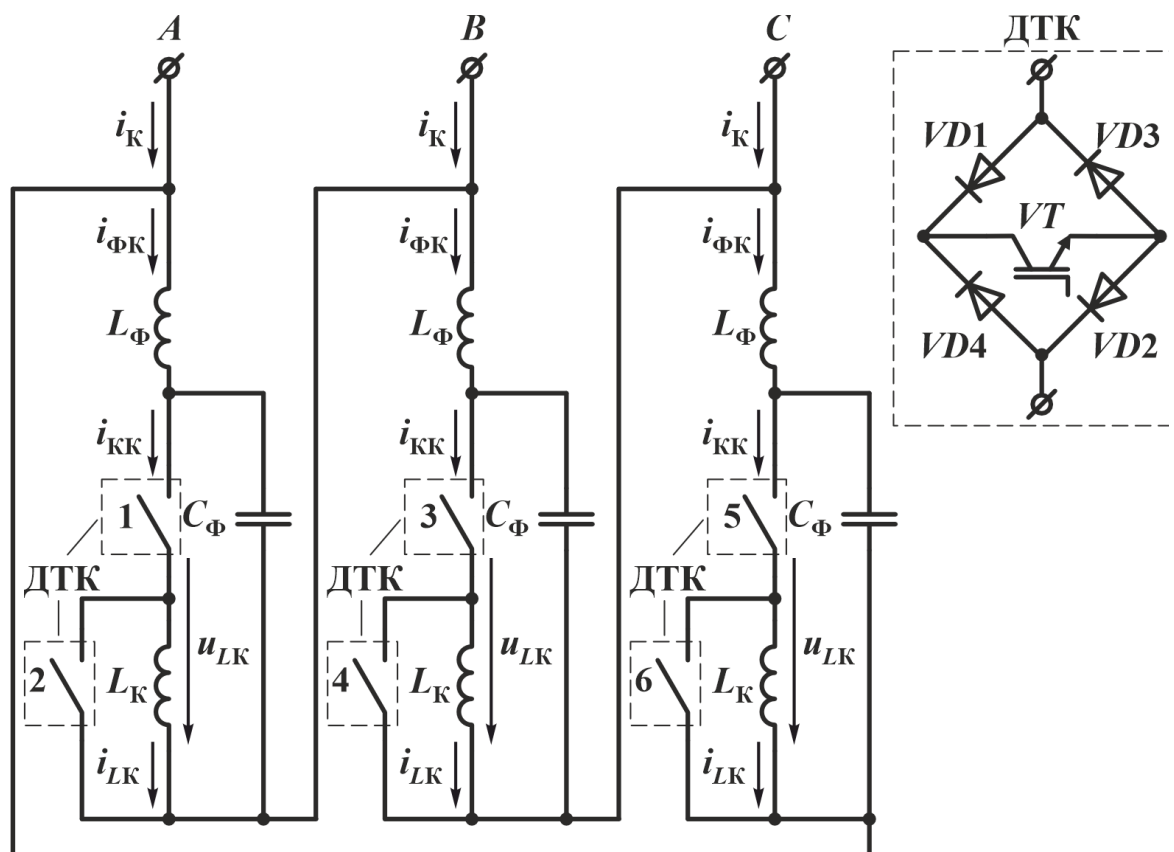
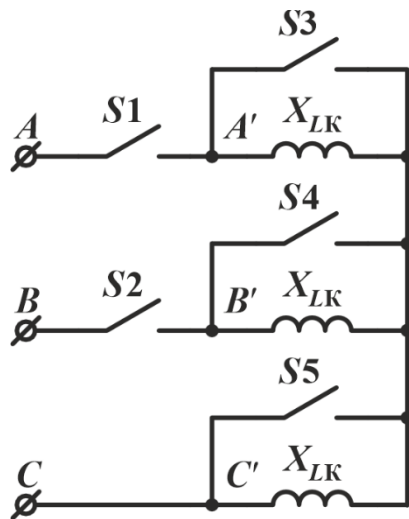


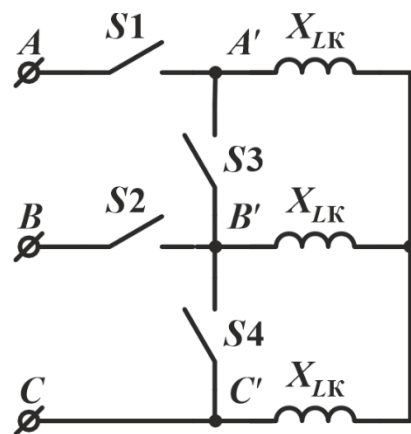
Рисунок 2.4 Трифазна схема РК з двоопераційними ключами змінного струму

Завдяки властивості зв'язковості трифазних мереж без нейтрального проводу в таких системах досягається спрощення, порівняно з прямим об'єднанням однофазних регуляторів. Наприклад, в схемах на рис. 2.5, а, б використано відповідно п'ять і чотири ключів замість шести. Напівпровідникові ключі змінного струму, що виконані на базі транзисторів і діодів представлені на рис. 2.5, в, г. Замість транзисторів можуть бути використані двоопераційні тиристори. Варіант ключа на рис. 4.5, в кращий, оскільки містить меншу кількість керованих елементів [12].

Ключі S1 і S2, періодично комутовані одночасно, підключають реактор X_{LK} до трифазної напруги протягом часового інтервалу t_1 . Ключі S3, S4, і S5 вмикаються тільки при відключенні S1 і S2 та служать для закорочування фаз реактора на час t_2 . Таким чином, період комутації ШПР $T_K = t_1 + t_2$. Керування індуктивністю РК здійснюється за рахунок зміни відносного часу провідного стану ключів S1, S2 (шпаруватості) $\gamma = (t_1 + t_2) / T_K$ [14].



а



б

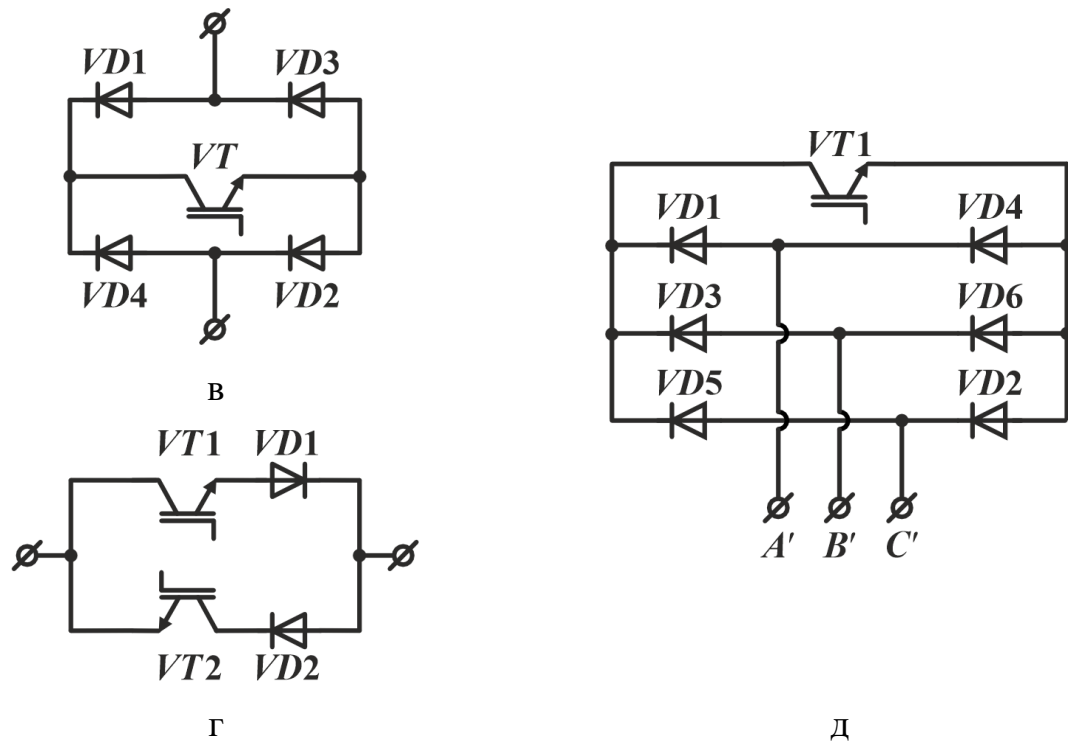


Рисунок 2.5 Трифазний РК з напівпровідниковим ШПР: а, б – основні структури РК, в, г – напівпровідникові ключі змінного струму, д – короткозамикач на одному напівпровідниковому ключі постійного струму

При роботі широтно-імпульсного регулятора відбувається періодичне чергування режимів підключення реактора на трифазну напругу і режимів його трифазного КЗ. Змінюваний еквівалентний опір фази РК $X_{PKE} = X_{LK} / \gamma^2$.

На відміну від рис. 2.5, а в схемі на рис. 2.5, б замість закорочування фаз реактора трьома паралельними ключами застосовано міжфазне закорочування двома ключами S3 і S4.

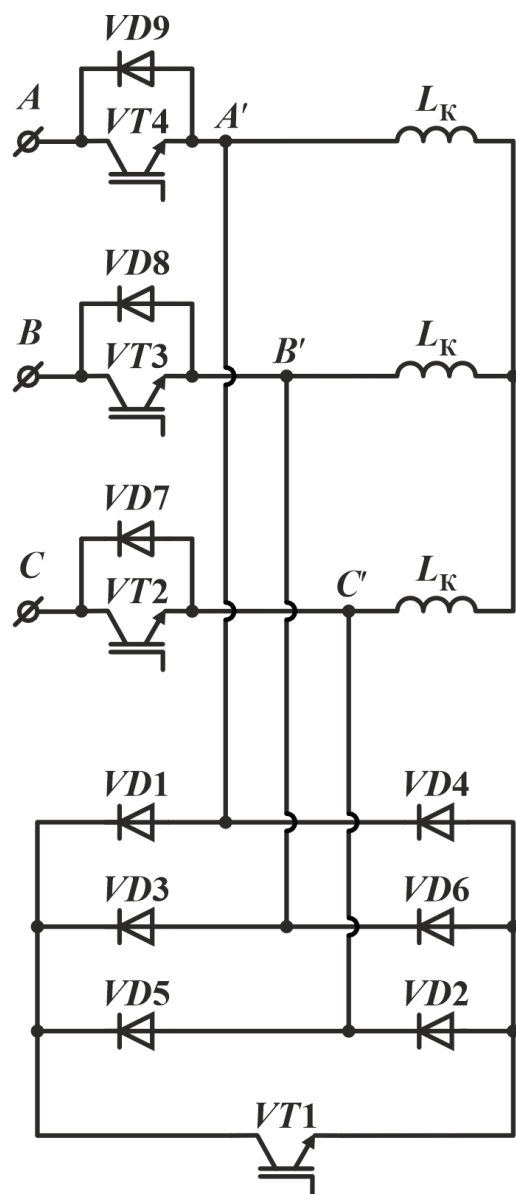


Рисунок 2.6 Модифікована
схема
трифазного РК з ШПР

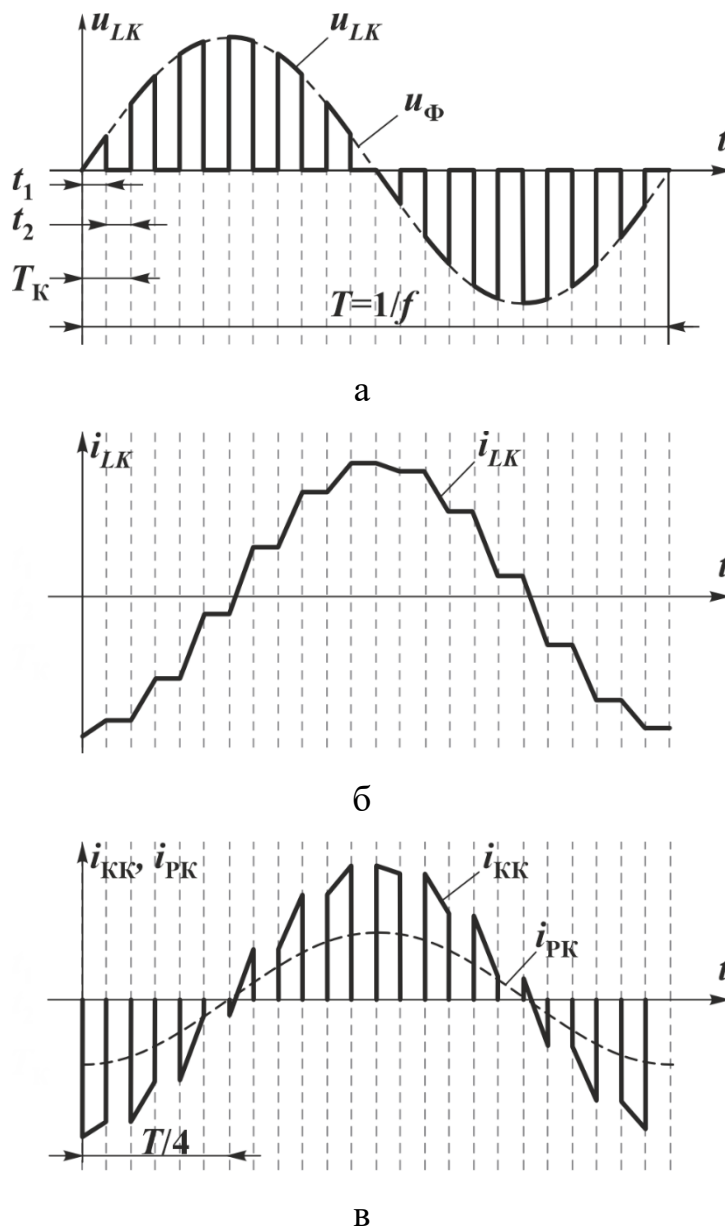


Рис. 2.7 Часові діаграми фазних напруг і
струмів РК з ШПР: а – напруга на реакторі
 u_{LK} ; б – струм реактора i_{LK} ; в – струм вітки
послідовного ключа i_{KK} і вхідний струм
фази РК i_{PK}

В схемі на рис. 2.5, б замість двох ключів змінного струму S3 і S4 може бути використаний короткозамикач з одним ключем постійного струму, наведений на рис. 2.5, д.

На рис. 2.6 представлена модифікована схема трифазного РК з ШПР. Тут послідовні ключі виконані на зустрічно-паралельно ввімкнених транзисторах і діодах. Форми струмів і напруг в фазах регуляторів, виконаних за схемами рис. 2.5, а, б і рис. 2.6 однакові і представлені на рис. 2.7.

Для виключення постійних складових із фазних струмів і напруг системи з РК и ШПР, необхідно забезпечити частоту комутації $f_k = 1 / T_k = n_k \omega / 2\pi$, де $n_k = 6k$, $k = 1, 2, 3, \dots$. За цієї умови в усталених режимах криві напруг і струмів будуть періодичними, а їх спектри матимуть дискретний характер. Для сучасних силових модулів на базі IGBT-ключів частота комутацій може досягати 20 кГц.

Кожна вітка РК з послідовним ключем по відношенню до зовнішнього кола є джерелом імпульсного квазісинусоїдального струму i_{kk} . Вищі гармоніки такого струму (завади) мають порядки $\nu = kn_k \pm 1$, де $k = 1, 2, 3, \dots$.

Діючі значення таких гармонік

$$I_{KK(\nu)} = \frac{2\sqrt{2}\gamma U_\phi}{X_{LK}} \frac{\sin \nu\pi\gamma}{\nu\pi}. \quad (2.4)$$

2.3 Завади, створювані РК з ШПР та напрями їх мінімізації

Для захисту мережі живлення від ВЧ перешкод, створюваних ШПР, можливе ввімкнення на вході РК Г-подібного перешкодозахисного фільтра низьких частот (ФНЧ), утвореного елементами $X_{L\phi}, X_{C\phi}$ (рис. 2.4). Рекомендується обирати $X_{L\phi} \ll X_{LK}$ (наприклад $X_{L\phi} = 0,05X_{LK}$). Величина $X_{C\phi}$ обирається з умови забезпечення необхідного коефіцієнту фільтрації, який показує у скільки разів амплітуда залишкової перешкоди у складі фазного струму компенсатора i_{PK} на частоті комутації менша за вихідну у складі струму i_{kk} .

Коефіцієнт фільтрації

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						54
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$K_{\phi} \approx (2\pi f_K)^2 / \omega_{\Pi\Phi 0}^2, \quad (2.5)$$

де $\omega_{\Pi\Phi 0} = \sqrt{1/(L_{\phi}C_{\phi})}$ – власна резонансна частота перешкодозахисного фільтра.

Отже,

$$X_{C\phi} < n_K^2 X_{L\phi}. \quad (2.6)$$

Із (4.5) виходить, що, наприклад, при $K_{\phi} = 100$, $\omega_{\Pi\Phi 0} \approx 0,1\omega_K = 0,1(2\pi f_K)$

.

При виборі достатньо високої частоти комутації ($f_K \approx 20$ кГц), на відміну від силового резонансного фільтра, який входить до складу ФКП, перешкодозахисний фільтр РК є «легким».

Завдяки наявності перешкодозахисного фільтра вхідний струм РК i_{PK} має практично синусоїдальну форму. Його діюче значення

$$I_{PK} = I_{KK(1)} = \gamma^2 U_{\phi} / X_{LK}. \quad (2.7)$$

Реактивна потужність, споживана РК

$$Q_{PK} = 3U_{\phi} I_{PK} = 3\gamma^2 U_{\phi}^2 / X_{LK}. \quad (2.8)$$

Параметри РФ обираються, виходячи з двох умов: обмеження несинусоїдальності напруги мережі і компенсації реактивної потужності НП. Умовою повної компенсації реактивної потужності для будь-якого режиму системи НП-КФКП є співвідношення

$$Q_{R\phi} - Q_{PK} - Q_{НП} = 0. \quad (2.9)$$

Тут та надалі будемо вважати, що у якості НП розглядається тиристорний перетворювач (ТП). Реактивна потужність, споживана НП

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						55
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$Q_{\text{НП}} \approx I_d \sqrt{U_{d0}^2 - U_d^2}, \quad (2.10)$$

де U_{d0} – максимальна випрямлена напруга, яка відповідає куту керування $\alpha = 0^\circ$; U_d, I_d – поточні значення випрямленої напруги і струму.

Якщо у всьому діапазоні регулювання НП випрямлений струм дорівнює номінальному ($I_d = I_{dH}$), то $Q_{\text{НП}}$ приймає максимальне значення при мінімальному значенні $U_d = U_{d\min}$, що відповідає максимальному куту керування $\alpha_{\max}$.

$$Q_{\text{НП}\max} \approx I_{dH} \sqrt{U_{d0}^2 - U_{d\min}^2}. \quad (2.11)$$

В такому випадку необхідні реактивні потужності РФ і РК визначаються із співвідношення

$$Q_{\text{РФ}\max} = Q_{\text{РК}\max} = Q_{\text{НП}\max}. \quad (2.12)$$

При знайдених із (2.12) параметрах КФКП згідно з [81] необхідно визначити величину коефіцієнта несинусоїдальності напруги системи K_{US} . Може опинитися, що умова (2.12), яка необхідна для компенсації реактивної потужності, буде недостатньою для обмеження K_{US} , тобто для компенсації потужності спотворення. В такому випадку, на наступному етапі розрахунку у якості вихідних приймаються значення

$$Q'_{\text{РФ}\max} = Q'_{\text{РК}\max} = Q_{\text{НП}\max} + \Delta Q, \quad (2.13)$$

де ΔQ – крок ітерації.

Остаточні обрані значення параметрів РФ і РК мають забезпечувати обмеження коефіцієнта несинусоїдальності напруги системи в найбільш напруженому режимі на припустимому рівні, тобто має виконуватися умова

$$K_{\text{US}\max} \leq K_{\text{US}\text{don}}, \quad (2.14)$$

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						56
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

2.4 Узгодження частотних характеристик опорів системи зі спектрами завад від НП та КФКП

Для обґрунтування вибору найбільш раціонального, з точки зору ЕМС, схемного рішення КФКП для використання в СЕЕС з НП необхідно розглянути частотні характеристики еквівалентних опорів систем із різними типами КФКП, показаними на рис. 2.8 [129].

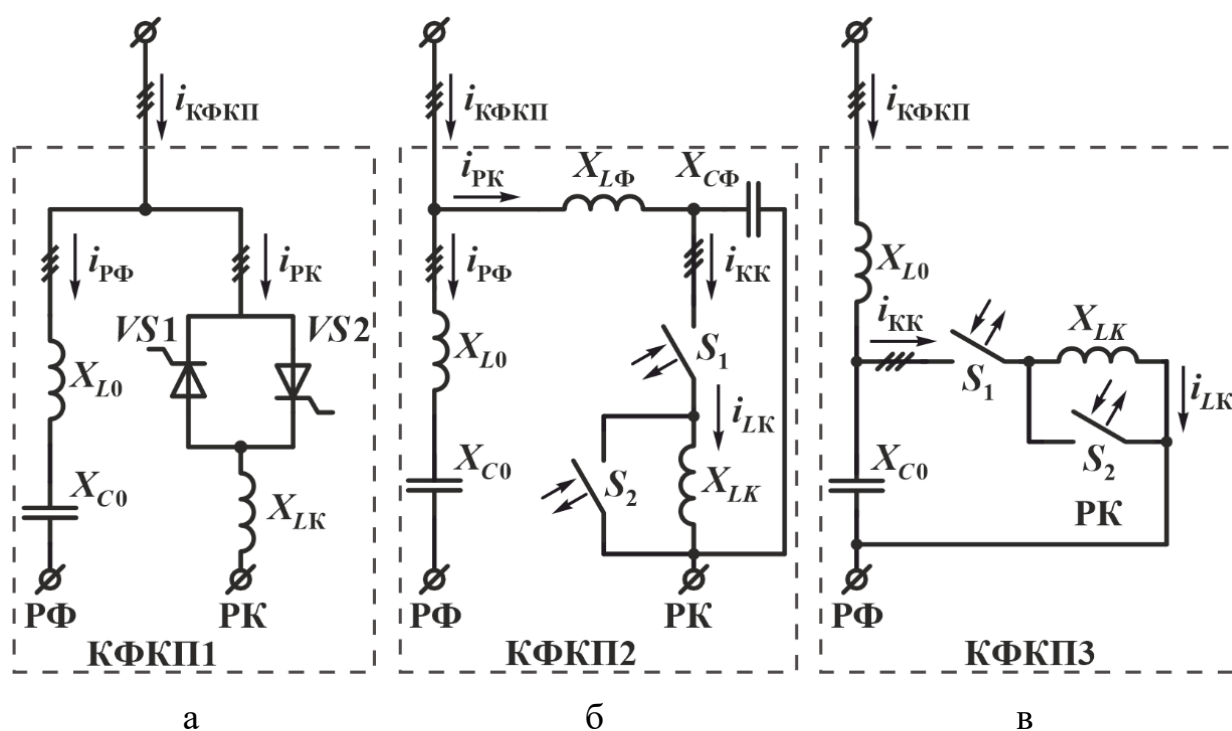


Рисунок 2.8 Типи керованих фільтрокомпенсуючих пристроїв: а – КФКП1 з фазовим регулюванням РК; б – КФКП2 – з ШІМ регулюванням РК і власним перешкодозахисним фільтром; в – КФКП3 – с ШІМ регулюванням РК і використанням РФ, як перешкодозахисного

Виходячи із принципу накладання, доцільно виконати аналіз окремих схем заміщення системи з КФКП2 для вищих гармонік, приведених до входів НП і РК, які показані як джерела вищих гармонік струмів I_{nv} і I_{kv} (рис. 2.9,

а, в). Частотні характеристики відповідних еквівалентних реактивних опорів для системи з КФКП2 визначаються із співвідношень [129]

$$X_{EПv} = (((\nu X_S)^{-1} + (\nu X_{L0} - \nu X_{C0}/\nu)^{-1} + (\nu X_{L\Phi} + ((\nu X_{PKE})^{-1} - \nu/X_{C\Phi})^{-1})^{-1})^{-1} \quad (2.15)$$

$$X_{EKv} = (((((\nu X_S)^{-1} + (\nu X_{L0} - \nu X_{C0}/\nu)^{-1})^{-1} + \nu X_{L\Phi})^{-1} - \nu/X_{C\Phi})^{-1}). \quad (2.16)$$

Частотні характеристики мають нулі і полюси, які відповідають режимам резонансів напруг і струмів. Представляє інтерес визначення порядків частот полюсів, на яких можливе небажане резонансне підвищення вищих гармонік, генерованих джерелами [129].

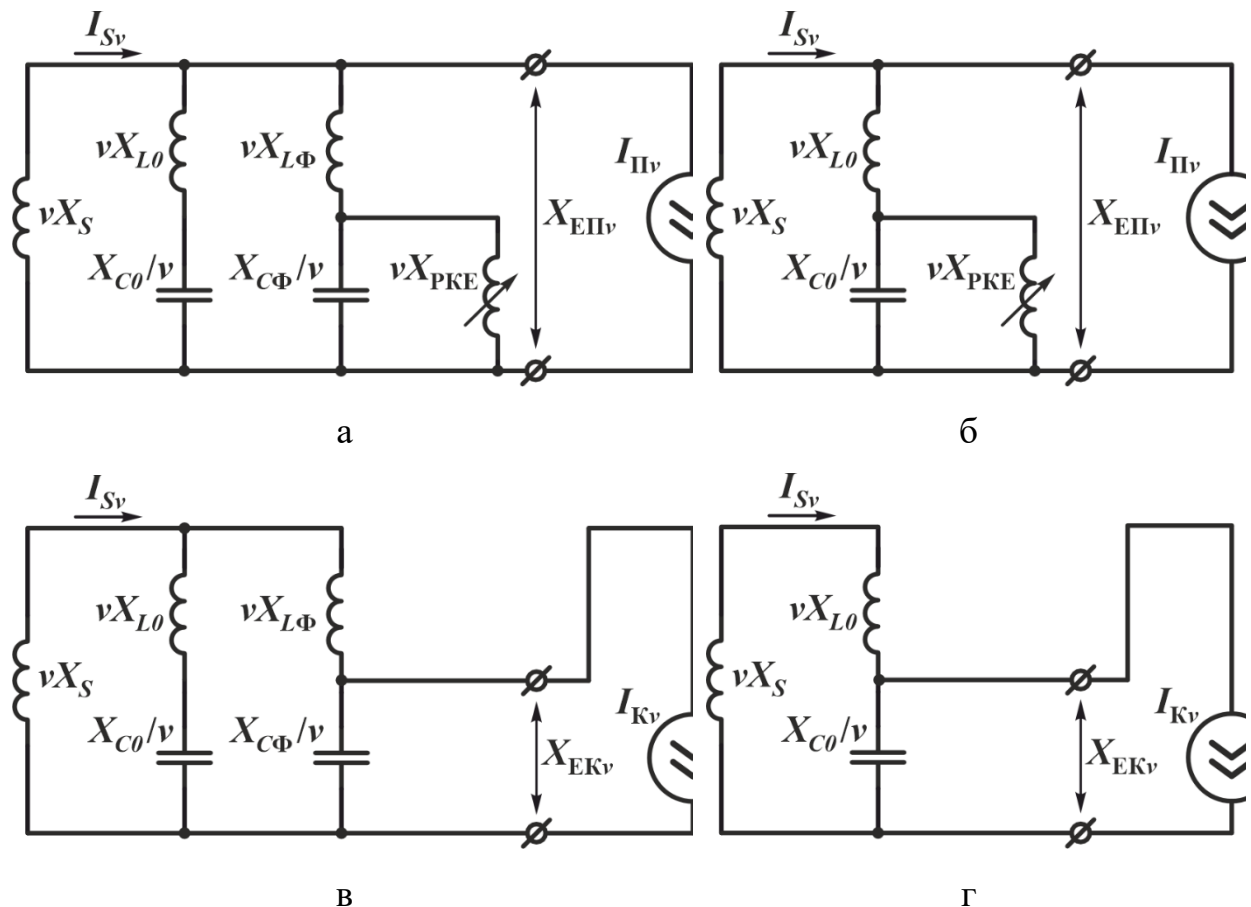


Рисунок 2.9 Еквівалентні схеми заміщення системи СГ – НП – КФКП, приведені відповідно до входів НП і РК: а, в – для системи з КФКП2; б, г – для системи з КФКП3

Аналіз вказує на те, що порядки частот двох полюсів μ_1 і μ_2 , які має кожна з характеристик X_{EPV} і X_{EKV} опиняються однаковими і слабо залежать від величини еквівалентного опору РК.

При $X_{PKE} = \infty$ вони визначаються як позитивні дійсні корні біквдратного рівняння [129]

$$Av^4 + Bv^2 + C = 0, \quad (2.17)$$

де

$$A = X_{L0}X_{L\Phi} + X_S X_{L\Phi} + X_S X_{L0}, \quad B = X_{L0}X_{C\Phi} + X_{C0}X_{L\Phi} + X_S X_{C\Phi} + X_S X_{C0},$$

$$C = X_{C0}X_{C\Phi}.$$

Отже

$$\mu_1 = ((B - (B^2 - 4AC)^{1/2} / 2A)^{1/2}, \quad (2.18)$$

$$\mu_2 = ((B + (B^2 - 4AC)^{1/2} / 2A)^{1/2}. \quad (2.19)$$

На основі (4.18) і (4.19) можна встановити, що

$$\mu_1 < \nu_{P\Phi 0}; \quad \nu_{P\Phi 0} < \mu_2 < \nu_{П\Phi 0}, \quad (2.20)$$

де $\nu_{П\Phi 0} = \omega_{П\Phi 0} / \omega$.

Найменші порядки вищих гармонік, генерованих НП і РК відповідно дорівнюють [129]

$$\nu_{Пmin} = p - 1 \text{ та } \nu_{Kmin} = n_k - 1. \quad (2.21)$$

Для виключення резонансного підвищення гармонік в системі має виконуватися наступна умова узгодження частотних характеристик еквівалентних опорів зі спектрами гармонік НП і РК

$$(\mu_1 \& \mu_2) < (\nu_{Пmin} \& \nu_{Kmin}). \quad (2.22)$$

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						59
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Нескладно переконатися, що для системи з КФКП2 (рис. 2.1, в) така умова практично завжди не дотримується по відношенню до гармонік НП. Наприклад, при $p = 6$ і $n_k = 396$ ($f_k = 19800$ Гц) відповідно з (4.21) $\nu_{l\min} = 5$ і $\nu_{k\min} = 395$. Порядки частот налаштування РФ і ПФ відповідно до зазначеного вище становлять $\nu_{p\phi 0} = 5$, $\nu_{l\phi 0} \leq 0,1\nu_{k\min} = 39$ [129].

Тут згідно (4.20) $\mu_1 < 5$, а $5 < \mu_2 < 39$. Таким чином, використання окремого «легкого» перешкодозахисного фільтра для РК створює додатковий полюс частотної характеристики системи порядок якого $\mu_2 > \nu_{l\min}$. Тому в схемі КФКП2, представлений на рис. 2.8, б, яка забезпечує ефективне зниження гармонік, утворюваних РК, виникають умови для резонансного підвищення порівняно низькочастотних гармонік, генерованих НП [129].

Позначений недолік можна усунути з використанням удосконаленої схеми КФКП3 (рис. 2.8, в), в якій РК підключений безпосередньо до РФ в точку з'єднання X_{L0} і X_{C0} . При такому схемному рішенні РФ з порядком частоти налаштування $\nu_{p\phi 0} = \nu_{l\min}$ одночасно виконує дві функції: силового резонансного системного фільтра по відношенню до НП і Г-подібного ФНЧ по відношенню до РФ. Таким чином, виключається додатковий другий полюс частотних характеристик опору системи і резонансне підвищення гармонік, а також досягається спрощення КФКП. Частотні характеристики еквівалентних реактивних опорів системи з удосконаленням КФКП3 відносно НП і РК визначаються відповідно зі схемами заміщення (рис. 2.9, б, г) із виразів [129]

$$X_{EPV} = ((\nu X_S)^{-1} + (\nu X_{L0} - ((\nu X_{PKE})^{-1} - \nu / X_{C0})^{-1})^{-1}), \quad (2.23)$$

$$X_{EKV} = ((\nu(X_S + X_{L0}))^{-1} - \nu / X_{C0})^{-1}. \quad (2.24)$$

Додатковий аналіз показує, що при переході від КФКП2 до КФКП3 і незмінних параметрах РФ, виходячи із умови повної компенсації реактивної потужності, величина X_{LK} має бути зменшена у $\nu_{p\phi 0}^2 / (\nu_{p\phi 0}^2 - I)$ разів (на 4%).

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						60
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

При цьому порядок частоти нуля характеристики опору системи збільшується порівняно з $\nu_{P\Phi 0}$ у $\sqrt{1+1/\nu_{P\Phi 0}^2}$ разів (на 2%), що практично не впливає на ефективність зниження вищих гармонік. Тому, викладений вище метод визначення основних параметрів КФКП2 можна застосувати і для КФКП3.

Використовуючи отримані вирази частотних характеристики $X_{EP\nu}$, $X_{EK\nu}$ – (2.15), (2.16) і (2.23), (2.24), можна визначити частотні залежності коефіцієнтів зниження гармонік струмів НП і РК для систем з досліджуваними КФКП [129]:

$$K_{IP\nu} = I_{IP\nu} / I_{S\nu} = |\nu X_S / X_{EP\nu}|, \quad (2.25)$$

$$K_{IK\nu} = I_{IK\nu} / I_{S\nu} = |\nu X_S / X_{EK\nu}|. \quad (2.26)$$

Порівняльний аналіз частотних характеристик і гармонічних спотворень напруг і струмів СЕЕС з НП виконується за результатами відповідних аналітичних розрахунків і моделювання для різних варіантів КФКП. У якості вихідних прийняті наступні схемні і режимні параметри $U_\phi = 220$ В, $X_S = 0,02$ Ом, $X_\Pi = 0,01$ Ом, $p = 6$, $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 60^\circ$, $I_{dHOM} = 1400$ А = const при $\alpha = 0..90^\circ$.

Розрахункові параметри КФКП з ШПР визначені у відповідності до наведеної вище методики. $X_{C0} = 0,227$ Ом, $X_{P0} = 9,07 \cdot 10^{-3}$ Ом, $X_{LK} = 0,218$ Ом, $f_\kappa = 19800$ Гц, $X_{C\phi} = 15,7$ Ом, $X_{L\phi} = 0,011$ Ом.

Розрахункові частотні характеристики еквівалентних реактивних опорів для систем з КФКП2 і КФКП3 наведені на рис.2.10, а, б і рис. 2.10, в, г відповідно.

Графіки частотних залежностей коефіцієнтів зниження гармонік струмів НП наведені на рис. 2.11. Показані межові стани характеристик (криві 1,2), що відповідають значенням $X_{PKE1} = X_{LK}$ і $X_{PKE2} = \infty$. Для системи з КФКП2

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		61

характеристика $X_{EПv}$ має 2 полюси: $\mu_1 = 2,8$ і $30,65 \leq \mu_2 \leq 31,75$, а коефіцієнт зниження гармонік $K_{Пv} < 1$ у діапазоні $27,9 < v < 33,3$. Відповідно, при використанні КФКП2 можливе резонансне підвищення гармонік 29 і 31 порядків, генерованих НП. В системі з КФКП3 єдиний полюс характеристики $X_{EПv}$ $\mu_1 \approx 2,8$ знаходиться дещо ліворуч $v_{Пmin} = 5$. Тому для такого варіанту резонансне підвищення гармонік є неможливим [129].

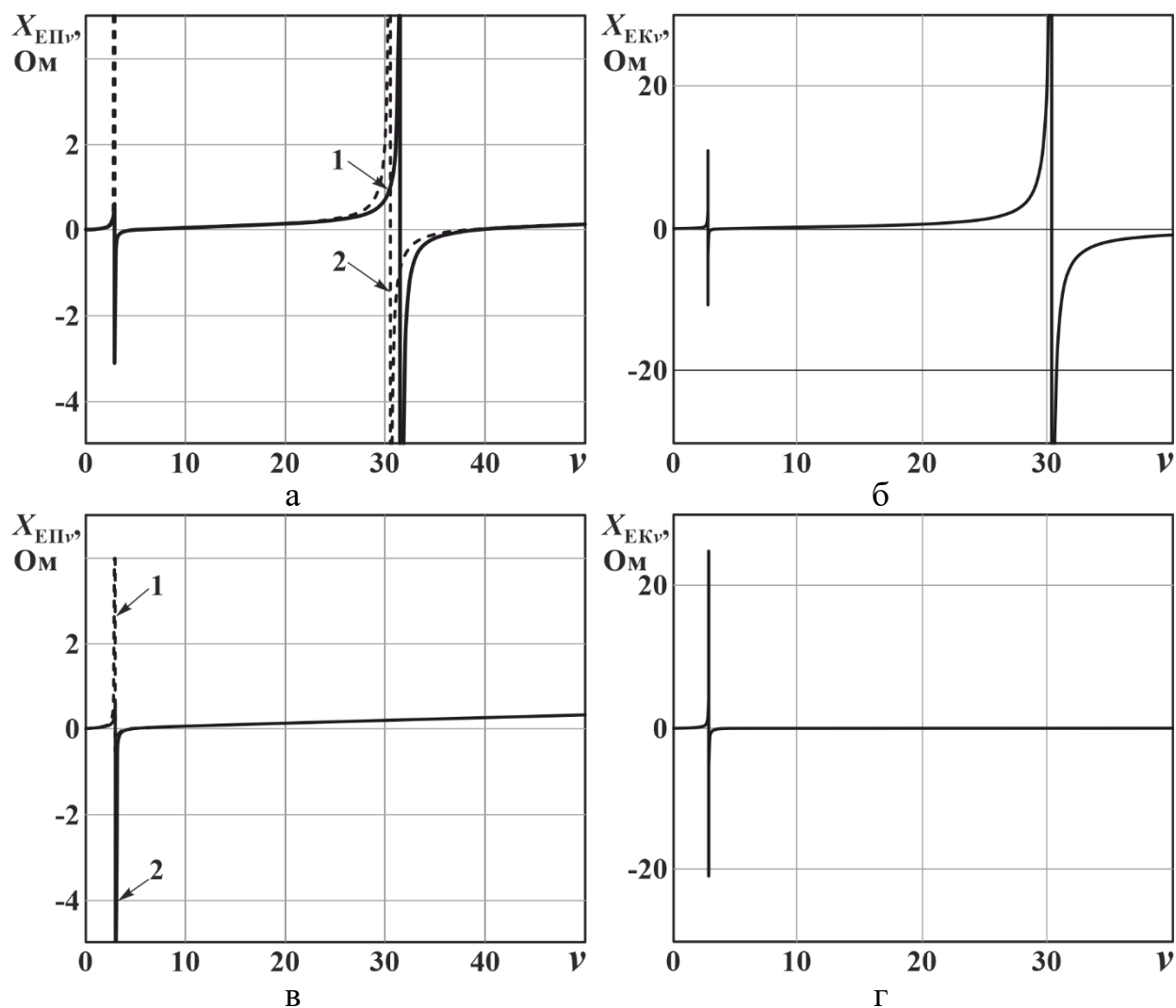


Рисунок 2.10 Частотні характеристики еквівалентних реактивних опорів системи $X_{EПv}$ та $X_{EКv}$: а, б – для системи з КФКП2; в, г – для системи з КФКП3

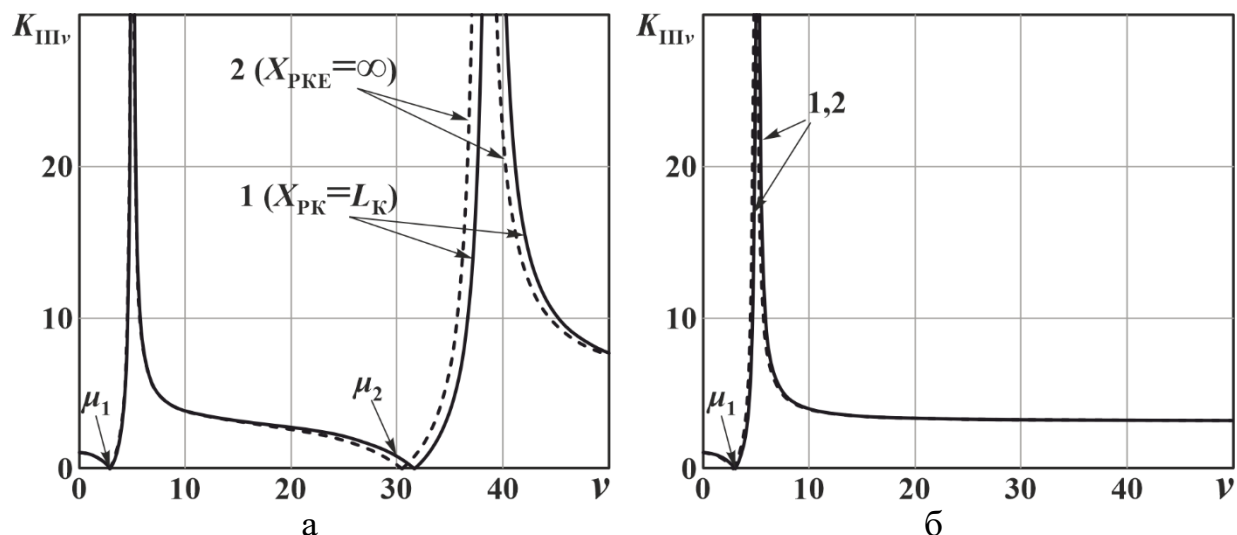


Рисунок 2.11 Частотні характеристики коефіцієнтів зниження гармонік струмів $K_{III\nu}$:

а – для КФКП2; б – для КФКП3

Із рис. 2.11, б виходить, що при $\nu=5$ $K_{III\nu} \rightarrow \infty$, а в діапазоні $5 < \nu < \infty$ $K_{III\nu} \geq 3,33$, тобто КФКП3, повністю усуває 5 гармоніку та забезпечує ефективне зниження всіх інших вищих гармонік, генерованих НП. Розрахунок $K_{IK\nu}$ по (2.25) вказує, що КФКП3 також забезпечує зниження ВЧ гармонік, генерованих РК, більш ніж у 20000 разів.

Для порівняння ефективності КФКП зведені результати моделювання позначених варіантів і режимів в MATLAB (Simulink) представлені значеннями коефіцієнтів несинусоїдальності напруги і струму генератора (мережі) в табл. 2.1, а також відповідними часовими графікам і спектрами на рис. 2.12, а, б, рис. 2.13, а, б. Модельний експеримент відповідає результатам теоретичного аналізу [129].

Таблиця 2.1 Коефіцієнти несинусоїдальності напруги K_{US} , % і струму K_{IS} , % генератора в СЕЕС з НП

Кут керування ТП	Без КФКП		КФКП1		КФКП2		КФКП3	
	K_{US}	K_{IS}	K_{US}	K_{IS}	K_{US}	K_{IS}	K_{US}	K_{IS}
$\alpha_1 = 30^\circ$	17,84	24,32	6,29	4,99	27,74	11,39	5,97	4,79
$\alpha_2 = 60^\circ$	23,47	26,55	8,96	9,95	34,28	24,06	8,61	9,54

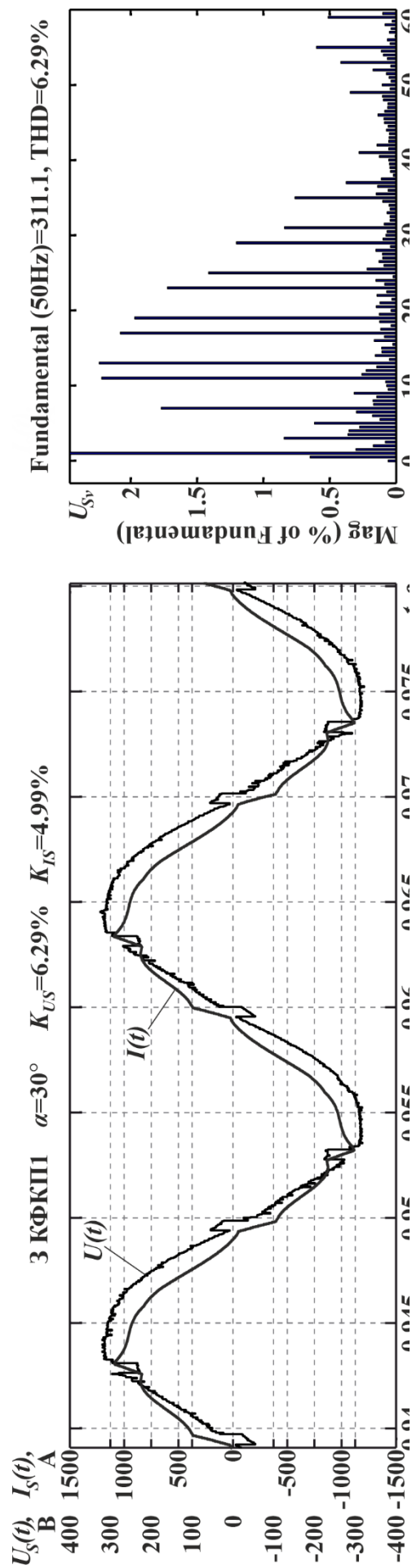
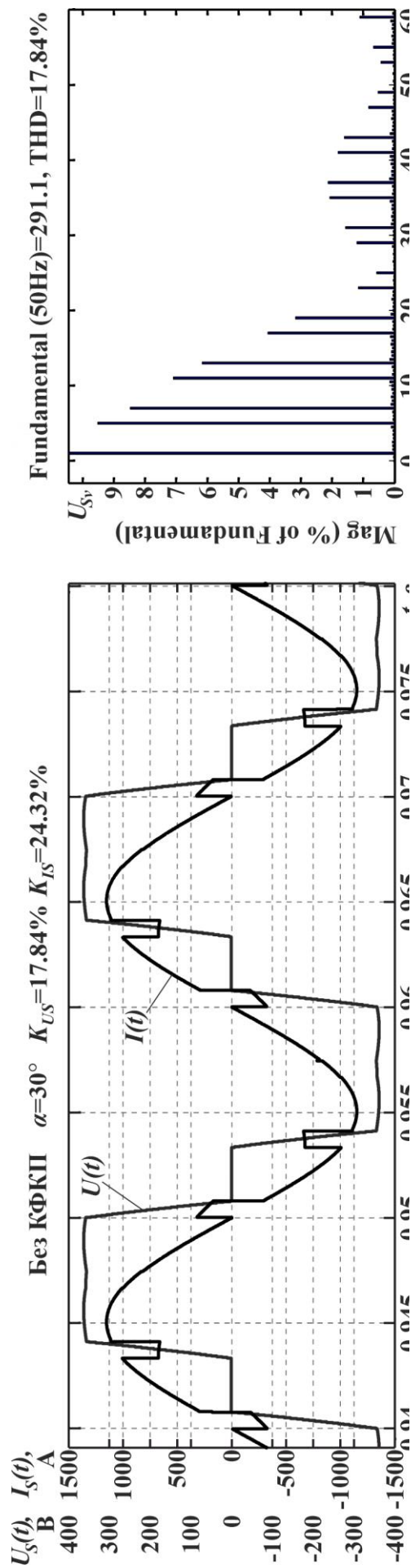


Рисунок 2.12 Результати моделювання СЕЕС з НП: а – без КФКП; б – КФКП (фазове регулювання РК)

2.5 Обґрунтування схемотехнічної побудови удосконаленого одноланкового КФКП за результатами моделювання усталених режимів СЕЕС

При розробці безрезонансного КФКП за основу використано схему ФКП з фазовим керуванням [130, 83]. Схема містить силовий пасивний резонансний LC-фільтр (РФ) та керований реакторний компенсатор (РК), які підключаються паралельно до електричної мережі.

Використовується такий ФКП для зменшення рівня вищих гармонік напруги і компенсації реактивної потужності на основній гармоніці. Пасивний РФ повністю усуває у складі напруги мережі гармоніку, яка відповідає його резонансній частоті (як правило такій, що дорівнює найменшій частоті вищих гармонік, генерованих НП), а також знижує рівень гармонік інших порядків. Кожна фаза керованого РК з фазовим керуванням містить реактор, увімкнений послідовно із двома зустрічно-паралельно з'єднаними тиристорами.

Принцип роботи такого РК базується на зміні еквівалентного фазного індуктивного опору на основній гармоніці, за рахунок керування кутом увімкнення тиристорів. Таким чином, регульований еквівалентний індуктивний опір визначає змінювану реактивну потужність, яка споживається РК.

Описана схема має ряд недоліків, до яких слід віднести, по-перше, низьку швидкодію, викликану часовою затримкою керування тиристорами, що становить половину періоду мережі живлення, по-друге, додаткове генерування вищих гармонік струму, яке обумовлює необхідність завищення установленної потужності РФ, або застосування додаткових фільтрів вищих гармонік [132].

Враховуючи такі недоліки задача по удосконаленню ФКП зводиться до збільшення швидкодії і поліпшення динамічних характеристик разом із забезпеченням електромагнітної сумісності (ЕМС) самого ФКП. Вирішення поставленої задачі досягається за рахунок удосконаленого способу керування

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						67
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

РК, застосування двоопераційних силових ключів та нової схеми увімкнення РК [132].

На рис. 4.13 показані особливості структури удосконаленого керованого КФКП [132] у складі системи синхронний генератор-напівпровідниковий перетворювач (СГ – НП).

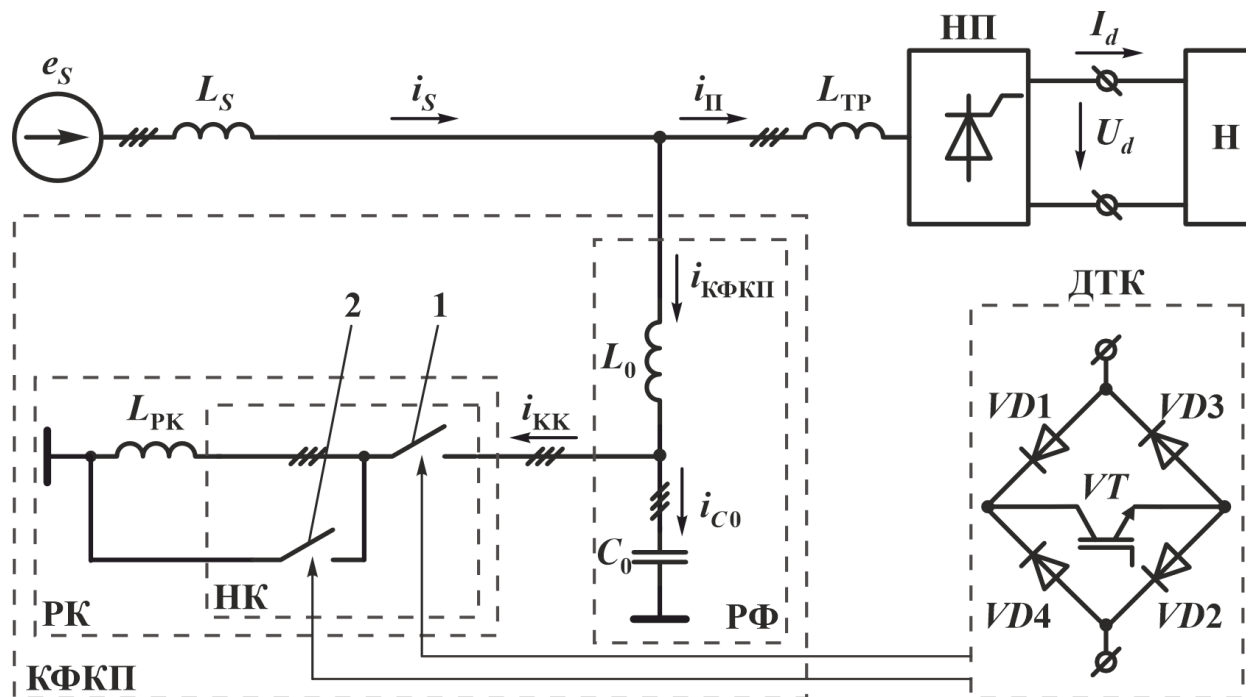


Рисунок 2.13 Структурна схема удосконаленого однофазного гібридного безрезонансного КФКП

На рис. 2.13 також наведена схема двоопераційного діодно-транзисторного ключа (ДТК) змінного струму у складі напівпровідникового комутатора (НК).

Схема, що зображена на рис. 2.13 [132], складається з синхронного генератора, умовно позначеного джерелом ЕРС e_s та індуктивністю L_s , напівпровідникового перетворювача з трансформатором, врахованим індуктивністю $L_{тр}$, і навантаженням (Н) та КФКП, до складу якого входить некерований РФ і керований РК. Кожна з фаз РФ, увімкнених за схемою «зірка», складається зі з'єднаних послідовно реактора L_0 і конденсатора C_0 з

реактивними опорами X_{L0} і X_{C0} відповідно. Струми у фідерах СГ, НП та ФКП позначені i_s , $i_{нп}$, $i_{фкп}$. Струм, що протікає у вітці конденсатора C_0 РФ – i_{C0} . Порядок частоти налаштування РФ відповідає нулю частотної характеристики реактивного опору системи і, як правило, обирається з умови $\xi = \omega_0 / \omega = \sqrt{X_{C0} / X_{L0}} \leq m - 1$, де ω_0 – резонансна частота фільтра, ω – частота мережі, m – пульсність НП. РФ одночасно є генератором реактивної потужності на основній гармоніці: $Q_{P\Phi} = U_{\text{л}}^2 / (X_{C0} - X_{L0})$, де $U_{\text{л}}$ – діюче значення лінійної напруги мережі. Параметри елементів РФ обираються, виходячи з двох умов: обмеження несинусоїдальності напруги мережі і компенсації максимальної реактивної потужності НП $Q_{\text{НПmax}} \approx I_{d\text{max}} \sqrt{U_{d0}^2 - U_{d\text{min}}^2}$, де U_{d0} , $U_{d\text{min}}$ – відповідно максимальне і мінімальне значення випрямленої напруги, $I_{d\text{max}}$ – максимальне значення випрямленого струму.

В основу структури керованого РК, однолінійна схема якого показана на рис. 2.13, входять три індуктивних елементи (реактори) з індуктивністю L_K (опором $X_{LK} = \omega L_K$) і шість напівпровідникових ключів, які об'єднані в напівпровідниковий комутатор. Кожна фаза НК містить два напівпровідникових ключа змінного струму 1 і 2: перший підключений послідовно, а другий – паралельно з індуктивністю реактора L_K . Ключі можуть бути реалізовані на базі мостової діодно-транзисторної схеми (рис. 2.13). У діагоналі моста замість IGBT можуть бути використані двоопераційні тиристори (GTO, IGCT) [132].

Для регулювання еквівалентної індуктивності РК використовується принцип широтно-імпульсного регулювання (ШІР), при якому кутова частота комутації ключів ω_K у багато разів більше частоти мережі ω ($\omega_K \gg \omega$). Кожен період комутації $T_K = 2\pi / \omega_K$ складається з двох інтервалів, на кожному з яких стан протифазних ключів 1 і 2 змінюється на протилежний. Кожну фазу

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						69
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

РК з ШПР можна розглядати як регульований еквівалентний індуктивний опір на основній гармоніці $X_{PKE} = X_{LK} / \gamma^2$, де γ – шпаруватість ШПР. Компенсатор, фази якого увімкнені в "зірку" споживає реактивну потужність $Q_{PK} = U_{\text{Л}}^2 / X_{PKE}$ [132].

Виходячи з вимоги компенсації реактивної потужності НП, має бути забезпечена умова $Q_{PK\max} = U_{\text{Л}}^2 / X_{LK} = Q_{\text{НП}\max} = Q_{\text{РФ}}$. Кожна фаза РК з ШПР є джерелом імпульсного квазісинусоїдального струму $i_{\text{КК}}$. Крім основної гармоніки $i_{\text{КК}(1)}$ цей струм містить також імпульсну спотворюючу складову (перешкоду), спектр якої зміщений у високочастотну область, яка визначається частотою комутації. Керований РК з широтно-імпульсним регулюванням підключається до точок з'єднання індуктивності і ємності РФ, який при цьому виконує також роль перешкодозахисного фільтра по відношенню до РК. Таким чином, усувається необхідність у додатковому перешкодозахисному фільтрі для зниження гармонік, генерованих при широтно-імпульсному регулюванні компенсатора, а також виключається утворення додаткових полюсів в частотній характеристиці опору електроенергетичної системи з КФКП і напівпровідниковим перетворювачем та можливість небажаного резонансу струмів на вищих гармоніках [132].

Таким чином, запропонована в структура КФКП, може бути використана при створенні силових КФКП на базі сучасної елементної бази силової електроніки, які вирішують задачі підвищення якості електроенергії в електроенергетичних системах, зокрема, забезпечує компенсацію реактивної потужності і ефективно зниження вищих гармонік в системах з напівпровідниковими перетворювачами (НП) [132].

Як варіант, такий КФКП може використовуватися і в гібридних структурах у сполученні з іншими ФКП.

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						70
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Висновки до розділу 2

1. Запропоновано принципи побудови силової частини та способу керування удосконаленим керованим фільтрокомпенсуючим пристроєм, які забезпечують регульовану і повну компенсацію реактивної потужності, а також суттєве зменшення гармонічних спотворень напруги і струму в СЕЕС з НПК при високій швидкодії та відсутності виникнення додаткових власних спотворюючих впливів та резонансів в мережі без необхідності окремих перешкодозахисних фільтрів.

2. Рекомендована схема удосконаленого КФКП складається із мережевого силового резонансного фільтра, налаштованого на нижчий порядок гармонік на вході НПК, та керованого реакторного компенсатора, що містить комутатор на двоопераційних ключах з широтно-імпульсним регулюванням і підключенається до точок з'єднання індуктивності і ємності РФ, внаслідок чого силовий РФ одночасно є також перешкодозахисним фільтром по відношенню до РК з ШПР, що усуває необхідність окремого перешкодозахисного фільтра для зниження гармонік, генерованих ШПР РК; при цьому виключається утворення додаткових полюсів в частотній характеристиці опору СЕЕС з КФКП і можливість резонансу на вищих гармоніках, генерованих НП.

3. Удосконалено схемотехнічне рішення напівпровідникового комутатора РК з ШПР. Послідовну частину виконано на двонаправлених ключах змінного струму з зустрічно-паралельним з'єднанням IGBT і діодів, а в поперечній частині застосовується замикач у вигляді трифазного діодного моста зі спільним однонаправленим транзисторним ключем. Модифікована схема комутатора містить чотири транзисторних ключа замість шести, як звичайна.

4. Шляхом узгодження частотних характеристик еквівалентних опорів системи з мережевими та перешкодозахисними фільтрами визначено умову виключення резонансного підвищення гармонік, яка полягає в тому, що

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						71
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

частота будь-якого полюсу характеристики опору має бути меншою за найменшу частоту гармонік, генерованих НП та РК.

5. Складено умову компенсації реактивної потужності в системі з СГ, ТП та КФКП, визначено необхідні для реалізації цієї умови параметри КФКП. Зазначено, що для забезпечення потрібного обмеження K_U слід мати достатній запас потужності ємнісного елемента РФ, що може перевищити необхідне значення у 2 – 3 рази. У цьому випадку можливе зменшення еквівалентної індуктивності РК і відповідного еквівалентного опору і спотворення напруги мережі.

6. Встановлено і підтверджено моделюванням в MATLAB, що застосування схемного варіанта КФКП з окремим «легким» перешкодозахисним фільтром недоцільно, оскільки порядок налаштування останнього значно більший, ніж найменший порядок гармонік НП, внаслідок чого резонанс на вищих гармоніках (для розглянутого прикладу 31-го порядку) призводить до неприпустимого підвищення K_U в системі (до 28%).

7. Результати моделювання збігаються з теоретичним висновком про високу ефективність запропонованого схемного рішення та принципу керування удосконаленим КФКП з ШПР РК, який переважає за швидкодією варіант з фазовим керуванням РК більше, ніж у 200 разів.

					171.6321.КР.ПЗ.Р2	Арк.
						72
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	Дослідження ефективності одно- та дволанкових КФКП в умовах стабільності та відхилень частоти СЕЕС	Літ.	Арк.	Аркушів
Розробник		Карась С.В.						
Консультант							73	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 3. ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОДНО- ТА ДВОЛАНКОВИХ КФКП В УМОВАХ СТАБІЛЬНОСТІ ТА ВІДХИЛЕНЬ ЧАСТОТИ СЕЕС

3.1. Походження сталих і перехідних відхилень частоти в СЕЕС з НПК, їх наслідки та нормування

Суднові електроенергетичні системи належать до класу ізольованих енергосистем, які називаються мікромережами. Загальновизнаними проблемами мікромереж є проблеми з якістю електроенергії, такими як гармоніки, коливання напруги та миттєві коливання частоти. Саме останні є відмінною рисою морських мікромереж і впливають на роботу багатьох приймачів, зокрема електродвигунів та налаштованих електричних фільтрів. Щоб належним чином вирішити цю проблему, необхідно ретельно розпізнати походження, серйозність і наслідки миттєвих коливань частоти [140].

Загалом існує два основних джерела миттєвих коливань частоти в морських мікромережах: пульсуючий крутний момент головних приводних двигунів генераторів і коливання навантаження. Найчастіше для приводу генераторів на судні використовуються чотиритактні середньошвидкісні дизельні двигуни [140].

Потужність такого двигуна не постійна, а пульсуюча, з одним позитивним піком і одним негативним піком (меншим) крутного моменту для кожного поршня на 720° обертання колінчастого валу. Позитивний пік може досягати значення, що дорівнює декільком середнім значенням крутного моменту. Частота кутових пульсацій цього крутного моменту залежить від кількості циліндрів двигуна.

Для зменшення ефекту пульсацій до валу двигуна додається додатковий момент інерції у вигляді маховика. Тим не менш, пульсуючий крутний момент дизельних двигунів негативно впливає на частоту в морських системах.

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						74
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

Кінцевий результат залежить, серед іншого, від середньої швидкості обертання та кількості полюсів генератора. В результаті буде спостерігатися миттєва частотна модуляція. Частота цієї модуляції дорівнює фактичній частоті потужності, поділеній на ціле число.

Наступне джерело, а саме часті коливання (зміни) навантаження в морських мікромережах, є спільною рисою цих систем. Зазвичай вони пояснюються швидкими змінами навантаження, як, наприклад, під час маневрування судна. Це призводить до значних провалів напруги та частоти, які можуть бути серйозними, але вони мають обмежену тривалість. Проблема загальновідома і загальновизнана, тому товариства з класифікації суден встановили обмеження на перехідні зміни напруги та частоти і час відновлення. Наприклад, допустима межа перехідних змін частоти становить $\pm 10\%$, а час відновлення становить до 5 с.

Однак у морських мікромережах навантаження також постійно модулюється через вплив умов навколишнього середовища, таких як хвилі та вітер. Ці явища спричиняють до хитавиці та ризику судна, що призводить, наприклад, до руху рідин у цистернах і танках та коливань тиску в паливних, охолоджувальних та змащувальних системах.

Зазвичай ці невеликі зміни призводять до незначних миттєвих коливань частоти. Більш важливим є вплив хвиль і вітру на робочі характеристики опору гребного гвинта. Як правило, суворі хвильові та вітрові умови негативно впливають на рушійні характеристики судна через коливання хвиль, тяги та крутного моменту, а також можливий підвищений опір, спричинений вітром. Це впливає як на механічну, так і на електричну тягу судна. Останній фактор призводить до нерегулярної (але квазіперіодичної) модуляції навантаження судової пропульсивної (гребної) електричної установки. Характеристика такої модуляції загалом залежить від: характеристики нерегулярної хвилі (залежать від висоти та періоду хвилі); нерегулярні хвилі (можна виразити як

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						75
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

суму лінійних хвиль шляхом лінійної суперпозиції); швидкості судна; курсу судна; характеристик корпусу та гвинта.

Нарешті, отримані миттєві коливання частоти залежать від взаємодії між генерацією та навантаженням із змінними миттєвими характеристиками.

Найважливіші фактори, що спричиняють коливання, можна підсумувати так:

- характеристика модуляції навантаження;
- тип і налаштування регулятора дизельного двигуна (приводного двигуна генератора);
- кількість циліндрів дизеля і маховик;
- характеристики генератора і його автоматичних регуляторів напруги;
- кількість паралельно працюючих генераторів і їх середнє навантаження.

Тим не менш, результуюча миттєва флуктуація частоти є комбінацією компонентів, пов'язаних з кутовою пульсацією крутного моменту, і компонентів, пов'язаних з модуляцією навантаження.

Нарешті, є ще одна причина миттєвої флуктуації частоти в морських мікромережах: іноді для економії палива використовується валогенератор. Це означає, що головний двигун, який використовується для руху судна, також буде приводним двигуном генератора. Зміни частоти обертання цього двигуна, пов'язані з умовами моря, очевидно, призводять до коливань частоти на клемі валу генератора. Для стабілізації частоти у всій системі енергія передається через силовий перетворювач, з негативним впливом на ККД системи та спотворення форми сигналу напруги. Іноді валогенератор безпосередньо підключають до магістральних шин судна. Однак це просте та дороге рішення призводить до коливань частоти з амплітудами, порівняними або навіть більшими, ніж у суден з електричним гребним двигуном.

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						76
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Стандарти, що стосуються морських мікромереж, зазвичай не розглядають миттєві коливання частоти, за винятком згаданих раніше перехідних коливань від зміни навантаження (режиму ходу).

Єдиним винятком є серія стандартів IEEE 45. Це явище було згадано в IEEE Recommended Practice for Electrical Installations on Shipboard, Standard IEEE 45, 2002, та IEEE Recommended Practice for Electrical Installations on Shipboard–Design, IEEE Standard 45.1, 2017.

Ці стандарти визначають частотну модуляцію як дозволenu періодичну зміну частоти під час нормальної роботи, яка може бути спричинена регулярним і випадковим повторенням навантаження. З метою визначення періодичності частотної модуляції не повинна перевищувати 10 с.

Рівень частотної модуляції розраховується як відношення різниці між максимальною та мінімальною миттєвою частотою та подвоєною номінальною частотою, виражене у відсотках. Рівень частотної модуляції не повинен перевищувати 0,5%. Подібним чином у Правилах і положеннях Реєстру Ллойда щодо класифікації суден 2019 року було зазначено, що «максимальна швидкість зміни частоти не повинна перевищувати $\pm 1,5$ Гц за секунду під час циклічних коливань частоти».

У будь-якому разі при рекомендованому вікні вимірювання 200 мкс (10 періодів) миттєве значення частоти можна вважати сталим і процеси спотворення напруги на цьому інтервалі можна вважати періодичними із застосуванням апарату швидкого перетворення Фур'є (FFT) для розрахунків процесів спотворення напруги і побудови частотних характеристик систем із фільтрокомпенсуючими пристроями для перевірки ефективності останніх.

3.2. Особливості визначення параметрів налаштування елементів в одно- та дволанкових структурах КФКП з урахуванням можливих відхилень частоти мережі

Базова структурно-функціональна схема СЕЕС з частотнорегульованим

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						77
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

пропульсивним приводом та одноланковим загальносистемним КФКП, розглянутим в розділі 2, показана на рис. 3.1, а .

Резонансний пасивний фільтр з РК у складі КФКП налаштовується на гармоніку найнижчого порядку, що генерується вхідним випрямлячем ПЧ (у даному випадку НВ) тобто на 5-ту при одномостовій або на 11-ту при двомостовій схемі випрямляча відповідно .

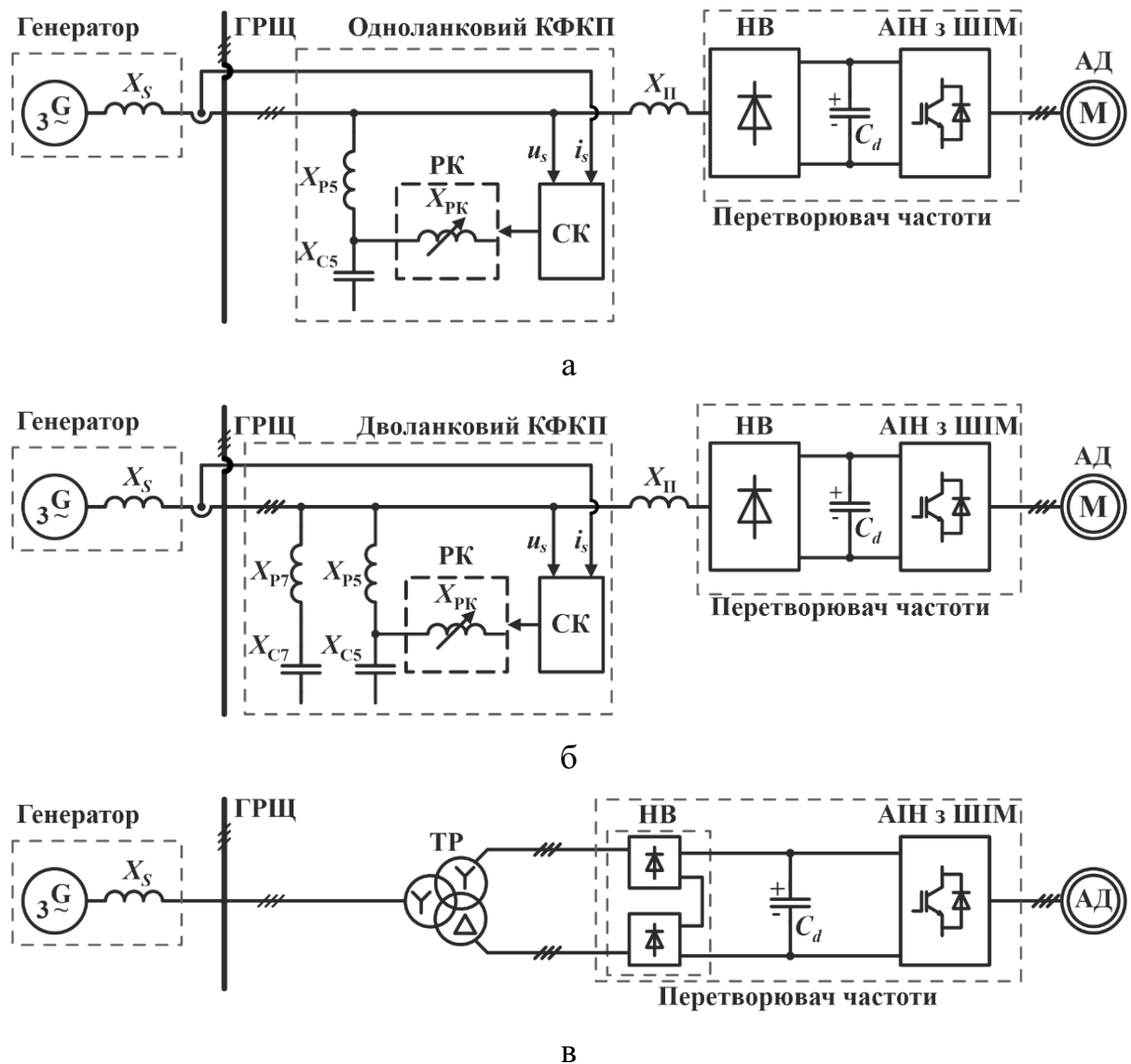


Рис. 3.1. Структурно-функціональні схеми системи СГ- ПЧ- АД : а) одномостовий НВ з одноланковим КФКП; б) одномостовий НВ з дволанковим КФКП; в) двомостовий НВ з триобмотковим трансформатором без КФКП

Якщо доповнити зазначені варіанти КФКП ще однією некерованою резонансною ланкою) рис.6.8, б ,(налаштованою відповідно на 7-му або на 13-ту гармоніку, то утворюються дволанкові КФКП .В такому разі комплекси «одномостовий випрямляч – дволанковий КФКП» та «двомостовий випрямляч – дволанковий КФКП» по відношенню до суднової мережі діють подібно 12-пульсному або 18-пульсному перетворювачам відповідно без застосування додаткових фазозсувних трансформаторів та випрямних мостів .

Таким чином, дволанковий КФКП у поєднанні з одномостовим вхідним випрямлячем усуває 5-ту та 7-му гармоніки напруги і струму мережі, а у поєднанні з двомостовим перетворювачем додатково ще й 11-ту та 13-ту гармоніки .

Важливо зазначити, що визначена корисна властивість дволанкових КФКП дозволяє розглядати їх як альтернативний варіант заміни 12-пульсної двомостової схеми НВ з триобмотковим трансформатором без КФКП (рис. 3.1,в) шестипульсним одномостовим НВ у поєднанні з дволанковим КФКП, налаштованим на 5-ту та на 7-му гармоніки (рис.3.1,б).

Склад гармонік напруги і струму мережі для обох варіантів однаковий, але використання дволанкового КФКП разом з більш дешевим одномостовим НВ дозволяє позбавитись дорогого триобмоткового трансформатора, замінивши його двообмотковим або вхідним реактором, які враховуються еквівалентним опором X_{II} .

Зазначимо, що у одноланковому КФКП (рис. 3.1,а) існує єдина ланка РФ, налаштована на гармоніку найнижчого порядку, створювану вхідним випрямлячем. Отже одноланковий КФКП виконує подвійну функцію: повну керовану компенсацію реактивної потужності в системі завдяки РК з ШПР та усунення гармоніки налаштування РФ, а також послаблення інших вищих гармонік .

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						79
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

У дволанковому КФКП (рис. 3.1,б) керована компенсація реактивної потужності з усуненням гармоніки найнижчого порядку відбувається завдяки тільки одній ланці, яка налаштована в резонанс на гармоніку найнижчого порядку і містить РК з ШПР. Друга некерована резонансна ланка, що є джерелом постійної реактивної потужності, усуває зі спектру напруги і струму мережі гармоніку наступного порядку, а також сприяє послабленню гармонік більш високих порядків. Таким чином, розрахунок КФКП передбачає виконання умови балансу реактивної потужності в системі. Якщо система містить перетворювач частоти за схемою «керований тиристорний випрямляч – автономний інвертор струму», основною функцією КФКП є керована компенсація реактивної потужності, яку споживає вхідний випрямляч, а послаблення гармонік є функцією підлеглою.

Система некерований випрямляч – автономний інвертор напруги майже не споживає реактивної потужності, але РФ у складі КФКП генерують реактивну потужність, яка має бути компенсована РК з ШПР, або становить «гарячий резерв» у разі необхідності, наприклад, при прямому пуску потужного асинхронного привода в системі. Зазначені обставини повинні бути враховані при визначенні параметрів елементів КФКП.

Найважливішим є правильний вибір параметрів РФ, який враховує гранично допустиме відхилення частоти СЕЕС $\pm 5\%$. Відповідний аналіз можна виконати, розглянувши еквівалентну схему системи СГ – перетворювач – одноланковий РФ, зображену на рис. 6.9, де X_{C0} , X_{L0} , X_S відповідно еквівалентні опори мережі, реактора і конденсатора РФ.

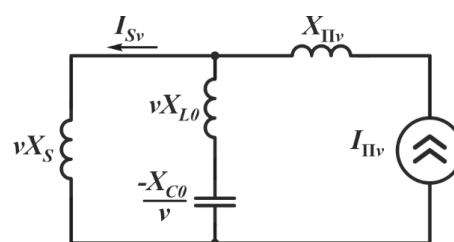


Рис. 3.2 Еквівалентна схема системи СГ – перетворювач – одноланковий РФ

Якщо – ω частота мережі – ω_v ; частота гармоніки – $\nu = \omega_v / \omega$; порядок гармоніки , $\nu = 5, 7, 11, 13, \dots$; то зв'язок гармоніки струму мережі (генератора) $I_{S\nu}$ з

гармонікою вхідного струму ПЧ $I_{I\nu}$ визначається рівнянням

$$I_{S\nu} = I_{I\nu} \frac{\nu X_{L0} - X_{C0} / \nu}{\nu(X_S + X_{L0}) - X_{C0} / \nu} = I_{I\nu} \frac{\nu^2 X_{L0} - X_{C0}}{\nu^2(X_S + X_{L0}) - X_{C0}}. \quad (3.1)$$

Коефіцієнт передачі по ν -й гармоніки струму (коефіцієнт фільтрації ν -ї гармоніки струму)

$$K_{I\nu} = \frac{I_{S\nu}}{I_{I\nu}} = \frac{\nu^2 X_{L0} - X_{C0}}{\nu^2(X_S + X_{L0}) - X_{C0}}. \quad (3.2)$$

Нехай , $X_S = X_{L0} / K \rightarrow X_{L0} = K X_S$ де – K кратність X_{L0} по відношенню до X_S Тоді

$$K_{I\nu} = \frac{I_{S\nu}}{I_{I\nu}} = \frac{\nu^2 X_{L0} - X_{C0}}{\nu^2(X_{L0} / K + X_{L0}) - X_{C0}} = \frac{\nu^2 X_{L0} / X_{C0} - 1}{\nu^2 X_{L0} / X_{C0} (1/K + 1) - 1}, \quad (3.3)$$

де

$$\frac{X_{L0}}{X_{C0}} = \frac{\omega L_0}{1 / \omega C_0} = \omega^2 \frac{1}{L_0 C_0} = \frac{\omega^2}{\omega_p^2} = \frac{1}{\nu_p^2}, \quad (3.4)$$

де – ν_p порядок частоти налаштування РФ. Тому

$$K_{I\nu} = \frac{\nu^2 / \nu_p^2 - 1}{\frac{\nu^2}{\nu_p^2} \left(\frac{1+K}{K} \right) - 1} = \frac{(\nu^2 / \nu_p^2 - 1) K}{\frac{\nu^2}{\nu_p^2} (1+K) - K}; \quad (3.5)$$

$$K_{I\nu} = f \left(\frac{\nu^2}{\nu_p^2} \right) \text{ при } K = 0, 5 \dots 10 = \text{const} \quad (3.6)$$

Встановлене відхилення частоти , $\Delta\omega = \Delta f = \pm 5\%$ тому

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						81
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$K_{I\nu} = \frac{(\nu^{*2} - 1)K}{\nu^{*2}(1 + K) - K}, \quad (3.7)$$

де ν^* та $\Delta \nu^*$ - відносні значення частоти та її відхилення

$$\nu^* = \frac{\nu^2}{\nu_p^2} = \frac{\omega \pm \Delta\omega}{\omega} = 0,95 \dots 1,05 \quad (3.8)$$

На рис.6.10 побудовані універсальні залежності, $K_{I\nu} = f(\nu^*)$
 $0,95 \leq \nu^* \leq 1,05$ при $K = 0,5 \dots 10 = const$

З рис. 3.10 випливає, що прийнятне обмеження $K_{I\nu}$ величиною 0,05 за умови 5% відхилення частоти завжди виконується, якщо $K \leq 0,5$, тобто $X_{L0} \leq 0,5 X_S$.

Порівняльному дослідженню шляхом моделювання в MATLAB підлягають показники спотворень напруги і струму джерела (СГ) в схемах пропульсивних систем при різних конфігураціях та поєднаннях КФКП та ПЧ у складі НПК, які показані на рис 3.3.

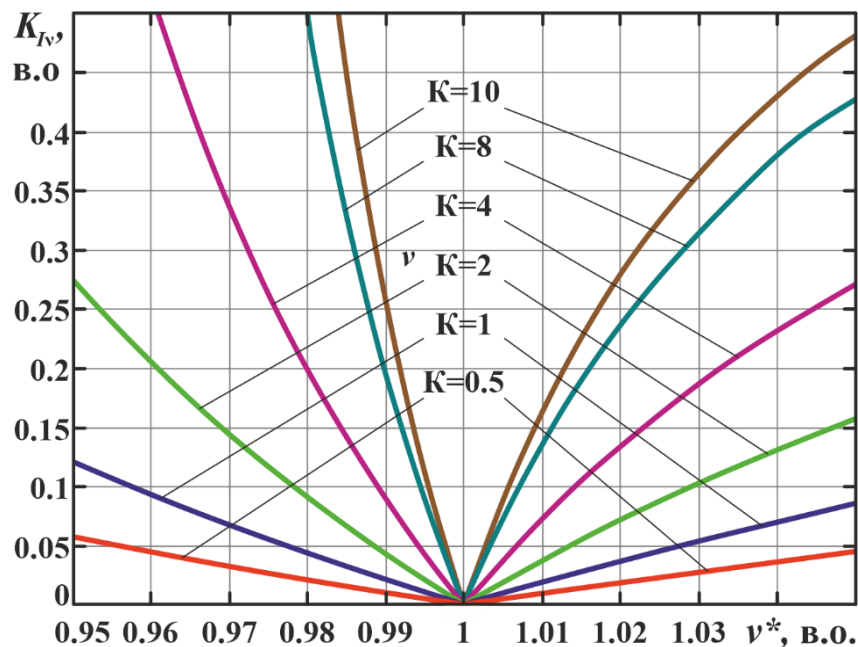


Рис 3.3.універсальні залежності $0,95 \leq \nu^* \leq 1,05$, $K_{I\nu} = f(\nu^*)$
при $K = 0,5 \dots 10 = const$

На рис 3.4. :а – система НВ – АІН з ШІМ з 3-обмотковим вхідним трансформатором та 12-пульсним НВ без КФКП; б – система НВ – АІН з ШІМ з 6-пульсним НВ та одноланковим КФКП; в – система НВ – АІН з ШІМ з 6-пульсним НВ та дволанковим КФКП; г – система КВ – АІС з 6-пульсним тиристорним КВ та одноланковим КФКП; д) КВ – АІС з 6-пульсним тиристорним КВ та дволанковим КФКП.

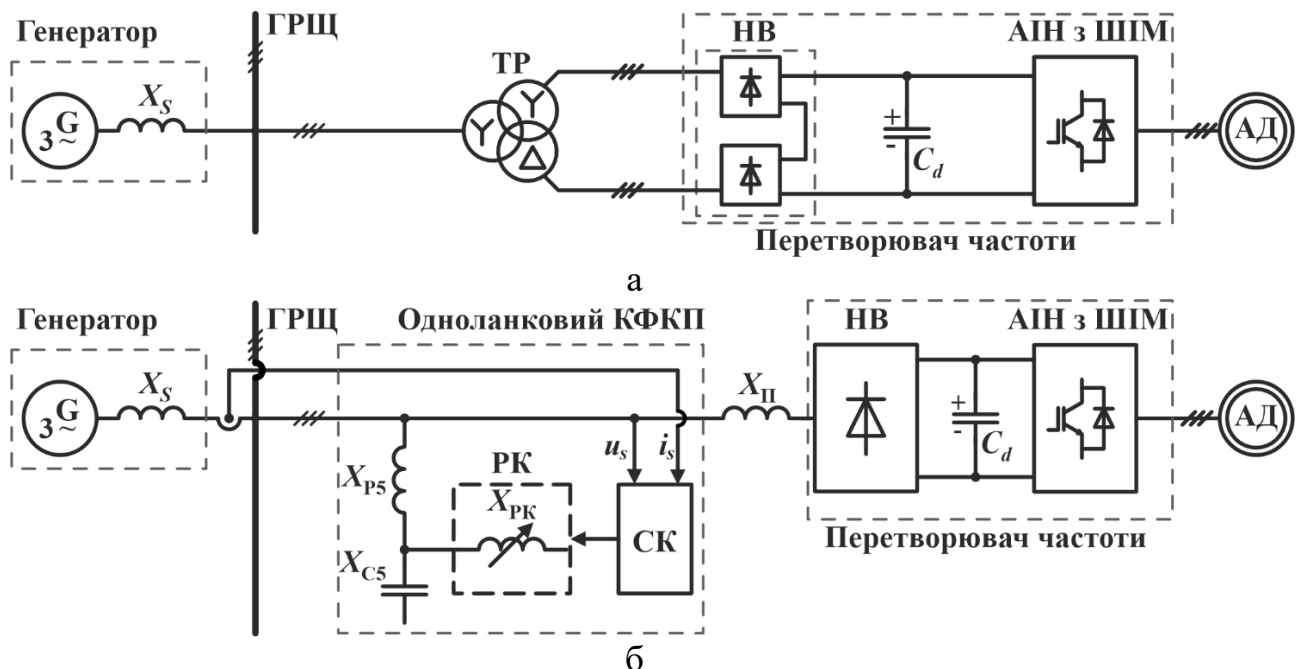
Параметри системних КФКП визначаються в залежності від типу вхідного випрямляча ПЧ. Для варіантів ПЧ з вхідним НВ послідовність розрахунку силових РФ і РК у складі КФКП наступна.

Індуктивний, активний опори (Ом) та індуктивність (Гн) РФ

$$X_{L\text{ РФ}} = X_{L\text{ СГ}} K, L_{\text{ РФ}} = X_{L\text{ РФ}} / (2\pi f), R_{\text{ РФ}} = 0,1 X_{L\text{ РФ}}, \quad (3.9)$$

де – $K = X_{L\text{ РФ}} / X_{L\text{ СГ}}$ коефіцієнт співвідношення схемних параметрів системи.

Прив.о. завжди забезпечується коефіцієнт фільтрації гармоніки $K \leq 0,5$ струму на частоті налаштування в.о., при припустимій $K_{Iv} = I_{Sv} / I_{Iv} \leq 0,05$ девіації частоти СГ.



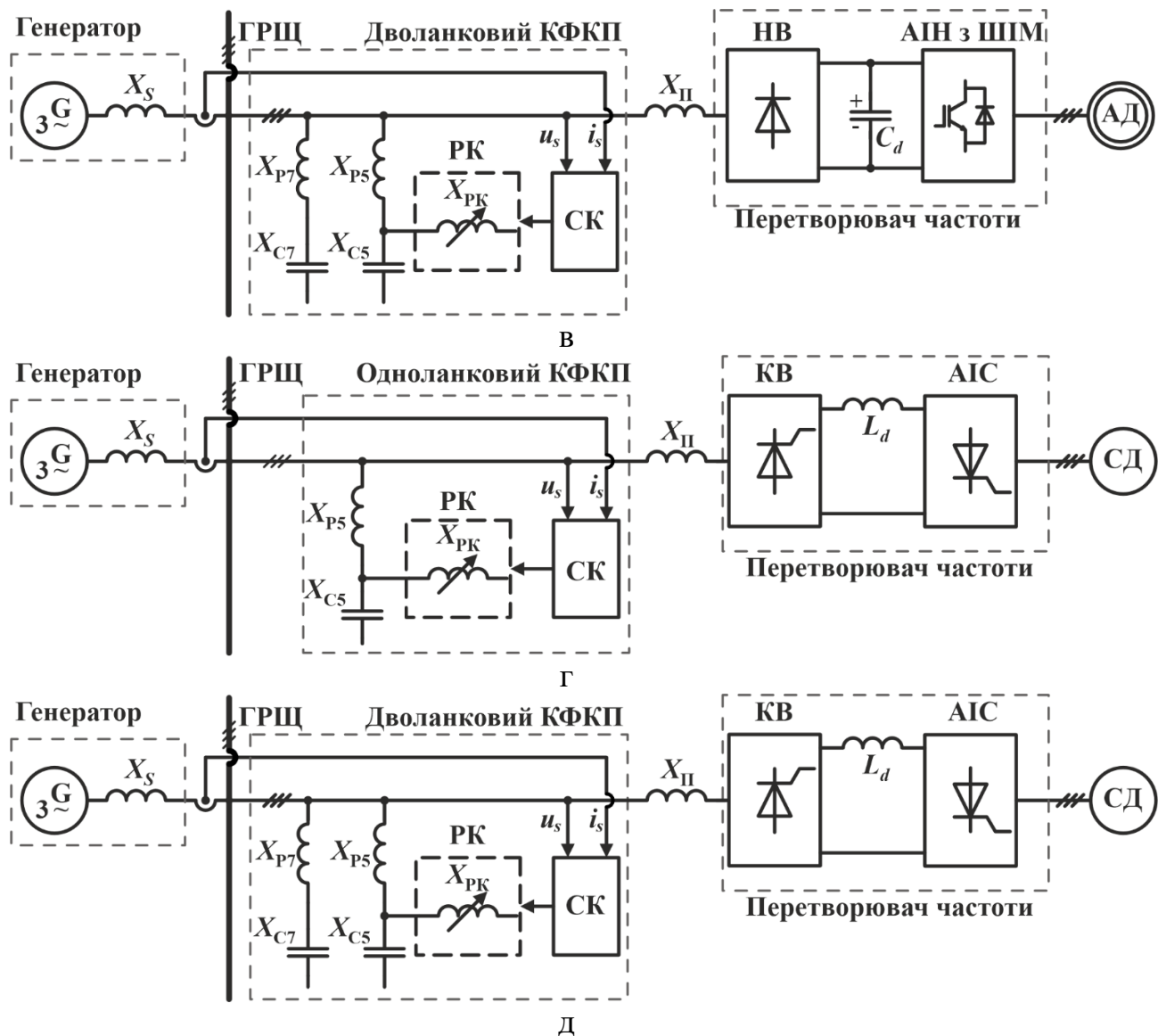


Рис.3. 4— Досліджувані схеми пропульсивних систем при різних конфігураціях та поєднаннях КФКП та ПЧ у складі НПК

Ємнісний опір (Ом) та ємність (Ф) РФ

$$X_{C\text{ РФ}} = X_{L\text{ РФ}} (m-1)^2 \cdot C_{\text{ РФ}} = 1 / (X_{C\text{ РФ}} 2\pi f) , \quad (3.10)$$

Реактивні потужності РФ і РК (ВАр)

$$Q_{\text{ РФ}} = (3U_{\text{ ФН СГ}}^2) / [X_{L\text{ РФ}} ((m-1)^2 - 1)] \cdot Q_{\text{ РК}} = Q_{\text{ РФ}} , \quad (3.11)$$

Індуктивний, активний опори (Ом) та індуктивність (Гн) РК

$$X_{L\text{ РК}} = (3U_{\text{ ФН СГ}}^2) / Q_{\text{ РК}} \cdot L_{\text{ РК}} = X_{L\text{ РФ}} / (2\pi f) , R_{\text{ РК}} = 0,1X_{L\text{ РК}} , \quad (3.12)$$

Для варіантів ПЧ з вхідним ТП) рис. 3.4, г, д (розрахунок силових РФ і РК КФКП базується на врахуванні реактивної потужності перетворювача.

$$Q_{ПЧ} = I_{д ПЧ} \sqrt{U_{д0 ПЧ}^2 - U_{д ПЧ}^2}, \quad (6.13)$$

де $U_{д0 ПЧ} \approx 1,35 U_{ЛН СГ}$ максимальна вихідна напруга ТП.

Для нормальної роботи КФКП з урахуванням пікових навантажень ТП ПЧ, РФ і РК розраховуються з запасом 10%.

$$Q_{РФ} = Q_{РК} = 1,1 Q_{ПЧ}. \quad (3.14)$$

Індуктивний, активний опори (Ом) та індуктивність (Гн) РФ

$$X_{L РФ} = (3U_{ФН СГ}^2) / [Q_{РФ}((m-1)^2 - 1)], R_{РФ} = 0,1 X_{L РФ}, \quad (3.15)$$

$$L_{РФ} = X_{L РФ} / (2\pi f).$$

Ємнісний опір (Ом) і ємність (Ф) РФ

$$X_{C РФ} = X_{L РФ} (m-1)^2 \cdot C_{РФ} = 1 / (X_{C РФ} 2\pi f), \quad (3.16)$$

Індуктивний, активний опори (Ом) та індуктивність (Гн) РК

$$X_{L РК} = (3U_{ФН СГ}^2) / Q_{РК} \cdot L_{РК} = X_{L РФ} / (2\pi f), R_{РК} = 0,1 X_{L РК}, \quad (3.17)$$

Щоб результати моделювання були зіставними (зрівнюваними) параметри моделі кожної системи визначено, виходячи з умови однакового співвідношення активної потужності СГ і перетворювача частоти $P_{СГ} = 1000$: кВт $P_{СГ} = 600$;кВт.

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 6-пульсним ТП та одноланковим КФКП, $A I_{дНОМ} = 1400$, Ом $X_{Л} = 0,01$, Ом $X_{С} = 0,02$, $B U_{\phi} = 220$: Гц $f_k = 19800$, Ом $X_{LK} = 0,218$, Ом $X_{L0} = 9,07 \cdot 10^{-3}$, Ом $X_{C0} = 0,227$

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 6-пульсним ТП 6-п ТП та дволанковим КФКП, $A I_{дНОМ} = 1400$, Ом $X_{Л} = 0,01$, Ом $X_{С} = 0,02$, $B U_{\phi} = 220$: $f_k = 19800$, Ом $X_{LK} = 0,216$, Ом $X_{L7} = 0,013$, Ом $X_{L5} = 0,013$, Ом $X_{C7} = 0,664$, Ом $X_{C5} = 0,339$ Гц

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 12-пульсним ТП та одноланковим КФКП, $A I_{дНОМ} = 1400$, Ом $X_{Л} = 0,01$, Ом $X_{С} = 0,02$, $B U_{\phi} = 220$: Гц $f_k = 19800$, Ом $X_{LK} = 0,206$, Ом $X_{L0} = 1,717 \cdot 10^{-3}$, Ом $X_{C0} = 0,207$

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						85
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 12-пульсним ТП та дволанковим КФКП, $A I_{dHOM} = 1400$, $\text{Ом } X_{II} = 0,009$, $\text{Ом } X_S = 0,02$, $BU_\phi = 220$: $X_{C11} = 0,356 \text{ Ом}$, $\text{Ом } X_{LK} = 0,206$, $\text{Ом } X_{L13} = 2,943 \cdot 10^{-3}$, $\text{Ом } X_{L11} = 2,943 \cdot 10^{-3}$, $\text{Ом } X_{C13} = 0,497$, $f_k = 19800 \text{ Гц}$.

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 6-пульсним НВ та одноланковим КФКП, $\kappa Bm P_{HOM} = 600$, $\text{Ом } X_{II} = 0,009$, $\text{Ом } X_S = 0,02$, $BU_\phi = 220$: $X_{C0} = 0,27 \text{ Ом.Гц}$, $f_k = 19800$, $\text{Ом } X_{LK} = 0,259$, $\text{Ом } X_{L0} = 0,01$,

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 6-пульсним НВ та дволанковим КФКП, $\kappa Bm P_{HOM} = 600$, $\text{Ом } X_{II} = 0,009$, $\text{Ом } X_S = 0,02$, $BU_\phi = 220$: $X_{C5} = 0,27 \text{ Ом.Гц}$, $f_k = 19800$, $\text{Ом } X_{LK} = 0,168$, $\text{Ом } X_{L7} = 0,01$, $\text{Ом } X_{L5} = 0,01$, $\text{Ом } X_{C7} = 0,49$,

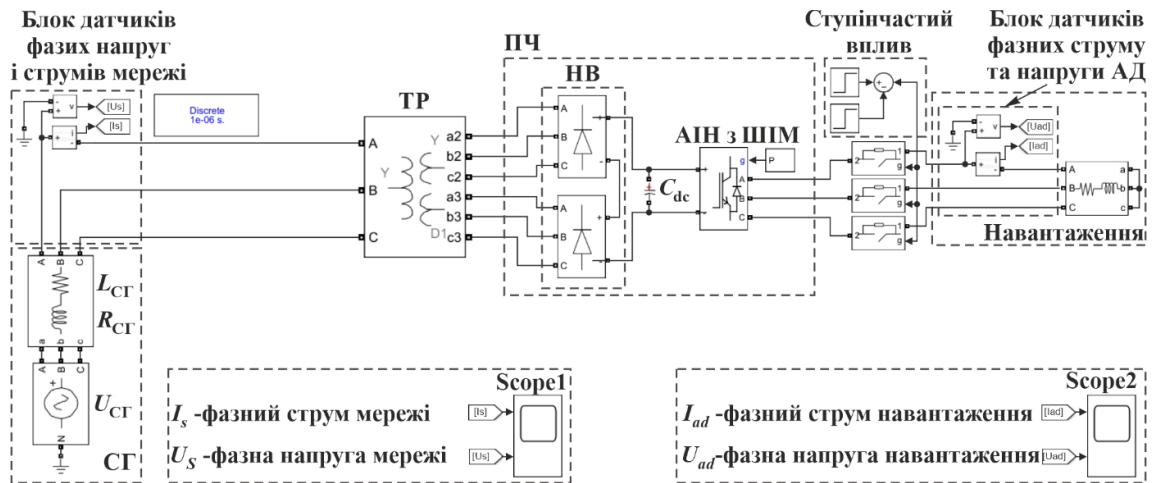
Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 12-пульсним НВ та одноланковим КФКП, $\kappa Bm P_{HOM} = 600$, $\text{Ом } X_{II} = 0,009$, $\text{Ом } X_S = 0,02$, $BU_\phi = 220$: $X_{C0} = 1,31 \text{ Ом.Гц}$, $f_k = 19800$, $\text{Ом } X_{LK} = 1,299$, $\text{Ом } X_{L0} = 0,01$,

Параметри MATLAB-моделі системи з вхідним 12-пульсним НВ та дволанковим КФКП, $\kappa Bm P_{HOM} = 600$, $\text{Ом } X_{II} = 0,009$, $\text{Ом } X_S = 0,02$, $BU_\phi = 220$: $X_{C11} = 1,31 \text{ Ом.Гц}$, $f_k = 19800$, $\text{Ом } X_{LK} = 0,75$, $\text{Ом } X_{L13} = 0,01$, $\text{Ом } X_{L11} = 0,01$, $\text{Ом } X_{C13} = 1,739$,

3.3. Модельне дослідження СЕЕС з НПК при використанні одно- та дволанкових КФКП в статичних і динамічних режимах з фіксованою частотою

Конфігурації деяких досліджуваних моделей показані на рис. 3.12, а, б, в. Для практичної оптимізації та налаштування ПІ-регулятора в складі САР кожної моделі системи з КФКП був використаний блок Check Step Response Characteristics. Завдяки наявності блока, що імітує ступінчасту зміну потужності навантаження модельному дослідженню підлягають не тільки статичні, але й динамічні режими системи.

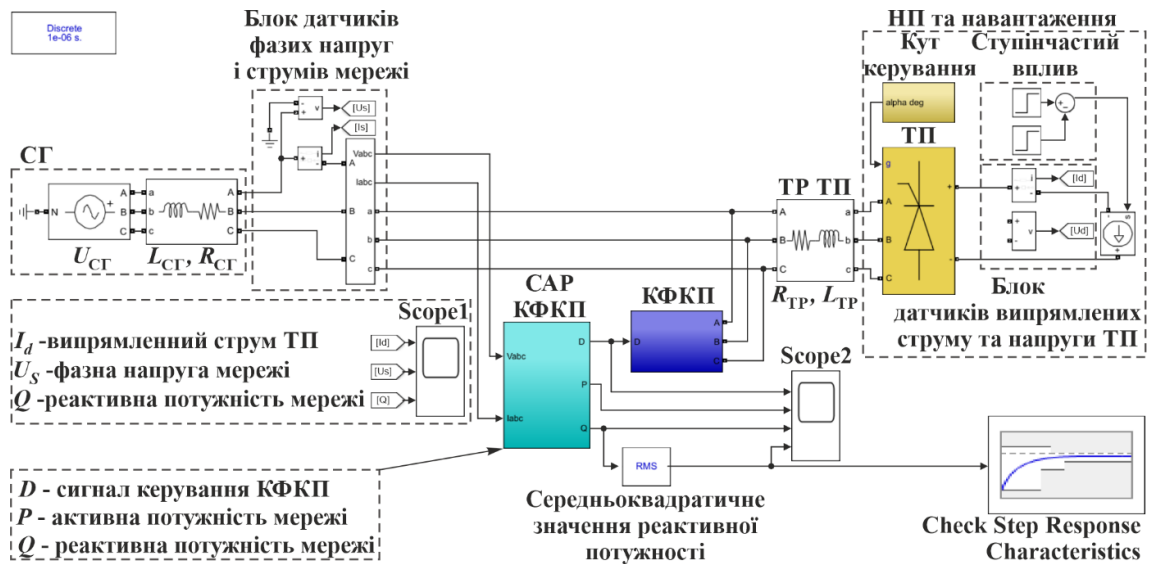
					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						86
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		



а



б



в

Рис. 3.5 MATLAB -моделі досліджуваних систем: а – з 12-пульсним вхідним НВ без КФКП ;б – 6-пульсним вхідним НВ та одноканальним КФКП; в – з 6-пульсним вхіднимТП та одноканальним КФКП

На рис. 3.6 представлені моделі окремо виділених КФКП одно- та дволанкової структури та САР КФКП .

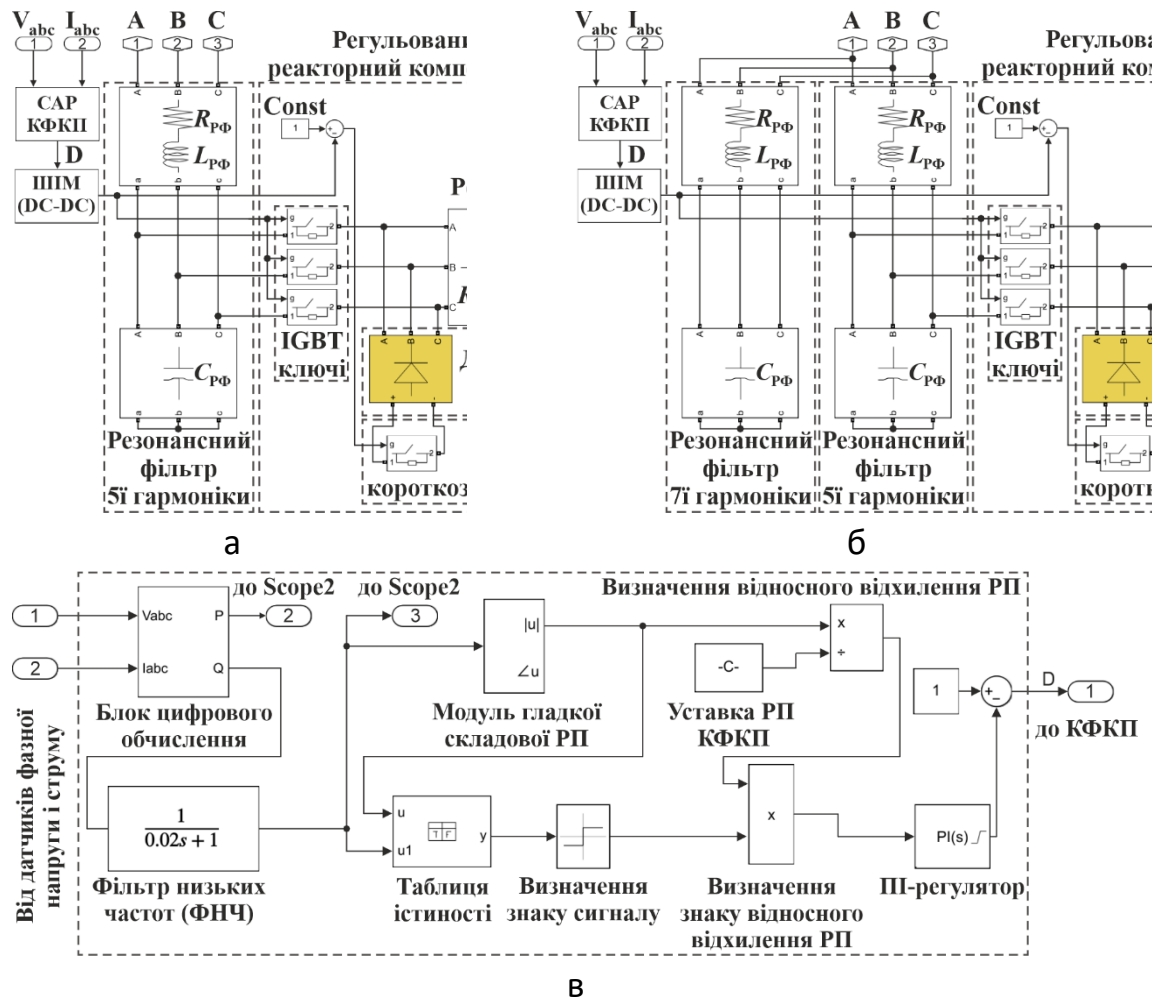
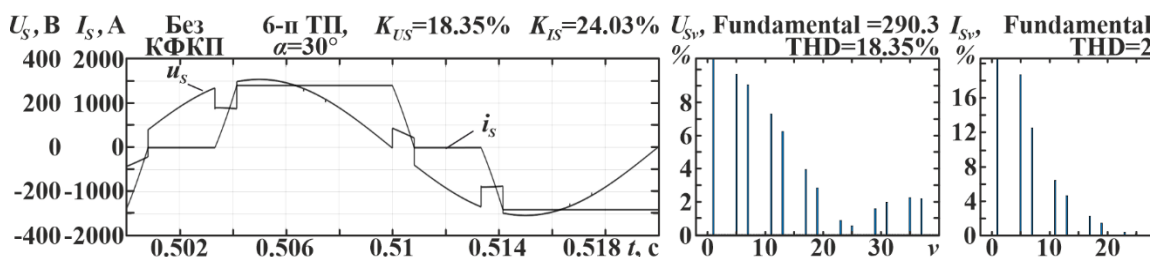


Рис. 3.6 MATLAB-моделі системних КФКП з регульованим РК :а – одноканальний, б – двоканальний, в – модель САР КФКП

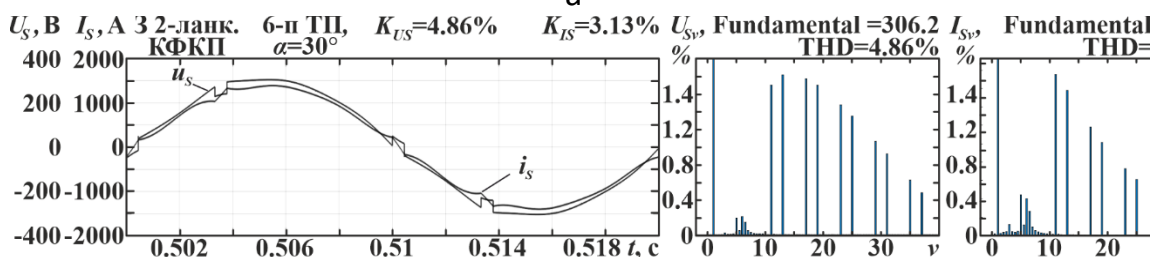
Статичні режими

На рис. 3.7 представлені часові діаграми та спектри напруги U_s і струму мережі I_s з відповідними інтегральними коефіцієнтами спотворення синусоїдальності K_U та K_I для систем з вхідним керованим тиристорним та некерованим діодним випрямлячами, а також з одно- та дволанковими КФКП: а – з вхідним 6-пульсним ТП з кутом керування 30° без КФКП; б – з вхідним

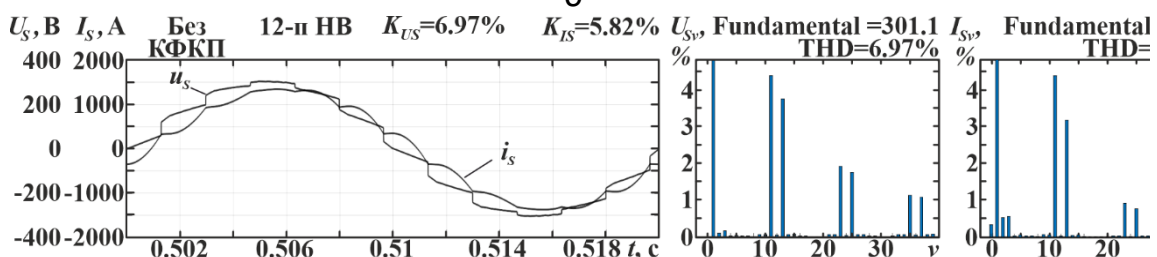
б-пульсним ТП з кутом керування 30° з дволанковим КФКП; в – з вхідним 12-пульсним НВ без КФКП; г – з вхідним 6-пульсним НВ без КФКП; д – з вхідним 6-пульсним НВ з одноланковим КФКП; е – з вхідним 6-пульсним НВ з дволанковим КФКП.



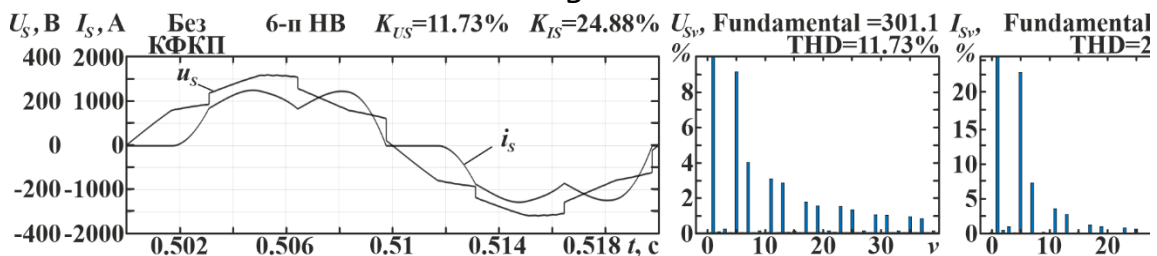
а



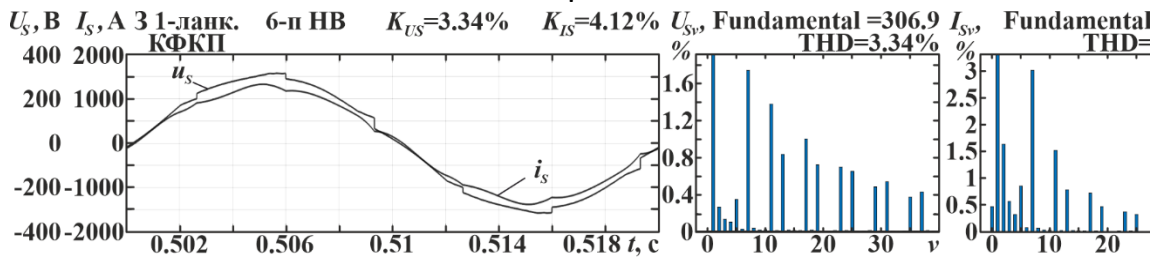
б



в



г



д

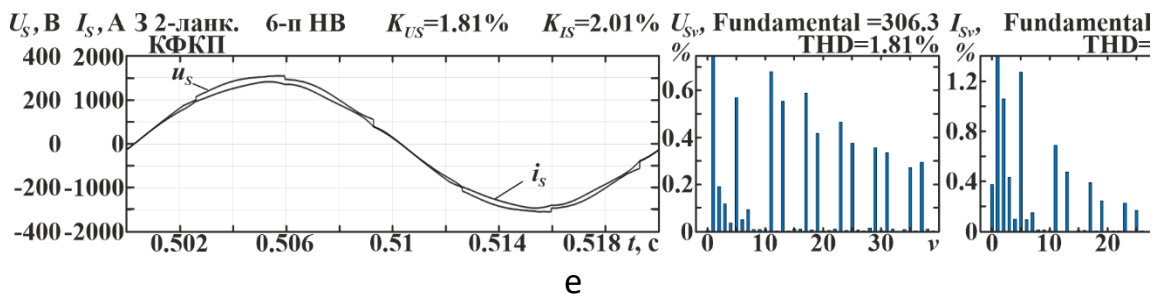


Рис. 3.7 Часові діаграми, спектри та інтегральні коефіцієнти гармонічних спотворень напруги і струму мережі з НВ і ТП при відсутності і наявності КФКП

Наведені результати експерименту в MATLAB Simulink свідчать про повну компенсацію реактивної потужності в СЕЕС як з одно-, так і з дволанковими КФКП незалежно від схеми ПЧ.

Спостерігається суттєве послаблення K_U та K_I при застосуванні навіть єдиного одноланкового КФКП: відповідно в 3,8 та в 7,8 рази у схемі з вхідним 6-пульсним вхідним тиристорним керованим випрямлячем, а також в 3,5 та в 6 разів у схемі з вхідним 6-пульсним некерованим випрямлячем.

В зазначених випадках K_U знижується до 4,86% та до 3.34% відповідно, що цілком відповідає вимогам морських стандартів. В той же час застосування 12-пульсного НВ без КФКП знижує K_U лише до 7%.

Встановлено, що заміна дорогої 12-пульсної двомостової схеми НВ з триобмотковим трансформатором без КФКП) рис. 3.8, в (на 6-пульсний одномостовий НВ у поєднанні з дволанковим КФКП, налаштованим на 5-ту та на 7-му гармоніки, дозволяє послабити K_U від 11,73% до 1,81%. Цю корисну властивість двоканального КФКП зафіксовано вперше.

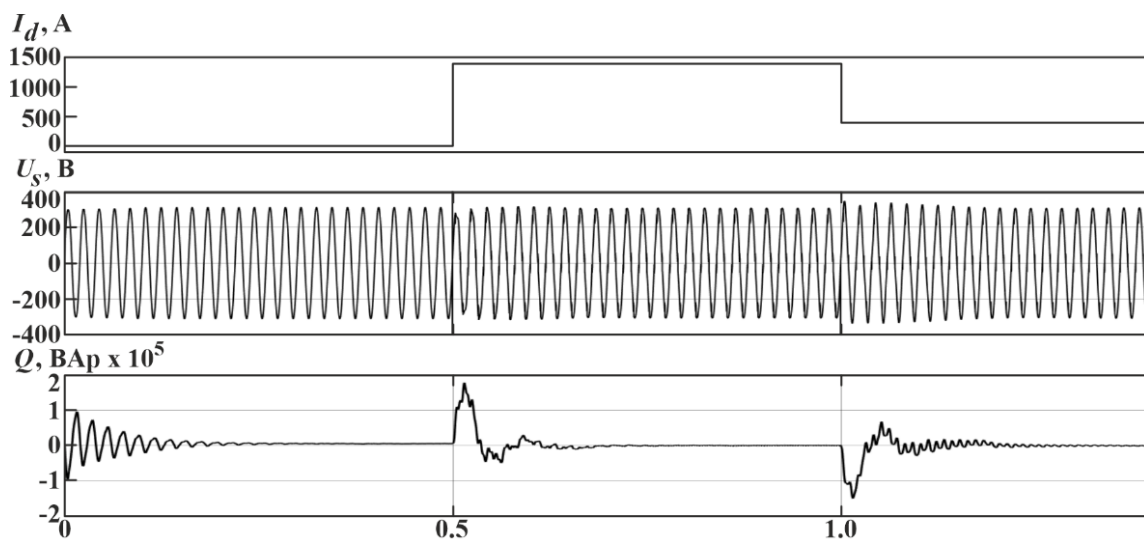
Динамічні режими

На рис 3.8 представлені перехідні процеси в СЕЕС в схемах з вхідним 6-пульсним тиристорним керованим випрямлячем та одноланковим КФКП, а також з вхідним 6-пульсним некерованим випрямлячем та дволанковим КФКП

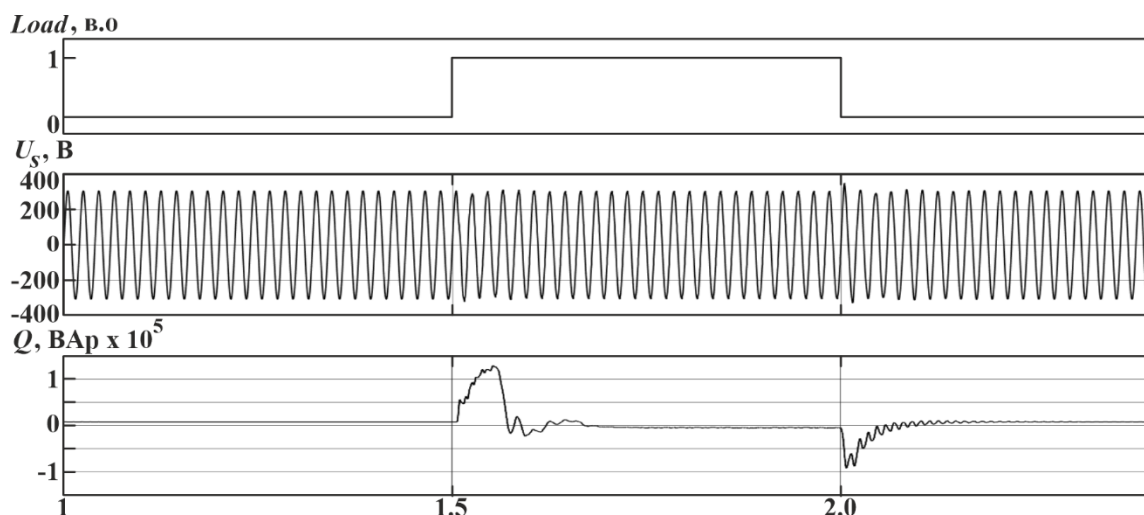
і оптимізованим ПІ-регулятором при накидах та скиданнях 100% навантаження .

З осцилограм випливає, що тривалість перехідного процесу не перевищує 0,12 с .

Результати свідчать про ще одну корисну властивість КФКП: виконуючи швидку компенсацію кидків реактивної потужності ,КФКП тим самим сприяє стабілізації напруги СГ і обмежує її перехідні відхилення до граничних значень $\pm 20\%$, тим самим «розвантажуючи» автоматичний регулятор напруги СГ.



а



б

Рис. 3.8 Перехідні процеси в СЕЕС :а – з вхідним 6-пульсним тиристорним керованим випрямлячем та одноланковим КФКП; б - з вхідним 6-пульсним некерованим випрямлячем та дволанковим КФКП і оптимізованим ПІ-регулятором при накидах та скиданнях 100% навантаження

3.4. Залежність ефективності КФКП від відхилень частоти

Ефективність КФКП визначається характером зміни інтегрального коефіцієнта гармонічних спотворень напруги мережі при відхиленнях частоти в системах з ПЧ та КФКП. Відповідні залежності K_U , одержані в результаті моделювання систем з вхідними керованими тиристорними та некерованими діодними випрямлячами представлені на рис. 3.9 і рис. 3.10.

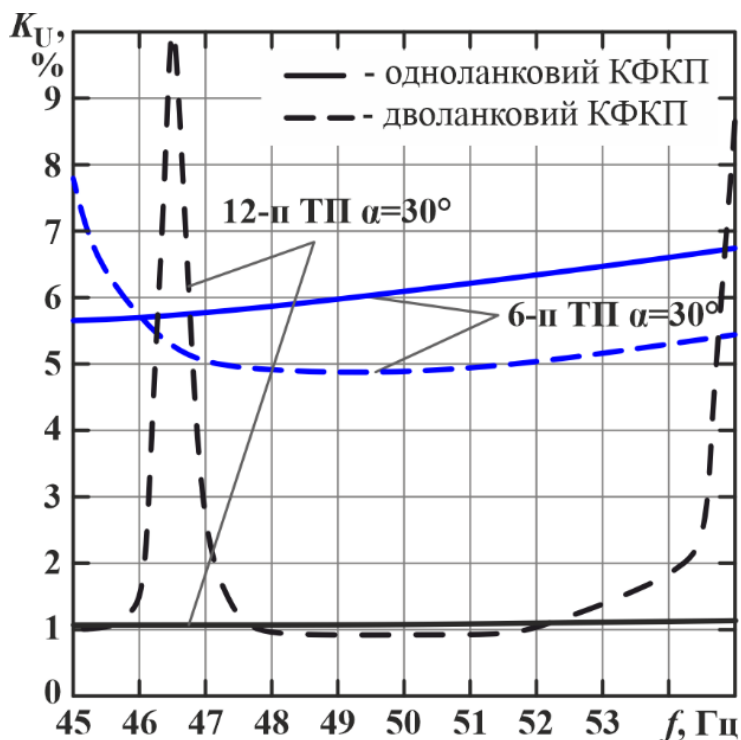


Рис.3.9 Частотні залежності K_U в системах з вхідними керованими тиристорними випрямлячами

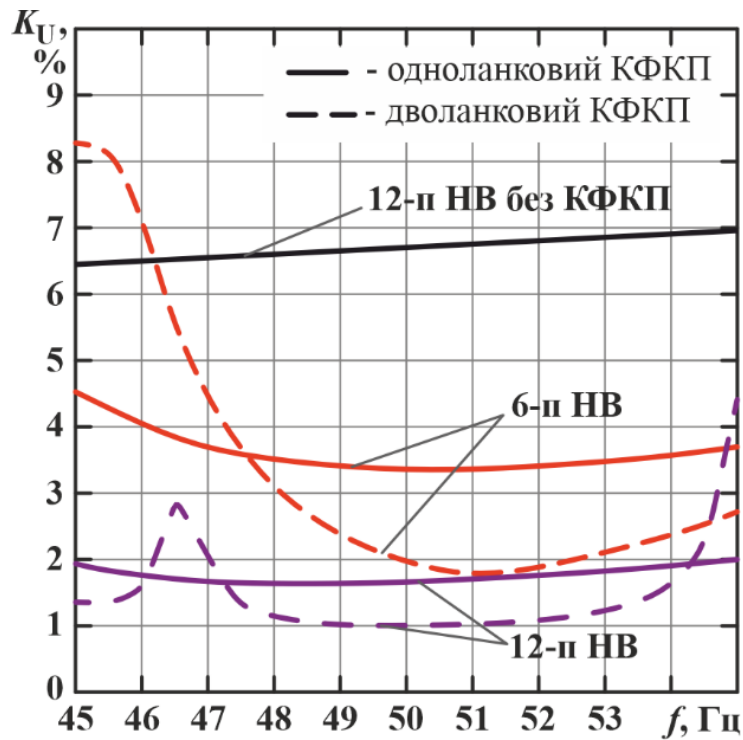


Рис. 3.10 Частотні залежності в системах з вхідними некерованими K_U діодними випрямлячами

Представлені результати дозволяють встановити наступні закономірності:

1. Значення K_U що відповідають фіксованій частоті 50 Гц повністю співпадають зі знайденими для відповідних режимів раніше і показаними на рис.3.7.
2. Частотні залежності K_U для систем з одноланковими КФКП мають майже монотонний характер з незначним збільшенням при зростанні частоти.
3. Для систем з дволанковими КФКП графіки зазначених залежностей мають явно виражену область увігнутості, околі фіксованої частоти 50 Гц, на краях якої (зліва і справа) спостерігаються різкі пікові зростання.
4. Зазначені зростання спостерігаються поза дозволеним діапазоном відхилень частоти (47,5 Гц – 52,5 Гц), отже при додержанні

морських стандартів ефективність КФКП практично не змінюється в дозволеному діапазоні відхилень частоти.

Зазначені залежності K_U від частоти добре узгоджуються з частотними характеристиками повного опору СЕЕС з КФКП, еквівалентна схема якої зображена на рис. 6.18 .

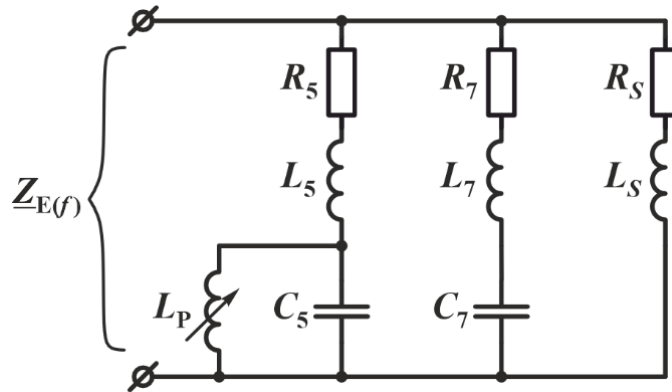


Рис3.11 Еквівалентна схема системи з дволанковим КФКП

Аналіз цієї схеми дозволив одержати аналітичні вирази повного еквівалентного опору системи від частоти ,(6.24 – 6.18) згідно з якими на рис. 6.19 – рис. 6.22 побудовані графіки частотних характеристик опору $Z_E(f)$

$$Z_E(f) = |\underline{Z}_E(f)|; \quad (6.18)$$

$$\underline{Z}_E(f) = (\underline{Y}_E(f))^{-1}; \quad (6.19)$$

$$\underline{Y}_E(f) = \underline{Y}_5(f) + \underline{Y}_7(f) + \underline{Y}_S(f); \quad (6.20)$$

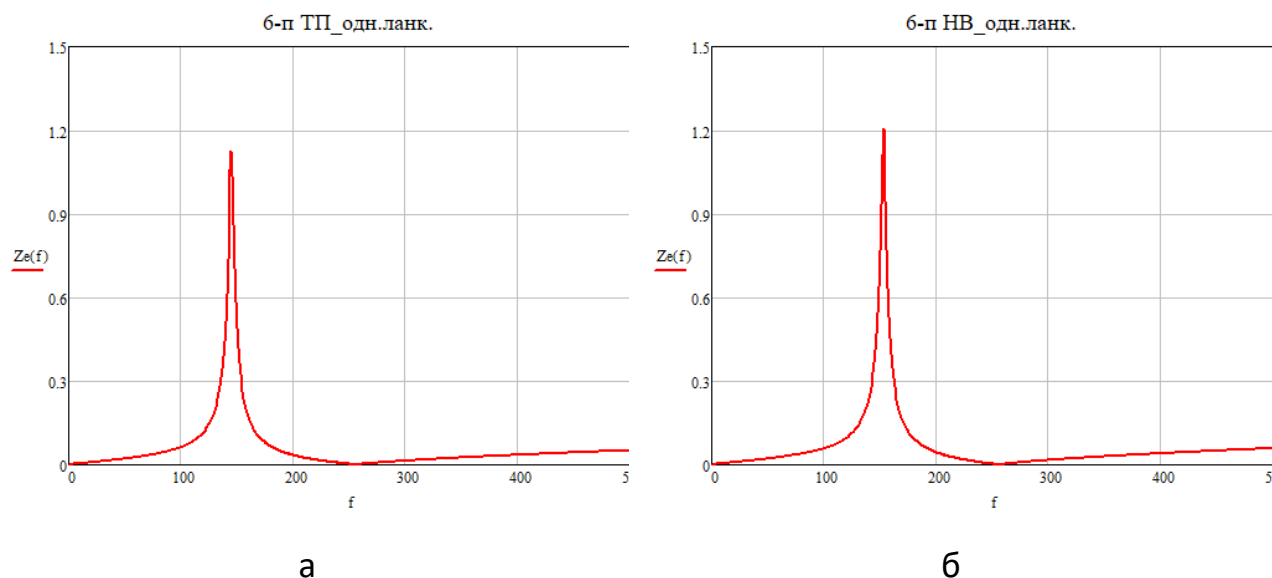
$$\underline{Y}_S(f) = (R_S + j2\pi fL_S)^{-1}; \quad (6.21)$$

$$\underline{Y}_7(f) = \underline{Z}_7(f)^{-1} \quad \underline{Z}_7(f) = R_7 + j(2\pi fL_7 - (2\pi fC_7)^{-1}); \quad (6.22)$$

$$\underline{Y}_5(f) = \underline{Z}_5(f)^{-1} \quad \underline{Z}_5(f) = R_5 + j2\pi fL_5 + \underline{Z}_K; \quad (6.23)$$

$$\underline{Z}_K(f) = \underline{Y}_K^{-1} \quad \underline{Y}_K(f) = (R_p + j2\pi fL_p)^{-1} + j2\pi fC_5; \quad (6.24)$$

В графіках $Z_E(f)$ наявні полюси – частоти, максимумів, на яких виникає резонансне посилення гармонік, що в свою чергу спричиняє різке пікове збільшення K_U



3.12 Частотні характеристики повного опору СЕЕС з одноланковим КФКП, налаштованим на 5-ту гармоніку для: а-б – пульсного ТП, б – 6-пульсного НВ

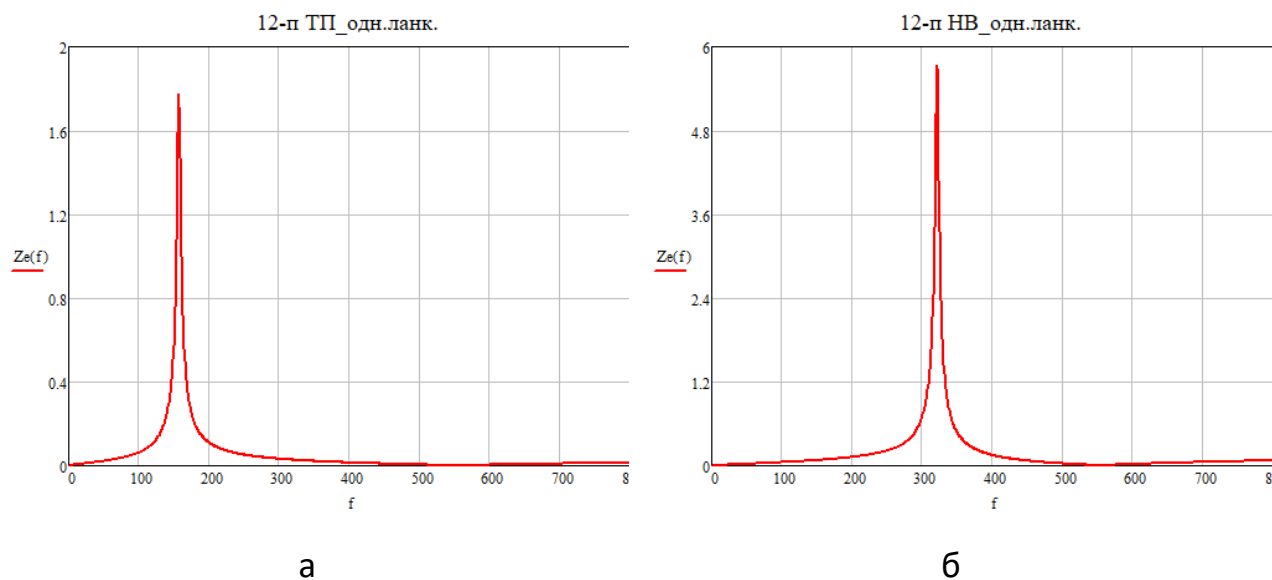
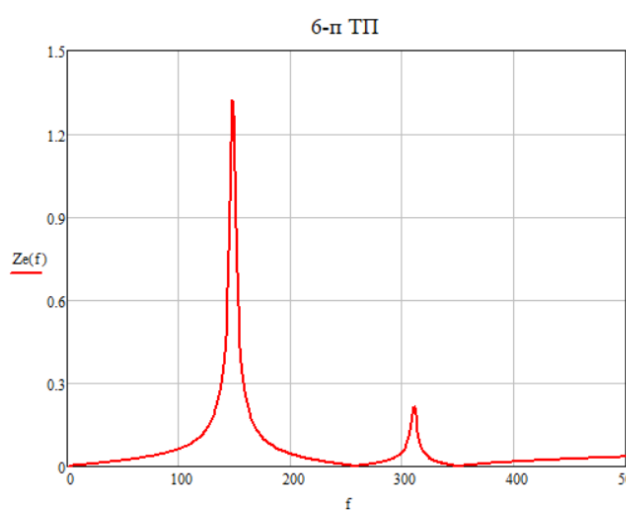
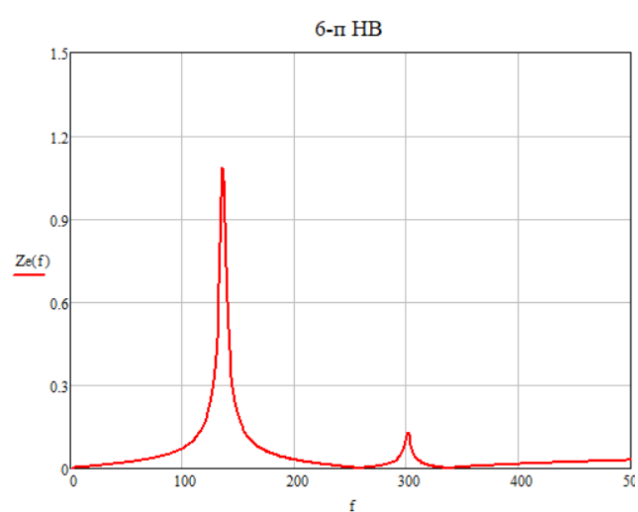


Рис3.13 Частотні характеристики повного опору СЕЕС з одноланковим КФКП, налаштованим на 11-ту гармоніку для: а – 12-пульсного ТП, б – 12-пульсного НВ

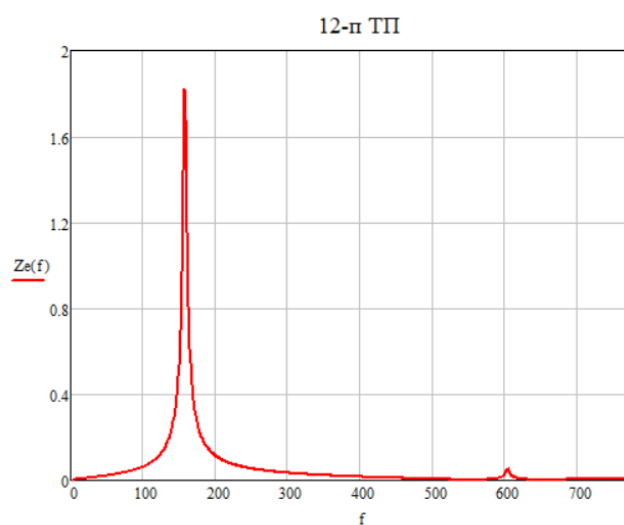


а

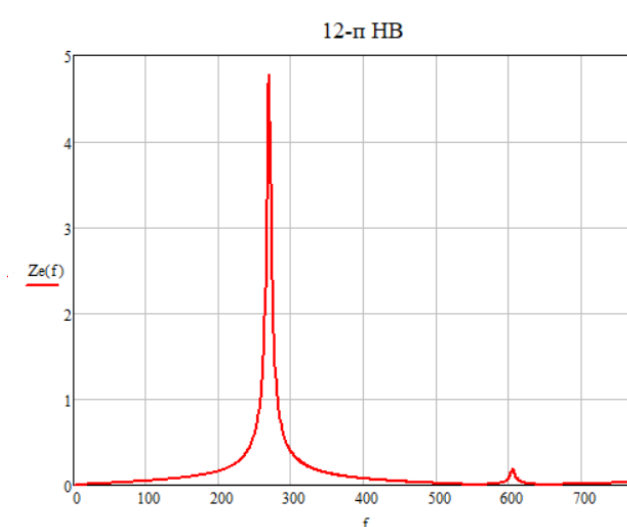


б

Рис. 3.14 Частотні характеристики повного опору СЕЕС з дволанковим КФКП, налаштованим на 5-ту та 7-му гармоніки для: а – 6-пульсного ТП, б – 6-пульсного НВ



а



б

Рис. 3.15 Частотні характеристики повного опору СЕЕС з дволанковим КФКП, налаштованими на 11-ту та 13-ту гармоніки для: а – 12-пульсного ТП, б – 12-пульсного НВ

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		96

Характер графіків характеристик пояснюється тим, що внаслідок $K_U(f)$ відхилень основної частоти відбуваються відхилення частот вищих гармонік, генерованих вхідними випрямлячами ПЧ. Ширина діапазону відхилення частоти кожної гармоніки пропорційна її порядку, виникають резонанси струмів на частотах полюсів характеристики $Z(f)$ з резонансним підвищенням відповідних гармонік, отже і інтегрального коефіцієнта K_U .

Таким чином, при відхиленнях частоти мережі спостерігаються відповідні зміни частотного діапазону кожної гармоніки, генерованої в мережу вхідним випрямлячем ПЧ; граничні частоти цього діапазону дорівнюють добутку найменшого та найбільшого значення частоти мережі на порядок гармоніки. Якщо в цей діапазон потрапляють частоти полюсів характеристик опору системи з КФКП, то відбувається резонансне підвищення відповідних гармонік, а отже і інтегрального коефіцієнта спотворення K_U .

Виявлена і описана закономірність спостерігається в СЕЕС з дволанковими КФКП, що наочно ілюструється залежностями $K_U(f)$ на рис. 3.14 і 3.15

Висновки до розділу 3

1. Стратегічна лінія провідних світових виробників і науковців у галузі удосконалення засобів забезпечення ЯЕ в СЕЕС з НПК, які відповідають морським вимогам, полягає в прийнятті комплексних рішень, що поєднують використання традиційних багатопульсних діодних вхідних випрямлячів ПЧ та інноваційних фільтрокомпенсуючих пристроїв, які мають бути загальносистемними, керованими, такими, що ефективно повністю компенсують реактивну потужність та зменшують рівень спотворень напруги і струму мережі в діапазоні 50 Гц – 2,5 кГц, а також не створюють додаткових високочастотних спотворень у діапазоні 2.5 – 10 кГц та зберігають ефективність при відхиленнях частоти суднової мережі $\pm 5\%$.

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						97
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

2. В запропонованому принципі побудови КФКП до його складу входить силовий резонансний фільтр гармоніки найнижчого порядку, створеної вхідним випрямлячем ПЧ, що використовується і як широкополосний фільтр нижніх частот для захисту мережі від ВЧ перешкод, які генеруються РК з ШПР.

3. Комплекси «одномостовий випрямляч – дволанковий КФКП», що усуває 5-ту та 7-му гармоніки та «двомостовий випрямляч – дволанковий КФКП», що усуває 11-ту та 13-ту гармоніки по відношенню до суднової мережі діють подібно 12-пульсному або 18-пульсному перетворювачам відповідно без застосування додаткових фазозсувних трансформаторів та випрямних мостів.

4. У дволанковому КФКП є тільки одна ланка з ШПР РК, яка здійснює керовану компенсацію РП з усуненням гармоніки найнижчого порядку і містить РК з ШПР. Друга резонансна ланка, що є джерелом постійної РП, усуває зі спектру напруги і струму мережі гармоніку наступного порядку, а також, разом з першою ланкою, сприяє послабленню гармонік більш високих порядків. Таким чином, розрахунок дволанкового КФКП передбачає виконання умови балансу реактивної потужності в системі, що окрім нього містить ще й ПЧ з вхідним випрямлячем.

відповідно, що цілком відповідає вимогам морських стандартів. В той же час застосування 12-пульсного НВ без КФКП від знижує K_U лише до 7%.

5. Встановлено, що заміна дорогої 12-пульсної двомостової схеми НВ з триобмотковим трансформатором без КФКП 6-пульсним одномостовим НВ у поєднанні з дволанковим КФКП, налаштованим на 5-ту та на 7-му гармоніки, дозволяє послабити K_U від 11,73% до 1,81%.

6. Частотні залежності K_U для систем з одноланковими КФКП мають майже монотонний характер з незначним збільшенням K_U при зростанні частоти. Для систем з дволанковими КФКП графіки зазначених залежностей мають явно виражену область увігнутості, околі фіксованої частоти 50 Гц, на краях якої (зліва і справа) спостерігаються різкі пікові зростання. Зазначені

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						98
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

зростання спостерігаються поза дозволеним діапазоном відхилень частоти (47,5 Гц – 52,5 Гц), отже при додержанні морських стандартів ефективність КФКП практично не змінюється в дозволеному діапазоні відхилень частоти.

7. Практичний висновок: з одного боку, застосування дволанкових КФКП замість одноланкових забезпечує значно більш ефективне послаблення K_U , з іншого боку, при відхиленнях частоти мережі необхідна додаткова перевірка на відсутність резонансного підвищення K_U . З графіків $K_U(f)$ на рис. 6.16 і 6.17 випливає, що зазначена вимога виконується за умови $\Delta f = \pm 5\%$, що відповідає нормам сталих відхилень частоти, передбачених морськими стандартами. В перехідних режимах, коли $\Delta f = \pm 10\%$, безумовно завжди можуть бути застосовані одноланкові КФКП.

					171.6321.КР.ПЗ.РЗ	Арк.
						99
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.Р4			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Карась С.В.			Електромагнітна сумісність в СЕЕС з ШІМ ЧРПЕП	Літ.	Арк.	Аркушів
Консультант		Тубальцев А. М.					100	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 4. ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ В СЕЕС З ШІМ ЧРПЕП

4.1. Високочастотні гармоніки

Прийнятний рівень якості електроенергії є абсолютно необхідним для функціональності, експлуатаційної цілісності та безпеки кожного морського судна, модуля плавучої установки та установки, незалежно від класу. Будь-яка відмова або несправність обладнання, включаючи електричну рушійну установку або навігаційні системи, може призвести до аварії в морі або поблизу берега з катастрофічними наслідками.

Високочастотні гармоніки – всупереч більшості міжнародних стандартів та можливостям стандартних аналізаторів якості електроенергії, гармоніки напруги та струму не припиняються на 50-му порядку (2,5 кГц при частоті мережі 50 Гц). Хоча ці гармоніки вищого порядку зазвичай залишаються неврахованими, їхні наслідки – ні!

Наразі готується новий удосконалений міжнародний стандарт на «супергармоніки» (від 2,5 кГц до 150 кГц), який буде впроваджено в морській галузі. В ньому буде враховано результуючий вплив на випромінювання та стійкість обладнання та питання правозастосування.

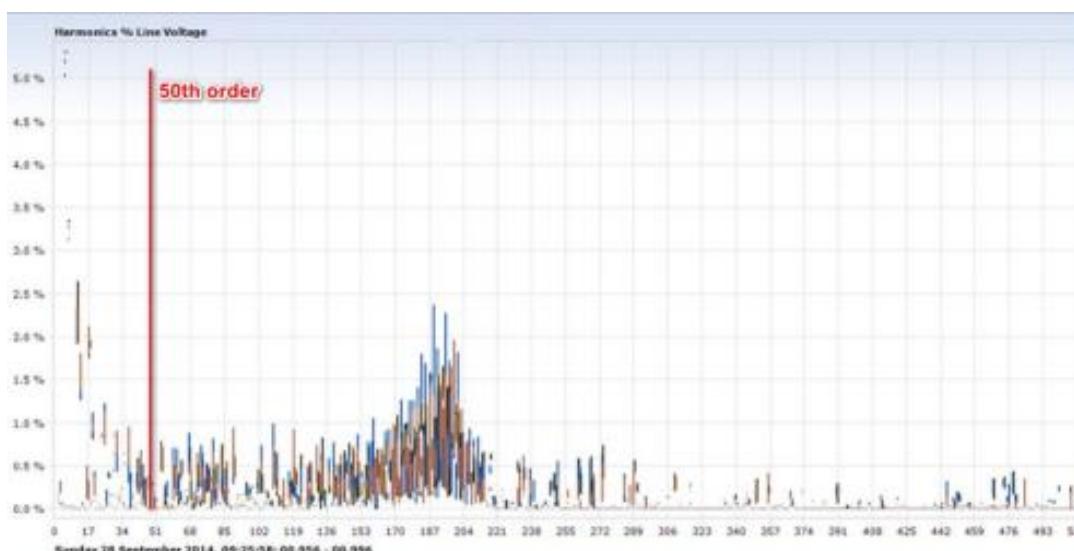


Рисунок 4.1: Спектр повного гармонічного спотворення напруги (U_{thd}) від частотно-регульованого приводу (ЧРП) потужністю 560 кВт

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		101

Uthd 26,3% (ліміт 5%) було зафіксовано на 600 В, 19,3% Uthd з яких було >21-го порядку ($> 1,26$ кГц) через кілька 24-імпульсних частотно-регульованих приводів (ЧРП) на 11 кВ. Спектральні дані були досліджені РТВ, Німеччина, (РТВ, Germany) щоб визначити вплив на вибухобезпечні двигуни EExd з фіксованою швидкістю на борту. Для двигунів, «критичних до статора», додаткове підвищення температури на 24 градуси Цельсія було оцінено на основі гармонік напруги >21-го порядку. Для машин з «критичною характеристикою ротора» на подібних джерелах живлення, зокрема, за концепціями захисту EExe, EExd та ExN, гарячі ротори, що знаходяться значно вище температурного класу, та пов'язаний з ними вплив можуть становити ризик для безпеки. РТВ не змогла змодельовати або розрахувати додатковий вплив нагрівання на машини з критичною характеристикою ротора. Вибухозахищені двигуни з фіксованою швидкістю – Стандартні вибухозахищені двигуни змінного струму всіх концепцій захисту розроблені та сертифіковані на основі чистого синусоїдального живлення. Вони втрачають цю сертифікацію, якщо $U_{thd} > 0\%$ – «вони більше не працюють в умовах, передбачених під час сертифікації». Стандарт ІЕС 60034-1 (електричні машини) містить вимоги щодо «коефіцієнта гармонійної напруги»

(HVF). Однак ІЕС-60079-1 (обладнання для вибухонебезпечних зон) наразі не має жодних вимог до HVF щодо температурних випробувань або сертифікації вибухозахищених двигунів з фіксованою швидкістю. Це не обов'язково означає, що вони небезпечні, хоча за певних умов вони можуть бути (наприклад, високочастотні гармоніки в подачі живлення), але просто хтось інший, а не сертифікуючий орган, повинен нести відповідальність за їхню безпеку.

Багато суден, включаючи круїзні лайнери, використовують електричні рушійні установки, або з прямим приводом, або з азимутальним приводом,

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						102
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

включаючи синхронні приводи, зазвичай з використанням фазозсувних трансформаторів для зменшення результуючого гармонійного спотворення напруги (U_{thd}). Більшість морських класифікаційних товариств обмежують загальне U_{thd} , зазвичай максимум до 8%.

В останні роки до складу як головних рушійних приводів, а також приводів для загального застосування входять перетворювачі частоти з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Хоча вони не мають проблем із затримкою струму та реактивною потужністю, у них є інші проблеми, що викликають занепокоєння. У ПЧ з активним переднім фронтом (AFE) звичайні 6-пульсні випрямлячі попереднього заряду на діодах/SCR замінюються активними випрямлячами на IGBT. Всупереч тому, що можуть стверджувати деякі постачальники, AFE все ще мають значні проблеми, які необхідно подолати.

Підвищені електромагнітні перешкоди (включаючи синфазну напругу/струм), неконтрольоване введення реактивної потужності при нульовому, малому та переривчастому навантаженні, якщо працює кілька приводів AFE, що призводить до нестабільного коефіцієнта потужності зміщення, струмів гармонік вище 50-ї, низької продуктивності та найнижчої загальної ефективності всіх типів частотно-регульованих перетворювачів/варіантів зменшення впливу – все це проблеми, які рідко вимірюються або розглядаються згідно з правилами.

Незалежно від того, чи є вхідний випрямляч ШІМ перетворювача 6-пульсним діодним або AFE, струм, що подається на двигун, є синтезованою синусоїдою. Вихідна напруга є модульованою прямокутною хвилею (рис. 2.2). Це є джерелом більшості проблем, пов'язаних з використанням ШІМ перетворювача.

					171.6321.KP.ПЗ.Р4	Арк.
						103
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

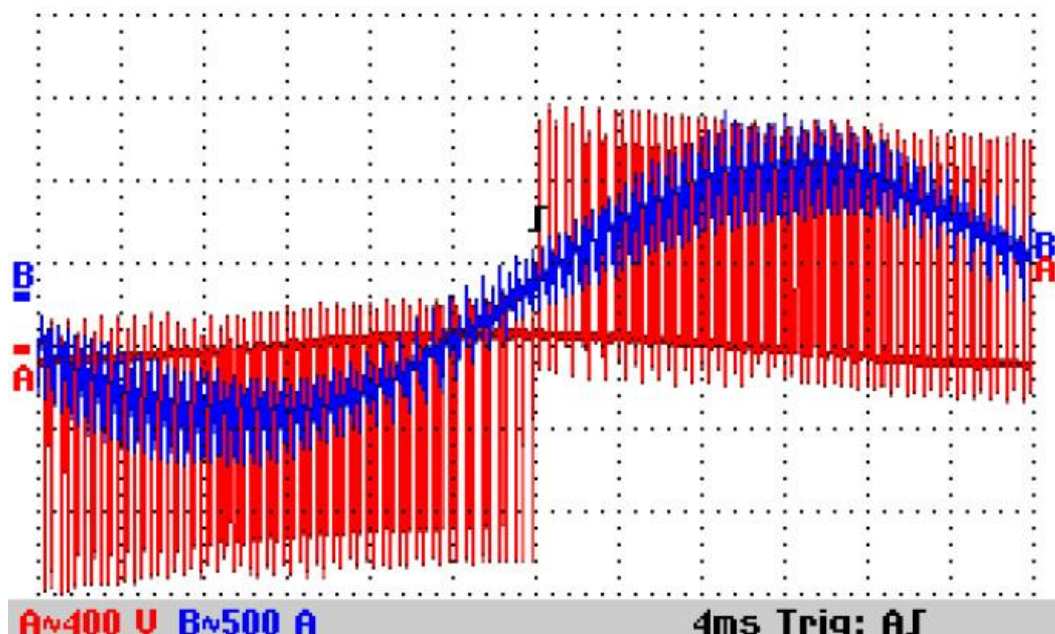


Рисунок 4.2. Вхідна напруга двигуна являє собою модульовану (тобто зрізану) прямокутну хвилю.

Гармонічне спотворення напруги (U_{thd}) через ШІМ-частотні перетворювачі може вимагати встановлення засобів зменшення, як і для будь-якого електроприводу, але існують три окремі, але взаємопов'язані проблеми, які продовжують впливати на ЧРП:

1) Надмірне du/dt (швидкість наростання напруги), яке може пошкодити ізоляцію двигуна, особливо під час модернізації та енергозберігаючих застосувань. Нещодавно на різних круїзних та інших суднах траплялися випадки перегорання кількох двигунів.

2) Стоячі хвилі (резонанс кабелю) через велику довжину кабелю (>30-50 м). Однак синусоїдні вихідні фільтри, якщо їх встановити, можуть запобігти цьому явищу.

3) Однак найскладнішим аспектом ЧРП, про який рідко згадують постачальники, є «синфазна напруга» через ШІМ перемикання вихідної напруги.

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						104
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

4.2. Синфазні режими

Синфазна напруга виникає між кожною фазою та землею. Якщо комбінація частотно-регульованого приводу та двигуна не встановлена у суворій відповідності до рекомендацій щодо електромагнітної сумісності (ЕМС), частота комутації (1–10 кГц) накладається на напругу між фазою та землею. Це може вплинути на кожен елемент обладнання, підключеного до землі (тобто корпусу). Синфазна напруга (CMV) є причиною , постійних відмов ШІМ-рушійних приводів (через їхню власну CMV), а також негативно впливали навігаційні, контрольні, кранові системи та системи пожежогасіння та виявлення газу.

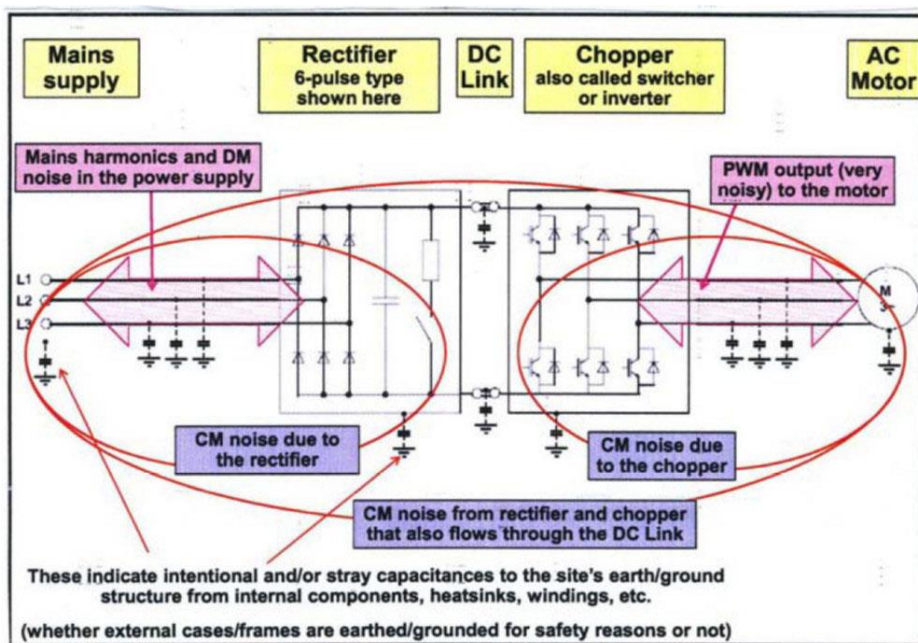


Рисунок 4. 3. – Кілька шляхів для синфазної напруги (CMV) у частотно-регульованих приводах.

«Синфазна напруга» сама по собі не є проблемою. Однак, щойно в системі виникає будь-яка ємність до землі, починають протікати зворотні шумові струми до землі I_{CM}, як показано на рисунку 4.3. Прикладами такої ємності є i) блукаюча ємність у кабелях, ii) ємність від шасі двигуна до обмотки та iii) ємність від кола живлення до шасі. Зауважте, що синфазні струми в ii) часто можуть знаходити свої зворотні шляхи через підшипники двигуна.

СМV може бути дуже руйнівним та шкідливим, але офіційно не визнано морськими органами. Більші «багаторівневі» частотно-регульовані приводи, ймовірно, не мають проблем із СМV. Поточні проблеми з шістьма есмінцями типу 45, «першими у світі електричними військовими кораблями», кожен з яких має 40 МВт багаторівневих головних рушійних установок з ШІМ-частотною модуляцією (ЧМП), що мають до чотирьох разів більшу за ліміт U_{thd} за стандартом НАТО (5%), а також циркулюючу навколо корпусів змінну напругу (КМП) у кВ, свідчать про протилежне.

СМV має супутній синфазний струм. Він поширюється на землю від ЧМП через підшипники двигуна, поступово руйнуючи їх через мікродуги струму на частоті перемикання ЧМП. Підшипники двигуна з фіксованою швидкістю в середовищі, багатому на КМП, викликають серйозне занепокоєння. Відомо про кілька суден одного класу, де підшипники двигуна EExd (вогнестійкі) служать < 3-4 місяців через КМП від багаторівневих головних рушійних установок з широтно-імпульсною модуляцією потужністю >40 МВт. Високочастотні мікродуги струму та пошкодження підшипників, що виникають у Зоні 1, викликають подвійне занепокоєння.

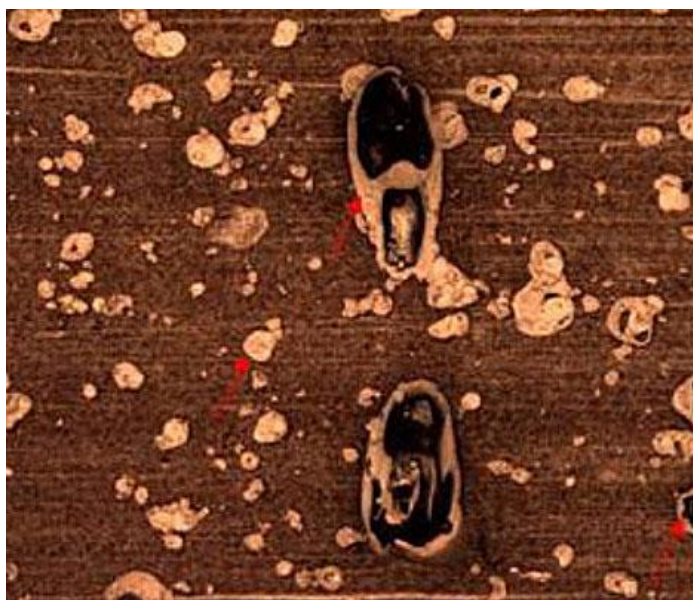


Рисунок 4.4. – Високочастотні мікродуги струму можуть призвести до пошкодження підшипника

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		106

Отже, виникає необхідність послаблення синфазної напруги, оскільки негативна дія високочастотних гармонік виникає саме через синфазну складову

4.3. Результати експериментальних досліджень високочастотних ділянок спектрів напруги і струму в системах з ШІМ ПЧ

Експериментальний стенд (рис. 4.5) складається з трансформатора, що заміщує генератор: 15 кВА, 220/20÷400 В; $\cos\varphi=0.8$; перетворювача частоти Schneider ATV312 0,75 кВт; 380...500 В; асинхронного двигуна 1,68 кВт; 380 В; 3,15 А; 2850 об/хв та навантажувального генератора постійного струму. Дослідження проводилося при потужності навантаження 0,5 кВт.

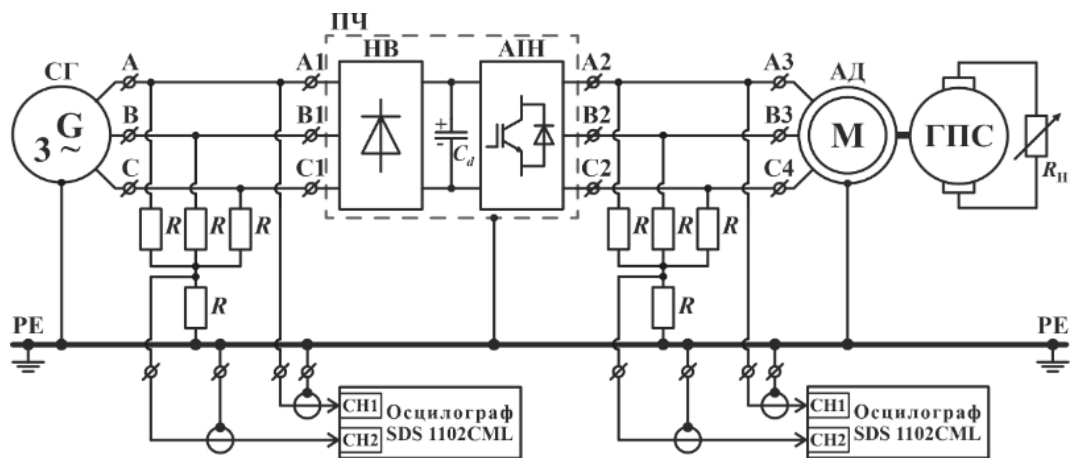


Рисунок 4.5 – Схема стенду для вимірювання спотворень напруги в автономній системі з ЧРПЕП

Експериментальний стенд складається з трансформатора, що заміщує генератор: 15 кВА, 220/20÷400 В; $\cos\varphi=0.8$; перетворювача частоти Schneider ATV312 0,75 кВт; 380...500 В; асинхронного двигуна 1,68 кВт; 380 В; 3,15 А; 2850 об/хв та навантажувального генератора постійного струму. Дослідження проводилося при потужності навантаження 0,5 кВт.

Оскільки загальноживані аналізатори ПЯЕ, зокрема МІ 2893, враховують тільки НЧ гармоніки до 2,5 кГц і дають занижені рівні THD_v , в експерименті замість удосконаленого і дорогого широкополосного аналізатора-реєстратора використовувався цифровий осцилограф (ЦО) SDS1102CML, який зберігає сигнали у вигляді масиву точок (X, Y) на флеш-пам'яті. Імпорт цих даних у

MATLAB Simulink дозволив відтворити сигнал і провести його гармонічний аналіз за допомогою блоку PowerGUI. Обсяг у 20480 точок за період з запасом забезпечує аналіз до 25 кГц (до 500-ї гармоніки), що перевершує існуючі спектроаналізatori і відкриває доступ до дослідження ВЧ-компонентів спектрів і відповідних складових THD_U . Загальна величина THD_U , що визначається за зазначеною методикою, являє собою квадратурну суму складових НЧ та ВЧ діапазонів, тобто

$$THD_U = (THD_{U_{НЧ}}^2 + THD_{U_{ВЧ}}^2)^{1/2}, \text{ де } THD_{U_{НЧ}} = \left(\sum_{\nu=1}^{49} U_{\nu}^2 - U_1^2 \right)^{1/2} / U_1; \quad THD_{U_{ВЧ}} = \left(\sum_{\nu=50}^{500} U_{\nu}^2 \right)^{1/2} / U_1;$$

В ході експерименту одержано представлені на рис.4.6 осцилограми фазної напруги на виході ПЧ та її складових і відповідні спектри з визначенням THD_U

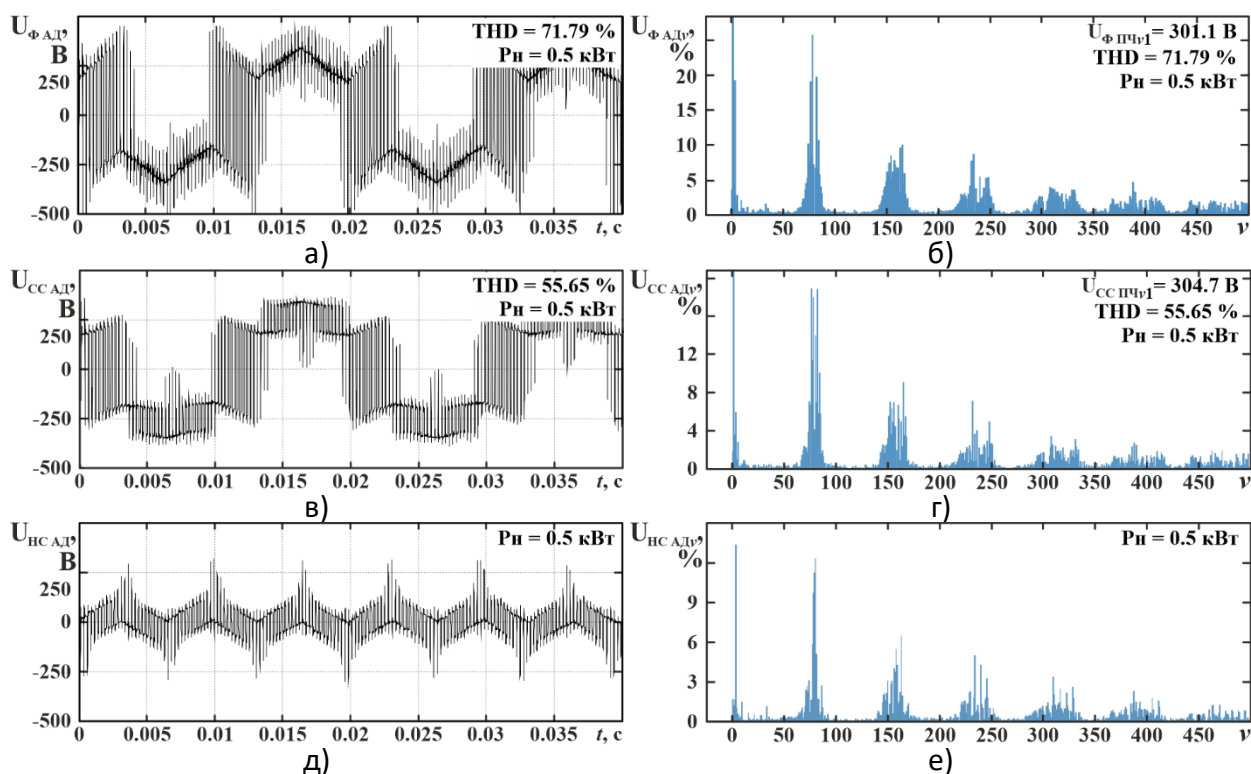


Рисунок 4.6 – Осцилограми і спектри: а, б) фазної напруги на виході ПЧ та її складових : в, г) диференційної (симетричної) та д, е) синфазної (несиметричної)

Таблиця 4. 1 – Порівняння результатів визначення THD_U

Спосіб вимірювання	$\text{THD}_U, \%$	$\text{THD}_{U\text{ПЧ}}, \%$	$\text{THD}_{U\text{ВЧ}}, \%$
Аналізатор МІ 2893	25	25	-
Цифровий осцилограф + MATLAB	71,8	20,4	68,8

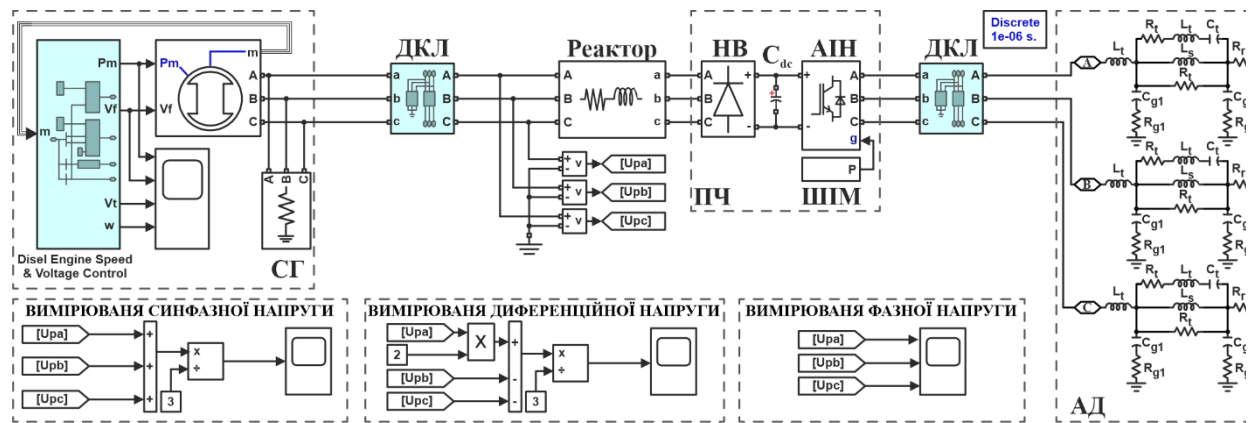
За результатами виконаних експериментальних досліджень маємо наступні висновки:

1. У всіх одержаних спектрах постерігаються максимуми околі частот, що кратні частоті перемикавання ПЧ $f_k = 4000$ Гц ($\nu_k = 80$). Спектри фазної напруги та її диференційної (симетричної) складової містять гармоніку з найбільшою амплітудою на основній частоті. У спектрі синфазної (несиметричної) складової найбільшу амплітуду має третя гармоніка, а основна відсутня.
2. Запропонована методологія дозволяє врахувати високочастотну область спектра і позбутися майже трикратної похибки в сторону заниження дійсної величини THD_U .

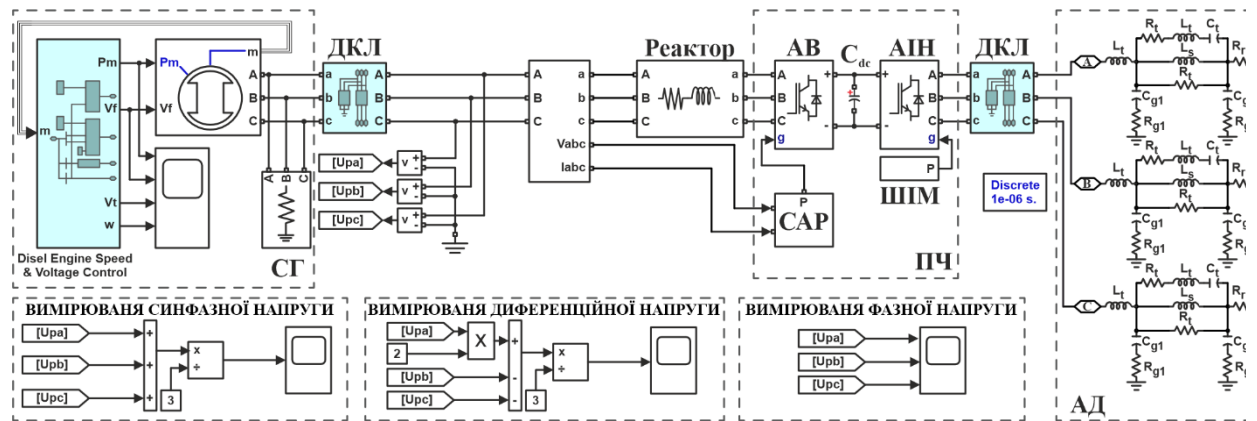
4.4. Модельне дослідження засобів зниження високочастотних синфазних складових спотворень напруги в СЕЕС з ЧРПЕП

В цьому підрозділі виконується розробка методології визначення спектрів та THD фазної напруги і струму, а також їх синфазних і диференційних складових на уточнених MATLAB-моделях автономної СЕЕС з вхідними НВ або АВ ПЧ у складі ЧРПЕП з урахуванням впливу власних параметрів та ємностей фаза – корпус елементів системи (рис.4.7); оцінка, на основі модельного експерименту, впливу «супергармонік» (від 2,5 кГц до 50 кГц) на загальну величину THD_U

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						109
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		



а



б

Рисунок 4.7. Блок-схеми уточнених MATLAB-моделей СЕЕС з входним НВ (а) та входним АВ (б) у складі ПЧ ЧРПЕП

Вхідний реактор ПЧ має індуктивність $L_P = 3$ мГн та активний опір $R_P = 3$ мОм. Як окремі блоки схеми, показаної на рис.1, використані розглянуті раніше і наведені відповідно в [4], [5], [6], [7], моделі наступних окремих елементів СЕЕС з відповідними параметрами: синхронний генератор (СГ) ($S_{СГ} = 15$ кВА); асинхронний двигун (АД) ($P_{АД} = 3$ кВт); активний випрямляч АВ та автономний інвертор напруги з синусоїдальною ШІМ при частоті перемикання $f_k = 4$ кГц ($v_k = 80$); довга кабельна лінія (ДКЛ). Уточнені еквівалентні схеми ділянки ДКЛ та фази статора АД показані на рис.4.7.

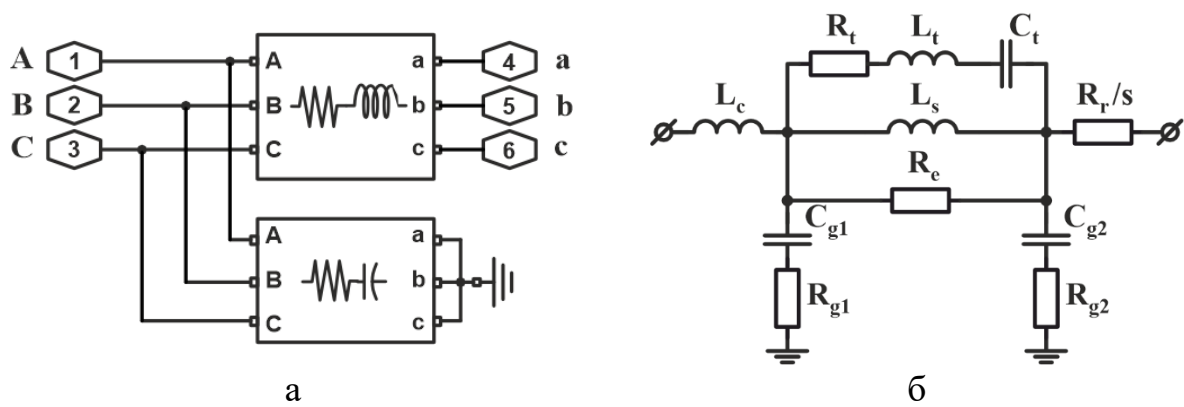


Рисунок 4.8. Еквівалентні схеми: ділянки ДКЛ (а); фази статора АД (б)

Миттєві значення фазних напруг генератора визначаються блоком вимірювань з наступним розкладенням на диференційну і синфазну складові: $U_{DM} = (2 \cdot U_A - U_B - U_C)/3$; $U_{CM} = (U_A + U_B + U_C)$. Через подібні вирази визначаються також відповідні складові фазних струмів.

Обробка цих даних у MATLAB Simulink дозволила провести гармонічний аналіз сигналів напруги і струму за допомогою блоку PowerGUI до 50 кГц (до 1000-ї гармоніки), що дозволяє досліджувати ВЧ-ділянки спектру і його впливу на результуючий THD фазної напруги, а також на її диференційну та синфазну компоненти.

Оскільки модельний експеримент свідчить про суттєве збільшення гармонічного спотворення напруги в високочастотній ділянці спектру саме через синфазну складову, виконано аналіз варіанту моделі з демпфером синфазної напруги, показаним на рис.4.9

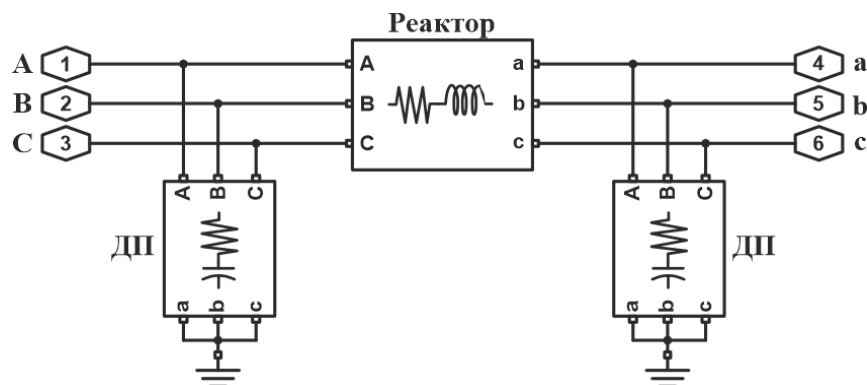


Рисунок 4.9. Пристрій демпфування синфазної напруги, утворений вхідним реактором із заземлюючими RC – ланцюжками

Результати модельного експерименту щодо спектрів фазної напруги і її диференційної та синфазної складових в системі з НВ без демпфування синфазної напруги та з її демпфуванням при параметрах ДП 100 Ом та 1 мкФ показані відповідно на рис. 4.10 (а,б), 4.11(а,б), 4.12(а,б).

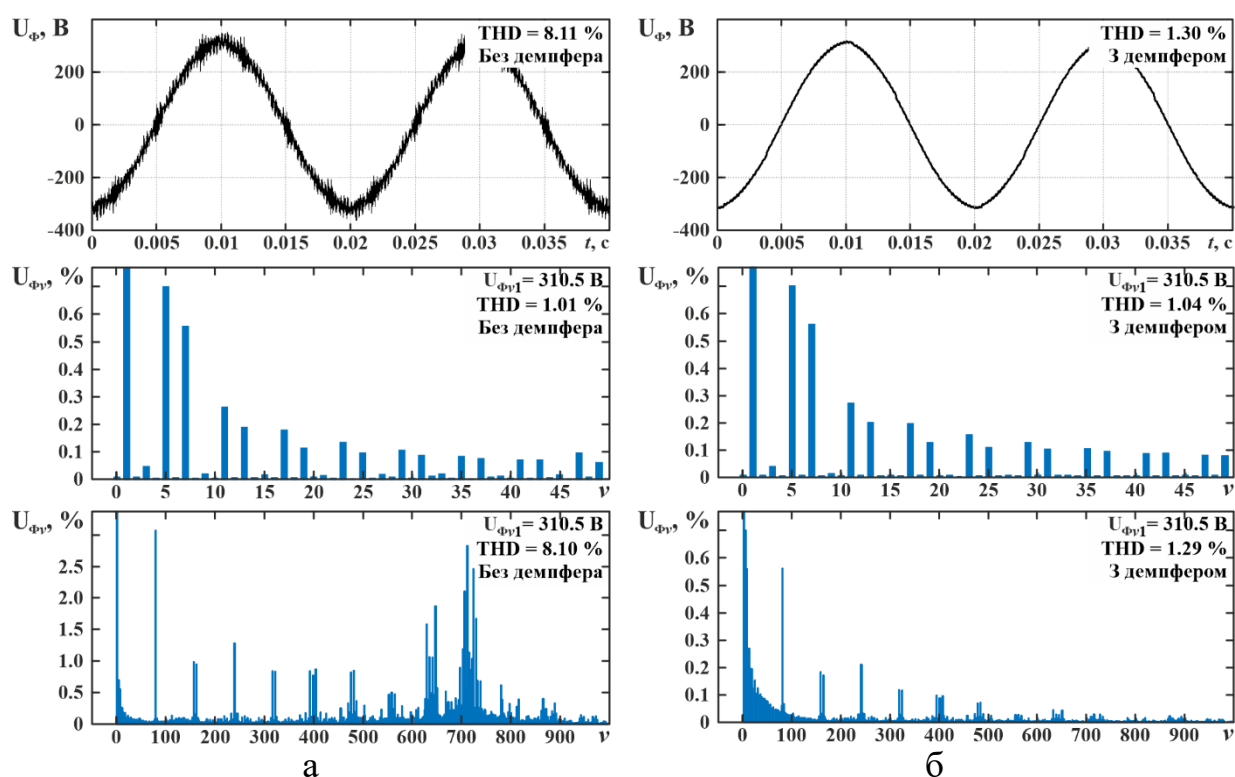
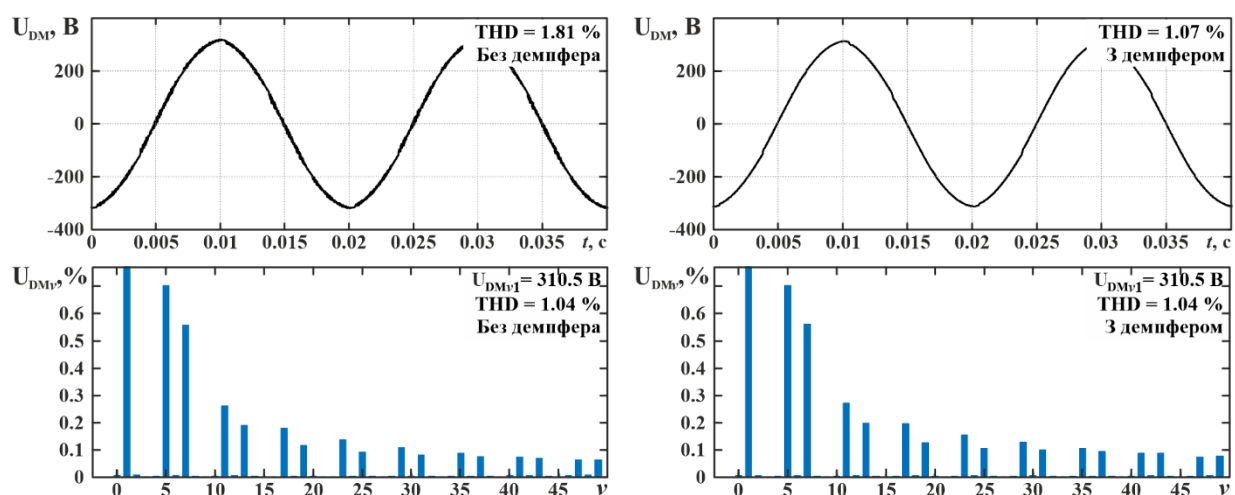


Рисунок 4.10. Фазна напруга та її спектри в системі з НВ: без демпфування синфазної напруги (а), з демпфуванням (б)



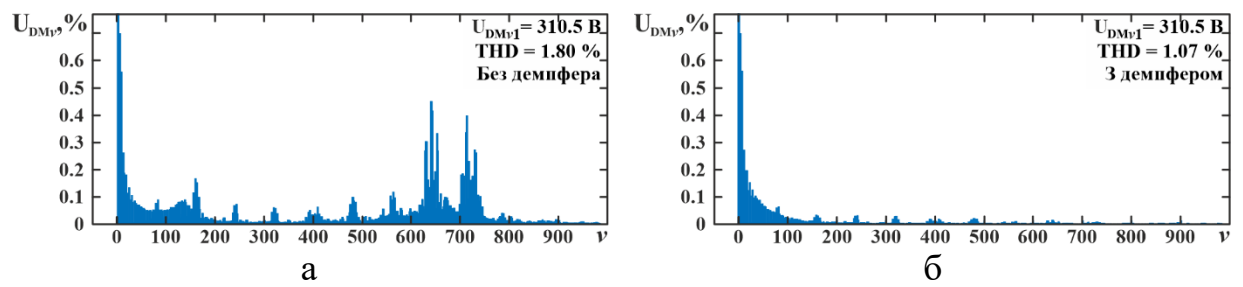


Рисунок 4.11 Диференційна напруга та її спектри в системі з НВ: без демпфування синфазної напруги (а), з демпфуванням (б)

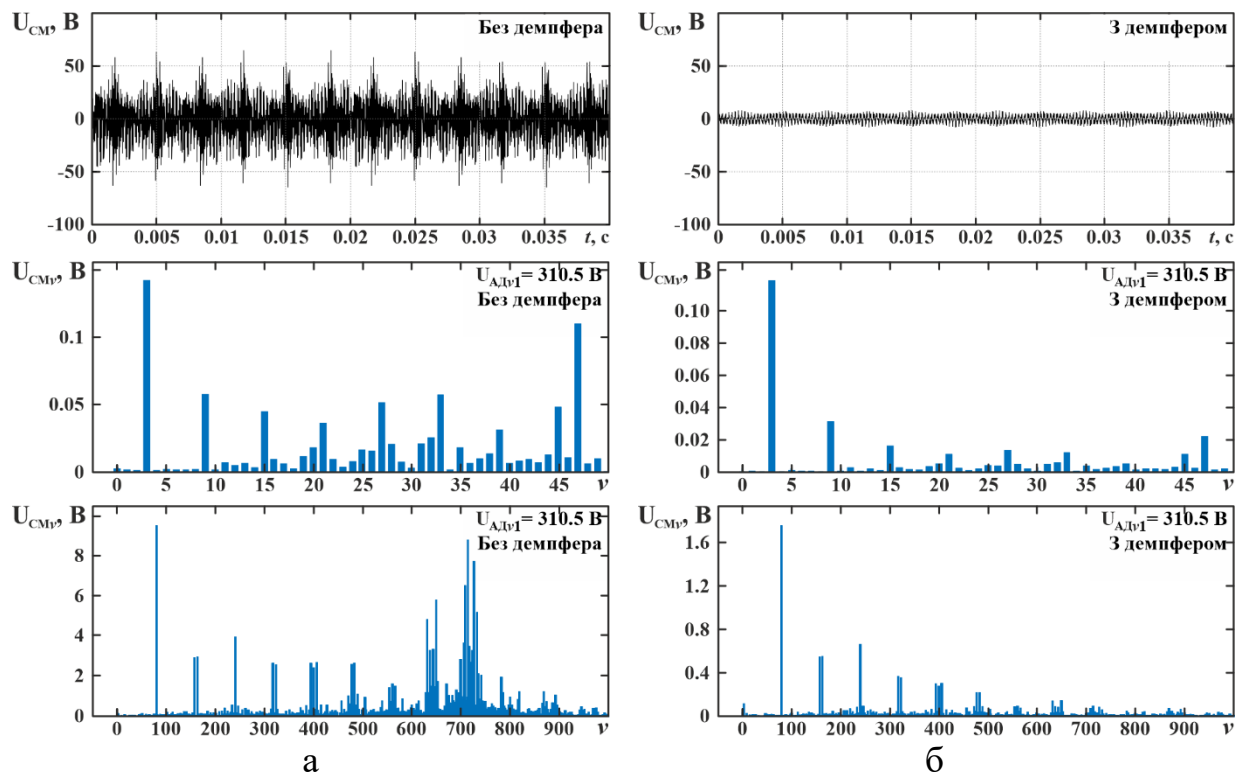


Рисунок 4.12. Синфазна напруга та її спектри в системі з НВ: без демпфування (а), з демпфуванням (б)

Результати модельного експерименту щодо спектрів фазної напруги і її диференційної та синфазної складових в системі з АВ без демпфування синфазної напруги та з її демпфуванням показані відповідно на рис. 4.13(а,б), 4.14(а,б), 4.15(а,б)

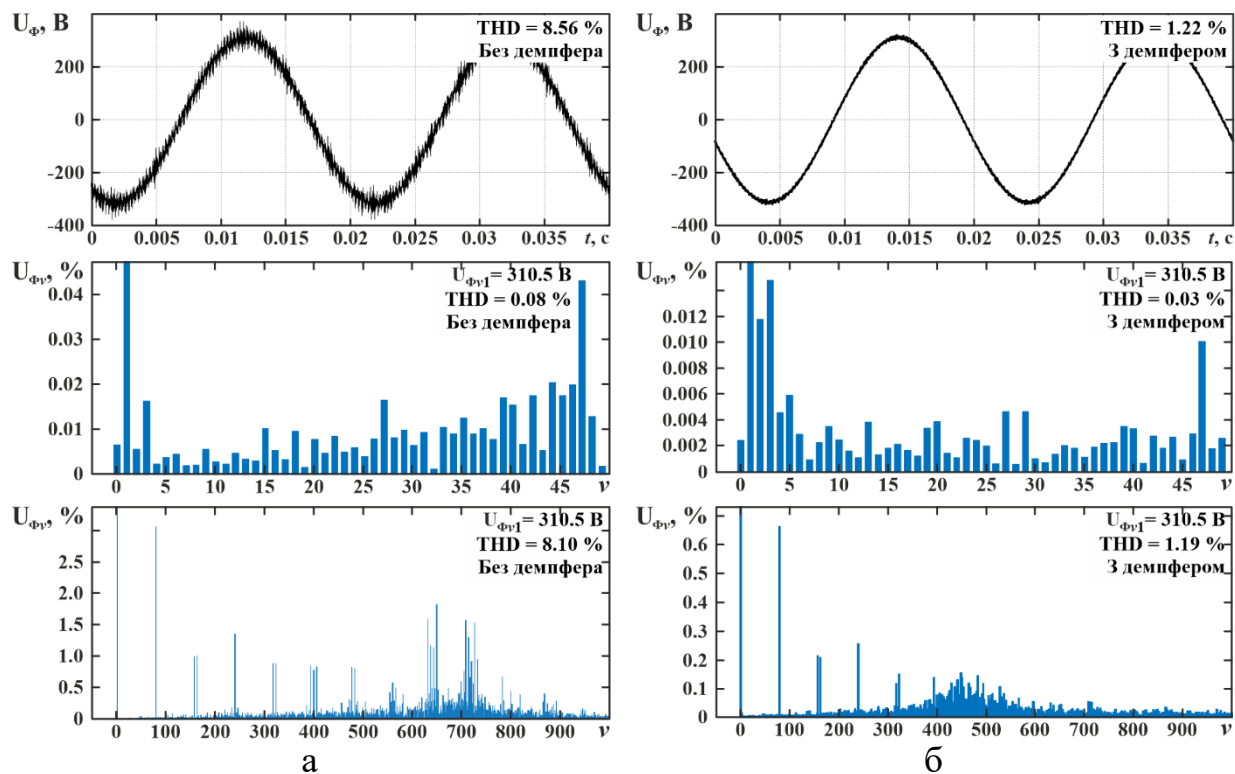


Рисунок 4.13. Фазна напруга та її спектри в системі з АВ: без демпфування синфазної напруги (а), з демпфуванням (б)

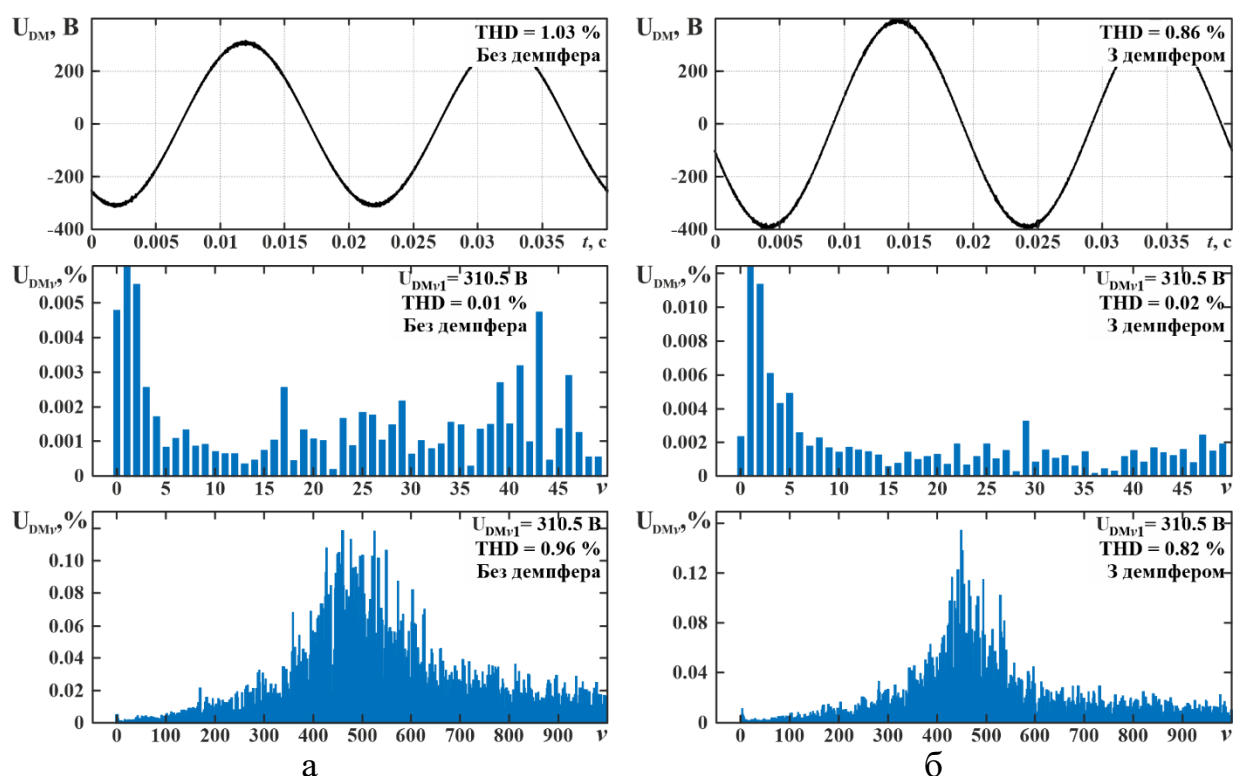


Рисунок 4.14 Диференційна напруга та її спектри в системі з АВ: без демпфування синфазної напруги (а), з демпфуванням (б)

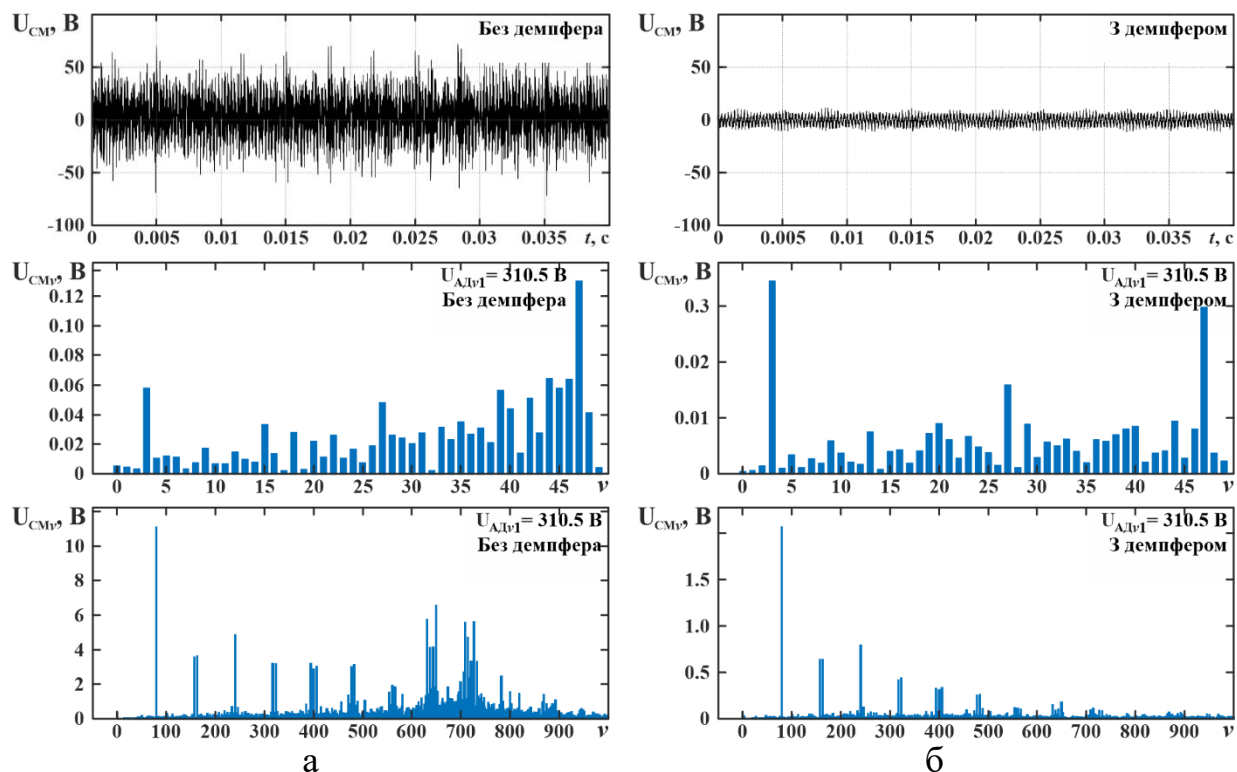


Рисунок 4.15. Синфазна напруга та її спектри в системі з АВ: без демпфування (а), з демпфуванням (б)

Підсумкові результати визначення шляхом моделювання коефіцієнта гармонічних спотворень напруги суднової мережі з ЧРПЕП наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2. Результати визначення коефіцієнта гармонічних спотворень THD_U

		THD_{TOTAL}	$THD_{0...50}$	$THD_{0...100}$	$THD_{0...500}$	$THD_{0...1000}$	$THD_{50...100}$	$THD_{100...500}$	$THD_{500...1000}$
НВ	Фазна напруга	8,11 %	1,01 %	3,24 %	4,50 %	8,10 %	3,078 %	3,122 %	6,734 %
	Диференційна напруга	1,81 %	1,01 %	1,04 %	1,16 %	1,80 %	0,247 %	0,513 %	1,376 %
НВ з демпфером	Фазна напруга	1,30 %	1,04 %	1,20 %	1,29 %	1,29 %	0,598 %	0,473 %	0 %
	Диференційна напруга	1,07 %	1,04 %	1,06 %	1,07 %	1,07 %	0,204 %	0,145 %	0 %
АВ	Фазна напруга	8,56 %	0,08 %	3,58 %	5,24 %	8,35 %	3,579 %	3,826 %	6,501 %
	Диференційна напруга	1,03 %	0,01 %	0,02 %	0,70 %	0,96 %	0,0173 %	0,699 %	0,6569 %
АВ з демпфером	Фазна напруга	1,22 %	0,03 %	0,67 %	1,10 %	1,19 %	0,669 %	0,872 %	0,453 %
	Диференційна напруга	0,86 %	0,02 %	0,03 %	0,70 %	0,82 %	0,022 %	0,699 %	0,427 %

Висновки до розділу 4

1. Загальна величина THD_U являє собою квадратурну суму складових THD_U у низькочастотному (НЧ) та високочастотному (ВЧ) діапазонах.
2. Нехтування гармоніками порядків $\nu > 50$ призводить до заниження фактичного значення THD_U у 8 і навіть у 100 разів в системах з НВ та з АВ відповідно.

Найбільший вплив на THD_U високочастотного діапазону справляють гармоніки синфазної напруги, спектр якої має максимуми на порядках, кратних порядкам частоти перемикавання $\nu_k = 80$. У спектрі несиметричної синфазної напруги найбільшу амплітуду має третя гармоніка, а основна відсутня.

3. Загальна величина THD_U ефективно (у 6 – 10 разів) знижується демпфером синфазної напруги.
4. Достовірність запропонованої MATLAB-моделі підтверджується результатами дослідження реального експериментального стенду.

					171.6321.КР.ПЗ.Р4	Арк.
						116
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.Р5			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробник		Карась С.В.			Охорона праці	Літ.	Арк.	Аркушів
Консультант		Тубальцев А. М.					117	
Н. контр.		Добрінова Л. П.				НУК імені адмірала Макарова		
Керівник		Жук О. К.						
Зав. каф.		Рябенський В. М.						

РОЗДІЛ 5. ОХОРОНА ПРАЦІ

5.1 Аналіз шкідливих і небезпечних факторів, які впливають на людину при роботі за комп'ютером

Медичне обстеження працівників ОЦ показало, що тривале знаходження людини у зоні комбінованого впливу різних шкідливих факторів може призвести до професійного захворювання. Аналіз травматизму серед працівників ОЦ показує, що у багатьох випадках нещасні випадки виникають від впливу фізично - небезпечних виробничих факторів при заправці носія інформації на обертуючомуся барабані при знятому кожусі, при виконанні працівниками невластивих їм робіт. На другому місці випадки, пов'язані з впливом електричного струму.

Електричні установки, до яких відносять практично усе обладнання ПЕОМ, представляє для людини велику небезпеку, так як у процесі експлуатації чи проведення профілактичних робіт людина може торкнутися частин, які знаходяться під напругою. Специфічна небезпека електроустановок : струмоведучі провідники, корпуси стоек ПЕОМ, опинившись під напругою у результаті пробою ізоляції, не подають сигналів, які попереджають людину про небезпеку. Реакція людини на електричний струм виникає лише при течінні останнього через тіло людини. Важливе значення для запобігання електро травматизму має правильна організація обслуговування діючих електроустановок ОЦ, проведення ремонтних, монтажних і профілактичних робіт. При цьому під правильною організацією розуміється жорстке виконання ряду організаційних і технічних засобів, встановленими діючими "Правилами технічної експлуатації електроустановок споживачів і правила техніки безпеки при експлуатації електроустановок споживачів " (ПТЕ и ПТБ споживачів) і "Правила встановлення електроустановок " (ПВЕ). В

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						118
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

залежності від категорії приміщення необхідно прийняти певні міри, які забезпечують достатню електробезпеку при експлуатації і ремонті електрообладнання. Так, у приміщеннях з високою небезпекою електроінструменти, переносні освітлювачі повинні бути виконані із подвійною ізоляцією чи їх напруга живлення не повинна перевищувати 42 В. У ОЦ до таких приміщень можна віднести приміщення машинного залу, приміщення для розміщення сервісної і периферійної апаратури. У особливо небезпечних приміщеннях напруга живлення переносних освітлювачів не повинна перевищувати 12 В. Роботи без зняття напруги на струмоведучих частинах і поблизу них, роботи, проводимі на цих частинах чи при приближенні до них на відстань менше встановленого ПВЕ. До цих робіт можна віднести роботи по відладці окремих вузлів, блоків. При виконанні такого роду робіт у електро установках до 1000 В треба застосувати певні технічні і організаційні заходи, такі як : огороження розташованих поблизу робочого місця і інших струмоведучих частин, до яких можливо випадкове доторкання; робота з діелектричними перчатками чи стоячи на діелектричному килиму; використання інструменту з ізолюючими рукоятками, при відсутності такого інструмента слід користуватися діелектричними перчатками. У ОЦ разрядні струми статичної електрики частіше усієї виникають при дотику до любого з елементів ПЕОМ. Такі разряди небезпечності для людини не являють, але крім неприємних відчуттів вони можуть призвести до виходу зі строю ПЕОМ. Для зниження величини виникаючих зарядів статичної електрики у ОЦ покриття технологічних підлог необхідно виготовляти з одношайного полівінілхлоридного антистатичного ліноліума. Іншим видом захисту є нейтралізація заряду статичної електрики іонізуючим газом. Приміщення ОЦ, їх розміри (площа, об'єм) повинні у першу чергу відповідати кількості працюючих і комплекту технічних засобів, які там знаходяться. В них враховуються належні параметри температури,

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						119
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

освітлення, чистоти повітря, забезпечують ізоляцію. Для забезпечення нормальних умов праці санітарні норми СН 245-71 встановлюють на одного працівника, об'єм приміщення не менше 15 м³, площа приміщення огороженого стінами чи глухими перегородками не менше 4,5 м³. Основні приміщення ОЦ розташовані близько одне від одного. Вони обладнані загальнообмінною вентиляцією і штучним освітленням. До приміщення машинного залу і зберігання магнітних носіїв інформації існують особливі вимоги. Площа машинного залу повинна бути належною площею необхідних технічних умов даного типу ПЕОМ. Висота залу над технологічним полом до підвісної стелі повинна бути 3 м. Відстань між підвесною і основною стелями повинна бути 0,5 - 0,8 м. В ОЦ, як правило, використовують бокове природне освітлення. Робочі кімнати і кабінети повинні мати природне освітлення. У інших приміщеннях можливе штучне освітлення. У тих випадках, коли одного природного освітлення не вистачає, встановлюється сполучене освітлення. При цьому додаткове штучне освітлення використовується не тільки у темний, але і у світлий час. Раціональне кольорове оформлення приміщення направлено на покращення санітарно - гігієнічних умов праці. Окраска приміщення ОЦ має вплив на нервову систему людини, її настрій і якість праці. Основные производственные помещения целесообразно окрашивать в соответствии с цветом технических средств. Освітлення приміщення і обладнання повинно бути м'яким, без блиску.

У зв'язку з тим, що монітор знаходиться на близькій відстані, м'язи ока, які керують кристаликом знаходяться у постійній напрузі. Крім того, додаткова напруга очей створюється принципом роботи монітора, так як око приймає відображення світла від предметів, а монітор сам є джерелом світла. До цього додається мерехтіння (коли частота регенерації монітора менша 75 кадрів у секунду), дуже рідко

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						120
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

мерехтіння ока, через усі ці наведені фактори і виникають хвороби очей, погіршення зору, втома очей и та інше.

Для роботи з комп'ютером використовують мишу і клавіатуру, однак ці пристрої вимушують людину робити багато одноманітних рухів, саме це, у додаток до постійної напруги м'язів руки, доводить до зацімлення нервів у каналі зап'ястя і в наслідок до болі у зап'ясті. Крім того, як і інші електропристрої, миша та клавіатура випромінюють електромагнітні промені, а відстань між джерелом випромінювання і об'єктом (рукою) мінімальна.

5.2. Розрахунок освітлення робочого приміщення

Розрахунок проводиться для загального освітлення приміщення, у якому працює оператор. Приміщення має довжину $A=8\text{м}$, ширину $B=7\text{м}$, висоту $H=3\text{м}$, бетонные побеленные стены с окнами, $U=220\text{ В}$, висота робочої поверхні h_p , світла робоча поверхня. Розрахунок буде проводитися для люмінісцентних ламп.

Визначаємо тип освітлювачів за методичкою [11]. Для громадських будівель найбільш розповсюджені освітлювачі з люмінесцентними лампами ЛПО01.

Знаходимо відстань від стелі до поверхні стола

$$H_0 = H - h_p = 3 - 1 = 2\text{м} \quad (5.1)$$

Знаходимо відстань від стелі до освітлювача

$$h_c = (0,2...0,25) * H_0 = 0,2 * 2 = 0.4\text{м} \quad (5.2)$$

Знаходимо висоту підвісу освітлювача над освітленою поверхнею

$$h = H_0 - h_c = 2 - 0.4 = 1.6\text{м} \quad (5.3)$$

Знаходимо висоту підвісу освітлювача над стелею

$$H_n = h + h_p = 1.6 + 1 = 2.6\text{м} \quad (5.4)$$

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						121
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Для досягнення найбільш рівномірного освітлення приймаємо відношення:

$$L/h = 1,5м \quad (5.5)$$

L – відстань між центрами освітлювачів.

Тоді відстань між центрами освітлювачів

$$L = 1,5 * h = 1,5 * 1,6 = 2,4м \quad (5.6)$$

Знаходимо кількість освітлювачів

$$N = \frac{S}{L^2} = \frac{8 * 7}{2,4^2} = 9,7 \quad (5.7)$$

Знаходимо кількість рядів

$$\frac{B}{L} = \frac{7}{2,4} = 2,9 \quad (5.8)$$

Одержуємо 3 ряди, тобто 2 відстані між освітлювачами. $2 \cdot L = 4,8 < 7$ - це менше ширини приміщення. Знаходимо кількість освітлювачів у ряді:

$$\frac{N}{\text{кільк. рядів}} = \frac{9,7}{2,9} = 3,34 \quad (5.9)$$

Приймаємо 9 освітлювачів з розміщенням 3*3.

Знаходимо відстань від стіни до центру освітлювачів

$$l_1 = 0,3 * L = 0,3 * 2,4 = 0,72(м) \quad 2 * l_1 + 2 * L = 2 * 0,72 + 2 * 2,4 = 6,24$$

$$l_2 = 0,5 * L = 0,5 * 2,4 = 1,2(м) \quad 2 * l_2 + 2 * L = 2 * 0,96 + 2 * 2,4 = 7,2$$

Знаходимо індекс приміщення

$$i = \frac{AB}{h(A+B)} = \frac{7 * 8}{1,6 * 15} = 2,33 \quad (5.10)$$

По довідковій Таблиці 26 знаходимо коефіцієнти відображення стелі,

стін і робочої поверхні: $\rho_n = 50\%$, $\rho_c = 30\%$, $\rho_p = 10\%$, тоді по Таблиці

26, для освітлювача ЛПО коефіцієнт використання світлового потоку

$$\eta = \frac{57}{100} = 0.57$$

Знаходимо світловий потік однієї лампи

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						122
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

$$\Phi_p = \frac{E_{\min} SK_z Z}{N \eta n} = \frac{300 * 56 * 1,5 * 1,1}{9 * 0,57 * 2} = 2701 \text{ лм} \quad (5.11)$$

де $K_z = 1,5$ (по Таблиці 5), $Z = 1,1$ (для люмінісцентних ламп)

По знайденому світловому потоку по Таблиці 17 обираємо лампу ЛД-40 $\Phi_{\text{л}} = 2500$ лм.

При цьому фактичне освітлення

$$E_{\phi} = E_n \frac{\Phi_{\text{л}}}{\Phi_p} = 300 \cdot \frac{2500}{2701} = 278 \text{ лк} \quad (5.12)$$

Загальна потужність освітлювальної установки

$$P_{\text{л}} = 40$$

$$P_z = P_{\text{л}} N \cdot n = 40 * 9 * 2 = 7,2 \text{ кВт} \quad (5.13)$$

Для забезпечення нормальних умов роботи, відповідно до нормативних вимог, необхідно використовувати 9 освітлювачів загальною потужністю 7,2 кВт для освітлення робочого приміщення.

5.3 Заходи щодо дотримання правил безпеки

Вимоги до організації робочого місця користувача ПЕОМ

Організація робочого місця користувача ПЕОМ повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування відповідно ГОСТ 12.2.032 "ССБТ. Робоче місце при виконанні робіт сидячи

Площа одного робочого місця з персональною ЕОМ, повинна складати не менше 6 м², а об'єм - не менше 20 м³.

Робоче місце відносно світлових прорізів повинно розміщуватися так, щоб природне освітлення падало з боку.

При розміщенні робочих місць з персональними ЕОМ необхідно виконувати такі вимоги:

1. робочі місця з персональними ЕОМ розташовуються на відстані не менше 1 м від стін з освітленими прорізами;

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						123
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

2. відстані між боковими поверхнями може бути не менше 1,2 м;
3. відстані між тильною поверхнею одного відеотермінала і екраном іншого не повинна бути менше 2,5 м;
4. прохід між рядами робочих місць може бути не менше 1м.

Вимого цього пункта відносно відстані між боковими поверхнями відеотерміналов і відстані між тильною поверхнею одного відеотермінала і екраном іншого враховуються також при розміщенні робочих місць з відеотерміналами і персональними ЕОМ.

Організація робочого місця користувача ЕОМ повинна забезпечувати належність усіх елементів робочого місця і їх розташування відповідно ГОСТ 12.2.032-78 "ССБТ Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования

Конструкція робочого місця при роботі сидячі може забезпечувати підтримку оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: стопи ніг - на підлозі чи на підставці для ніг; стегна - у горизонтальній площині; предпліччя - вертикально; локті - під кутом 70-90° до вертикальної площині; зап'ястя согнуті під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площині.

Якщо користування персональною ЕОМ є основним видом діяльності, то вище вказане розташовується на основному робочому столі, як правило, з лівої сторони.

Висота робочої поверхні стола може бути у границях 680-800 мм, а ширина - забезпечувати можливість виконання усіх робіт.

Рекомендовані розміри стола: висота -725 мм, ширина - 600-1400 мм. глибина -800-1000 мм.

Робочий стіл для відеотермінала, як правило, може бути обладнан підставкою для ніг шириною не менше 300 мм і глибиною не

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						124
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

менше 400 мм, з можливістю регулювання по висоті у границях 150 мм і кута нахилу опорної поверхні - у границях 20°. Підставка повинна мати рифлену поверхню і бортик на передньому краю висотою 10 мм.

Робоче крісло користувача персональної ЕОМ повинно мати такі основні елементи: сидіння, спинку і стаціонарні підлокотники. У конструкцію сидіння можуть бути введені додаткові елементи, які не є обов'язковими: підголовник чи підставка для ніг.

Робоче сидіння користувача персональної ЕОМ повинно бути під'ємно-поворотним, таким, що регулюється по висоті, кутом нахилу сидіння і спинки, по відстані спинки до переднього краю сидіння, висотою підлокотників.

Ширина і глибина сидіння повинна бути не менше ніж 400 мм. Висота поверхні сидіння може регулюватися у границях 400-500 мм, а кут нахилу поверхні - від 15° вперед до 5° назад.

Поверхня сидіння може бути плоскою, передній край - закругленим. Висота спинки сидіння може становити 300 ± 20 мм, ширина - не менше 380 мм,

Відстань від спинки до переднього краю сидіння повинна регулюватися у границях 260-400 мм. Для зниження статичної напруги м'яз рук необхідно використовувати стаціонарні чи з'ємні підлокотники довжиною не менше 250 мм, шириною - 50-70 мм, які регулюються по висоті над сидінням у границях 230 ± 30 мм і по відстані між підлокотниками у границях 350-500 мм.

Поверхня сидіння, спинки чи підлокотників може бути полум'якою, з не наелектризованими, повітряно - непроницаємим покриттям і забезпечувати можливість чищення від бруду.

Екран і клавіатура повинні розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням розміру алфавітно - цифрових знаків і символів.

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						125
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Розташування екрану може забезпечувати зручність зорового нагляду у вертикальній площині под кутом $\pm 30^\circ$ від лінії зору робітника.

Розміщення принтера на робочому місці може забезпечувати добру видимість екрану, зручність ручного керування пристроєм вводу-виводу інформації у зоні досяжності моторного поля: по висоті 900-1300 мм, по глибині 400-500 мм.

Під матричні принтери треба підкладати вібраційні килимки для зниження вібрації і шуму.

При необхідності високої концентрації уваги під час виконання роботи з

високим рівнем напруги робоче місце з ПЕОМ необхідно відокремлювати одне від одного перегородками висотою 1,5-2 м.

Організація робочого місця при обслуговуванні і ремонті ПЕОМ повинна забезпечувати належність усіх елементів робочого місця і їх розташування ергономічним вимогам по ГОСТ 12.2.032-78 "ССБТ Робоче місце при виконанні робіт сидячі. Общие эргономические требования", характера и особенностей трудовой деятельности.

Площа робочого місця при обслуговуванні, ремонті та відладці ЕОМ може бути не менше 10 м², робочі місця повинні бути відокремлені одне від одного перегородками.

Робоче місце при обслуговуванні, ремонті та відладці ЕОМ повинно знаходитися на відстані не менше 1 м від пристроїв опалення.

Кришки робочих столів чи стендів повинні бути покриті токонепровідними матеріалами і не мати металевої обшивки.

Робоче місце при обслуговуванні, ремонті та відладці ЕОМ може бути обладнано пристроєм, який забезпечує збереження і

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		126

розташування інструментів і матеріалів, які потрібні для виконання робіт, а також збору відходів виробництва.

Робоча поверхня столів, а також поверхня ящиків для збереження інструментів повинна бути вкрита гладеньким матеріалом, який легко може бути очищений.

Робочі місця при обслуговуванні, ремонті та відладці ЕОМ, на яких може проводитися пайка, зачистка ізоляції проводів опалюванням, крім того, повинні відповідати вимогам СП 952-72, чи робота на них може виконуватися з використанням електроінструмента.

Через недостатнє загальне освітлення робоче місце при обслуговуванні, ремонті і відладці ЕОМ повинно бути обладнано місцевим освітленням (стаціонарним чи переносним).

На робочому місці при обслуговуванні, ремонті і відладці ЕОМ повинні бути штепсельні гнізда і електророзетки для підключення електроінструмента на напругу 12 В і 36 В, підставки для паяльника з лотком.

Для підключення ЕОМ, обладнання для обслуговування, ремонту і відладки ЕОМ до електромережі на робочому столі чи стенді може бути змонтован у зручному і безпечному місці, яке закривається, електрощит з електроізоляційного матеріалу.

Над гнездами електрощитку може бути чітко вказано номінальна напруга, а

також написи, які відповідають включеному та відключеному положенню комутаційних пристроїв .

Захисні засоби (діелектричні варежки, ізолюючі підставки, інструменти з ізолюючими ручками та інше) повинні матися на підприємстві у достатній кількості.

Ізолюючі засоби захисту необхідно зберігати у спеціально відведеному місці і періодично проводити їх випробування у встановлені строки.

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						127
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

5.4. Вимоги до безпеки праці під час експлуатації, обслуговування та ремонту ПК

Користувачі ЕОМ повинні слідкувати за тим, щоб ЕОМ, периферійні пристрої ЕОМ і обладнання для обслуговування, ремонту і відладки ЕОМ були справні і випробувані відповідно діючим нормативним документам.

Щодня перед началом роботи треба проводити очищення екрану від пилу та іншого бруду. Під час виконання робіт на ЕОМ необхідно дотримуватися режимів роботи і відпочинку відповідно з вимогами розділу 6. Після закінчення роботи персональна ЕОМ повинна бути відключена від електричної мережі. У випадку виникнення аварійної ситуації необхідно раптово відключити ЕОМ від електричної мережі.

При використанні ЕОМ лазерних принтерів треба дотримуватися Санітарних норм і правил пристроя і експлуатації лазерів №5804-91, затверджених Міністерством здравоохорони СРСР в 1991 г.

При необхідності, для захисту від електромагнітних, електростатичних та інших полів можуть використовуватися спеціальні технічні засоби, які мають відповідний сертифікат чи санітарно-гігієнічний висновок акредитованих органів відносно їх захисних властивостей.

Висновки до розділу 5

У даному розділі було розглянуто вплив шкідливих факторів, які виникають при роботі за комп'ютером, на людину. Було розглянуто санітарні норми, яких слід дотримуватися під час роботи за комп'ютером. Визначені вимоги до безпеки під час експлуатації і ремонту ЕОМ.

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						128
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

Зроблено розрахунок освітлення робочого приміщення. Запропоновано заходи щодо усунення захворювання і травм під час роботи за комп'ютером.

					171.6321.КР.ПЗ.Р5	Арк.
						129
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

ВИСНОВКИ

1. Недотримання норм на показники якості електроенергії не є рідкістю в буровій та морській промисловості, а також на суднах з потужними напівпровідниковими руховими електроприводами, попри те, що відповідні наслідки є дуже дорогими з точки зору економічних збитків та безпеки для персоналу.
2. Наслідки низької якості електроенергії, як правило, не повністю усвідомлюються або не визнаються, доки не стає надто пізно.
3. Розуміння того, що гармоніки, комутаційні спотворення та пов'язані з ними ефекти, а також проблеми синфазного режиму певною мірою існують у всіх приводах змінного та постійного струму з регульованою швидкістю є важливим фактом, яке всі спеціалісти повинні врахувати в розрахунках, включаючи розрахунки безпеки.
4. Існують серйозні наслідки надмірного спотворення напруги в мережі або перегріву електрообладнання та перебоїв електроживлення, спричинених гармоніками, стрибками напруги або несправностями внаслідок синфазних струмів.
5. Жоден засіб забезпечення якості електроенергії не є ідеальним; всі вони можуть вимагати певних поєднань та компромісів на місці. Однак, якщо їх правильно застосувати, якість електроенергії може досягти безпечного та прийнятного рівня, що забезпечить зменшення спотворень і відповідних ризиків.
6. Розуміння та усунення цих ризиків – єдиний спосіб уникнути катастрофічних наслідків, коли їх найменше очікують. Це вимагає високого рівня інженерної експертизи умов ЕМС.
7. Загальна величина THD_U являє собою квадратурну суму складових THD_U у низькочастотному (НЧ) та високочастотному (ВЧ) діапазонах.

					171.6321.КР.ПЗ.Висновки	Арк.
						130
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

7. Нехтування гармоніками порядків $\nu > 50$ призводить до заниження розрахованого значення THD_U порівняно з фактичним у 8 і навіть у 100 разів в системах з НВ та з АВ відповідно.
8. Найбільший вплив на THD_U справляють гармоніки височастотного діапазону синфазної напруги, спектр якої має максимуми на порядках, кратних порядкам частоти перемикавання $\nu_k = 80$. У спектрі несиметричної синфазної напруги найбільшу амплітуду має третя гармоніка, а основна відсутня.
9. Загальна величина THD_U ефективно (у 6 – 10 разів) знижується запропонованим демпфером синфазної напруги.
10. Достовірність MATLAB-моделей підтверджується порівнянням результатів моделювання з результатами дослідження реального експериментального стенду.

					171.6321.КР.ПЗ.Висновки	Арк.
						131
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Жук Д.О., Жук О.К., Дьяконов О.С., Козлов М.О. Дослідження спотворень напруги в автономній системі з частотно-регульованим електроприводом *Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова, м. Миколаїв / Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем (КЗЯТПС – 2025) : матеріали тез доповідей XV Міжнародної науково-практичної конференції (м. Чернігів, 22–23 травня 2025 р.) : у 2 т. / Національний університет «Чернігівська політехніка» – Чернігів: НУ «Чернігівська політехніка», 2025. – Т. 2., с.220 – 222. <https://conference-chernihiv-polytechnik.com/kzyatps-2025/>*
2. Жук Д.О., Жук О.К., Козлов М.О., Mahmoud M. S. Al-Suod Аналіз впливу пропульсивних електроприводів з частотним регулюванням на якість електроенергії в судновій мережі/Інновації в суднобудуванні та океанотехніці : XVI Міжнародна науково-технічна конференція : матеріали. – Миколаїв : НУК, 2025. – 1256 с.
3. Жук А.К., Жук Д.А. Фильтрокомпенсирующее устройство с управляемым реакторным компенсатором. *Електронний вісник НУК*. Миколаїв. 2010. №1.
4. Жук А.К., Жук Д.А. Запальский В.Н., Управляемое фильтрокомпенсирующее устройство. *Теорія й практика науковотехнічного журналу «ЕЛЕКТРОІНФОРМ»*. Львів: ЕКОінформ. 2009. С. 309–312. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електроприводу».
5. Zhuk A.K., Zhuk D.A, Krivoruchko D.V., Stepenko S.A. Controlled filtercompensating gear for the autonomous electric power system with high-power converters. *Technical Electrodynamics*. 2016. Volume 2016, Issue 4, Pages 32–34. (Category «A», Scopus «Q3»).
6. Zhuk O.K., Zhuk D.O., Krivoruchko D.V., Non-sinusoidal voltage in an autonomous power supply system with a controlled filter-compensating device. *Technical Electrodynamics*. 2018. № 5. Pages. 26–30. (Category «A», Scopus «Q3»)

					171.6321.КР.ПЗ.Джерела	Арк.
						132
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

7. Zhuk D.O. Symmetrical and asymmetrical interference in a PWM inverterasynchronous motor system. *Visnik KDPU. Naukovi pratsi KDPU. Kremenchuk: KDPU.*

2003. Issue 2/2003(19), Pages 121–125. (Category «B»)

8. Zhuk D.O. Modeling and calculation of matching passive filters for active and hybrid filter-compensating devices. *Interdepartmental Scientific and Technical Collection «Electromechanical Engineering and Electrical Equipment».* 2004. Issue 63, Pages 59–65. (Category «B»)

9. Zhuk D.O. Equivalent circuit of an asynchronous motor for high-frequency harmonics. *Zbirnyk naukovykh prats NUK.* 2005. № 2. Pages. 94–104. (Category «B»).

10. Zhuk D.O., Zhuk O.K. The influence of cable line parameters on impulse overvoltages in frequency-controlled asynchronous electric drives. *Interdepartmental Scientific and Technical Collection «Electromechanical Engineering and Electrical Equipment».* 2005. Issue 65. Pages 39–42. (Category «B»).

11. Zhuk D.O., Zhuk O.K., Kozlov M.O. Improvement of means of ensuring the quality of electrical energy in vessel EES with semiconductor propulsion complexes. *Proceedings of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine.* Issue 68, September 2024, Page 029. (Category «B»).

12. Bourguet S., Guerin P, Le Doeuff R., *Non-characteristic harmonics generated by frequency converter*, GE44 , Laboratory, Saint-Nazaire, France, All Electric Ship 2003, Edinburgh.

13. *Guidance Notes on Control of Harmonics in Electrical Power Systems*, May 2006, American Bureau of Shipping.

14. IEC 60034-1, *Rotating electrical machines – Part 1: Rating and performance*, 2004-04, International Electrotechnical Commission
IEC 60034-12, *Rotating electrical machines – Part 12: Starting performance of single-speed three-phase cage induction motors*, 2002-04, International Electrotechnical Commission.

					171.6321.КР.ПЗ.Джерела	Арк.
						133
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

15. Evans I C., *Are We Playing with Fire*, Electrical Review (UK), Vol. 221.No 3. Feb 1988. Page 32.
16. Mindykowski J, Tarasiuk T., M Szweda M., Evans IC., “*Electric Power Quality Measurements on an All Electric Ship with Active Front End Propulsion Drives*”, Polish Register of Shipping, Gdynia Maritime University. June 2007.
17. *Offshore Standards, DNV-OS-D201 – Electrical Installations*, January 2005, Det Norske Veritas.
18. *Rules and Regulations for the Classification of Ships*, July 2001, Lloyds Register of Shipping.
19. Evans I C., Hoevenaars A H., *Meeting Harmonic Limits of Marine Vessels*, ESTS 2007, Arlington, VA, May 2007.
20. Evans I C., Johnson J., *Practical Aspects of Applying Broadband Active Filters on Four Applications*. EPQU 2007, Barcelona, Spain, October 2007.
21. Hoevenaars A H., Evans I C., Desai B., *Preventing AC Drive Failures due to Commutation Notches on a Drilling Rig*. PCIC-2009, September 2007.
22. Evans I C., Limpaecher R., *Clean, Innovative DC Power for Marine, Offshore and Subsea Applications using AC-Link Technology*. White Paper. November 2009
23. Mohammed M. Islam. *VFD Challenges for Shipboard Electrical Power System Design*, IEEE Press, 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854, 2020

					171.6321.КР.ПЗ.Джерела	Арк.
						134
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата		

ДОДАТОК А

					171.6321.КР.ПЗ.Додатки	Арк.
						135
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		

					171.6321.КР.ПЗ.Додатки	Арк.
						136
Змн.	Арк.	№ документу	Підпис	Дата		