

Український державний університет залізничного транспорту

Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

**ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ ТЯГОВИХ
ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЗМІННОГО СТРУМУ**

Пояснювальна записка і розрахунки
до кваліфікаційної роботи магістра

КРМ.273.42.02.24.01 ПЗ

Розробив студент групи 213-ЕЕ-Д21
спеціальності 273 Залізничний транспорт
«Електровози та електропоїзди»

_____ В.О. Василюк

Керівник: канд.техн.наук

_____ О.А.Плахтій

Рецензент: доцент,к.т.н

_____ О.О. Шкурпела

2025

Український державний університет залізничного транспорту

Факультет: механіко-енергетичний

Кафедра: електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

Освітньо-кваліфікаційний рівень: магістр

Спеціальність: 273 «Залізничний транспорт»

Освітня програма: «Електровози та електропоїзди»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри,
професор, д-р техн. наук

_____ М.М. Бабаєв
(підпис)

«__» _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ Васильцю Владиславу Олександровичу

1 Тема: «Підвищення коефіцієнта потужності тягових електроприводів змінного струму» керівник Плахтій О.А., к.т.н., доц. Затверджена розпорядженням по механіко-енергетичному факультету від «30» вересня 2024 року №42.

2 Термін подання студентом закінченої роботи: «15» грудня 2024 року.

3 Вихідні дані: мережа змінної напруги 25 кВ, силові схеми електровозів змінного струму.

4 Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

1) Аналіз режимів роботи, коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювальних установок електровозів змінного струму;

2) Підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювачів та частотних електроприводів;

3) Дослідження активного чотири-квadrантного випрямляча з корекцією коефіцієнта потужності;

4) Економічний розділ;

5 Перелік графічного матеріалу:

1 Титульний – один слайд;

2 Силові схеми діодного та тиристорного тягового випрямляча – один слайд;

3 Схема підключення компенсатора реактивної потужності тиристорного випрямляча – один слайд;

4 Схеми активних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності – один слайд;

5 Спрощена схема тягової мережі змінного струму і перспективного тягового електроприводу – один слайд;

6 Існуючі експериментальні дані науковців, щодо форм струму тиристорного та активного випрямляча ЕРС – один слайд;

7 Імітаційні моделі тягового електроприводу – два слайди;

8 Результати моделювання – один слайд.

8 Гармонійний аналіз вхідного струму та вихідної напруги активного випрямляча – два слайди;

9 Висновки – один слайд;

6 Консультанти окремих розділів

Розділ	Прізвище, ініціали, посада та науковий ступінь консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Економічний розділ	Уткіна Ю.М.		

7 Дата видачі завдання «30» вересня 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва етапів	Строк виконання етапів	Примітка
1. Аналіз режимів роботи, коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювальних установок електровозів змінного струму	1.10 – 18.10	
2. Підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювачів та частотних електроприводів	19.10 – 5.11	
3. Дослідження активного чотириквadrантного випрямляча з корекцією коефіцієнта потужності	6.11 – 26.11	
4. Економічний розділ	27.11 – 10.12	
5. Нормоконтроль. Виправлення помилок. Підготовка до захисту.	1.10 – 18.10	

Студент _____ В.О. Василець
(підпис)

Керівник _____ О.А. Плахтій
(підпис)

АНОТАЦІЯ

Дана кваліфікаційна робота включає в себе 119 аркушів, пояснювальну записку формату А4, що включає 48 рисунків, 14 таблиць, 30 літературних джерел.

Ключові слова: ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ, ТЯГОВІ ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ЗМІННОГО СТРУМУ, АКТИВНІ ВИПРЯМЛЯЧІ, ЕЛЕКТРОМАГНІТНА СУМІСНІСТЬ, ГАРМОНІЙНІ СПОТВОРЕННЯ.

Об'єктом дослідження є електричні процеси в активному чотириквadrантному випрямлячі з корекцією коефіцієнта потужності.

Метою є підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності тягових електроприводів змінного струму шляхом застосування активних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності.

У кваліфікаційній роботі розглянуто механізми емісії вищих гармонік та реактивної складової потужності тягових електроприводів змінного струму та розглянуто методи їх компенсації. Проаналізовано схеми активний випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності. Запропонована структура тягового електропривода змінного струму, що містить активний чотириквadrантний випрямляч, трифазний інвертор напруги, асинхронний тяговий двигун. Розроблена матлаб модель запропонованої структури тягового електроприводу.

Визначено гармонійний склад та вміст реактивної потужності тягового електроприводу при застосуванні запропонованої структури.

ABSTRACT

This qualification work includes 119 sheets, an explanatory note in A4 format, which includes 48 figures, 14 tables, 30 references.

Keywords: POWER FACTOR INCREASE, AC TRACTION ELECTRIC DRIVES, ACTIVE RECTIFIER, ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, HARMONIC DISTORTIONS.

The object of the study is electrical processes in an active four-quadrant rectifier with power factor correction.

The goal is to increase the power factor and electromagnetic compatibility of AC traction electric drives by using active rectifiers with power factor correction.

The qualification work considers the mechanisms of emission of higher harmonics and reactive power component, and considers methods of their compensation. The active rectifier circuits with power factor correction are analyzed. The structure of an AC traction electric drive is proposed, which contains an active four-quadrant rectifier, a three-phase voltage inverter, and an asynchronous traction motor. A Matlab model of the proposed structure of the traction electric drive is developed.

The harmonic composition and reactive power content of the traction electric drive when using the proposed structure are determined.

ЗМІСТ

Вступ.....	7
1 Аналіз режимів роботи, коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювальних установок електровозів змінного струму.....	8
1.1 Режими роботи та коефіцієнт потужності тягових випрямлячів	8
1.2 Гармонійні складові у випрямленій напрузі та первинному струмі	20
1.3 Режими роботи та коефіцієнт потужності перетворювачів частоти	26
1.4 Електромагнітна сумісність випрямлячів та автономних інверторів напруги	27
2 Підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювачів та частотних електроприводів.....	34
2.1 Збільшення числа фаз та вибір схеми трансформатора перетворювачів.....	34
2.2 Дослідження застосування резонансних фільтрів та ємнісних батарей.....	42
2.3 Застосування активних методів корекції коефіцієнта потужності у перетворювальних установках.....	46
3. Дослідження активного чотириквadrантного випрямляча з корекцією коефіцієнта потужності.....	77
3.1 Дослідження роботи транзисторного активного випрямляча з широтноімпульсною модуляцією	77
3.2 Дослідження електромагнітної сумісності тягового електроприводу з діодними випрямлячами	82
3.3 Дослідження електромагнітної сумісності тягового електроприводу з активним чотириквadrантним випрямлячем	84
4 Визначення економічного ефекту від модернізації тягового електроприводу електрорухомого складу змінного струму активними чотириквadrантними перетворювачами.....	94
Висновки до кваліфікаційної роботи	109
Список використаних джерел	110
Додаток А – Ілюстраційний матеріал до кваліфікаційної роботи.....	112

					КРМ.273.42.02.24.01 ПЗ			
		№ докум.	Підпис					
Розроб.	Василець В.О.				Підвищення коефіцієнта потужності тягових електроприводів змінного струму	Літера	Лист	Листів
Перевір.	Плахтій О.А.						6	118
Рецензент.	Шкурпела О.О.					Укр ДУЗТ		
Н. Контр.	Плахтій О.А.							
Затвердив	Бабаєв М.М.							

Вступ

Об'єкти електрорухомого складу змінного струму споживають з мережі активну електроенергію для перетворення електричної енергії в механічний рух та реактивну складову енергії, що яка зумовлена наявністю реактивних елементів та зумовлює зниження енергетичної ефективності, як електричної мережі так і самого електроприводу. Зниження долі реактивної потужності реалізують шляхом пасивної або активної корекції коефіцієнта потужності за допомогою конденсаторних батарей.

Ще одна актуальна проблема пов'язана з застосуванням тягових діодних та тиристорних випрямлячів, це створення вищих гармонік вхідного струму, які спотворюють форму напруги та струму на інших навантаженнях. Для боротьби з гармоніками застосовують фільтри, пасивні або активні, що покращують якість електроенергії в мережі та, за умови правильно вибраних параметрів, сприяють корекції коефіцієнта потужності.

В роботі запропоновано покращення коефіцієнту потужності тягових електроприводів змінного струму шляхом застосування активних схем корекції коефіцієнту потужності. Розглянуто силові схеми активний випрямлячів з корекцією коефіцієнту потужності з однонаправленою та двонаправленою передачею потужності.

1 Аналіз режимів роботи, коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювальних установок електровозів змінного струму

1.1 Режими роботи та коефіцієнт потужності тягових випрямлячів

В основному на електрорухомому складі застосовуються два види напівпровідникових випрямлячів: це діодні та тиристорні. Якщо випрямлення за допомогою діодів є некерованим і коефіцієнт потужності завжди буде постійним, то у тиристорних перетворювачів при збільшенні кута керування відкриття тиристорів коефіцієнт потужності буде погіршуватися. Розглянемо процеси генерації реактивної складової потужності та вищих гармонік, що генеруються імпульсним споживанням електроенергії.

У колах змінного струму споживаний струм можна розкласти на дві складові: активну та реактивну. Активна складова I_R збігається за фазою з напругою живлення, вона безпосередньо пов'язана з вихідною потужністю (тобто тією частиною енергії, яка перетворюється в інші види – механічну, світлову, теплову тощо). Реактивна складова струму I_Q зміщена щодо напруги на 90° , вона характеризує інтенсивність обміну енергій між джерелом живлення і реактивними елементами системи, обумовленого накопичення енергії магнітних і електричних полів. Як правило, навантаження мають активно-індуктивний характер, і повний струм I відстає по фазі в них від активної складової I_R . Тому в тягових електроприводах, окрім активної потужності P , генерується певна кількість реактивної потужності Q . Ця потужність необхідна для перетворення електроенергії, але вона не споживається навантаженням, а передається від мережі до приймачів і назад. Сукупна потужність, згенерована та передана системою, називається повною потужністю S . Коефіцієнт потужності $\cos \varphi$ – це відношення активної складової струму I_R до повного струму I ; він представляє собою кут зсуву фаз між напругою і струмом. Для певної фазної напруги V він дорівнює: $\cos \varphi = I_R/I$.

Наведено типові значення коефіцієнта потужності для деяких видів електрообладнання:

- трансформатори (в режимі холостого ходу): $0.1 \div 0.15$;
- двигуни: $0.7 \div 0.85$;
- обладнання для обробки металів:
- дугова зварка: $0.35 \div 0.6$;
- дугова зварка з компенсацією реактивної потужності: $0.7 \div 0.8$;
- контактна зварка: $0.4 \div 0.6$;
- електродугова піч: $0.75 \div 0.9$;
- люмінесцентні лампи:
- з компенсацією: коефіцієнт потужності 0.9 ;
- без компенсації: коефіцієнт потужності $0.4 \div 0.6$;
- випрямлячі: $0.6 \div 0.95$;
- приводи постійного струму: $0.4 \div 0.75$;
- приводи змінного струму: $0.9 \div 0.97$.

Поліпшення коефіцієнта потужності передбачає застосування заходів для підвищення цього коефіцієнта для певної частини електроустановки. Для досягнення позитивного ефекту на вузлі мережі використовують метод створення необхідної реактивної потужності в певному вузлі мережі, яка компенсує реактивну потужність навантаження, таким чином, беручи реактивну потужність на себе і не дозволяючи негативній реактивній потужності взаємодіяти з джерелом живлення. Це дозволяє збільшити пропускну здатність мережі та її елементів.

Докладніше ми обговоримо це в наступному розділі. З технічної точки зору, електроустановка з правильно підібраними параметрами може добре працювати навіть за низького коефіцієнта потужності, тому не існує стандартів, які б зобов'язували електроустановки мати певний коефіцієнт потужності. Однак підвищення коефіцієнта потужності дає низку технічних і економічних переваг. Фактично експлуатація електроустановки з низьким $\cos \varphi$ означає підвищені витрати для енергопостачальної компанії, яка, звісно, намагається запровадити тарифи, що роблять експлуатацію таких електроустановок не вигідною. Законодавчі заходи, що діють у більшості країн, створюють таку систему тарифів, за якої за високе споживання реактивної потужності (пороговий $\cos \varphi$ дорівнює 0.9) доводиться сплачувати штрафи. Розмір штрафів залежить від рівня напруги

(високої, середньої, низької) та коефіцієнта потужності. Споживачі електроенергії мають вирішувати, що для них вигідніше: сплачувати штрафи чи інвестувати у корекцію коефіцієнта потужності.

Корекція коефіцієнта потужності (PFC) необхідна для перетворювачів змінного струму відповідно до вимог міжнародних стандартів, таких як IEC 61000-3-2 і IEEE-519. PFC може зменшити гармоніки в лінійному струмі, підвищити ефективність та потужність енергосистем, а також скоротити рахунки за комунальні послуги.

Однофазні діодні випрямлячі широко використовуються на транспорті, а також в промисловому застосуванні. Багато традиційних імпульсних джерел живлення в обладнанні для обробки даних та у системах приводів з низьким споживанням енергії працюють шляхом випрямлення вхідної напруги змінного струму і фільтрації за допомогою великих електролітичних конденсаторів. Конденсатор споживає струм короткими імпульсами. Це призводить до низки проблем, включаючи зниження доступної потужності та збільшення втрат. Цей процес включає як нелінійні елементи, так і елементи пам'яті, що призводить до генерації гармонік у лінійному струмі. Нелінійні характеристики навантажень, таких як телевізори, комп'ютери, факси та двигуни з регульованою частотою обертання (використовуються в кондиціонуванні), створюють гармонічні спотворення в електричних розподільних системах. Однак під час роботи в великих кількостях кумулятивний ефект цих навантажень може викликати серйозні гармонічні спотворення. Це призводить до поганої якості електроживлення, спотворення напруги, низького коефіцієнта потужності на вході змінного струму, повільних змін пульсацій постійного струму на виході та низького ККД. Вхідний струм має вузькі імпульси, що, у свою чергу, збільшує його значення. Будівлі з великою кількістю комп'ютерів і обладнання для обробки даних також відчувають високі нейтральні струми, багаті на струми третьої гармоніки. Тому для економії енергії необхідно зменшити гармоніки вхідного струму та покращити роботу силових коефіцієнтів приводів електродвигунів. Було запропоновано багато методів для вирішення проблеми низького коефіцієнта потужності, які можна поділити на активні та пасивні методи. Невідповідний

характер цих вхідних струмів створює низку проблем для розподільної мережі та інших електричних пристроїв поблизу випрямних систем. Цей підхід має багато недоліків, зокрема:

- 1) Високі вхідні гармонічні складові струму.
- 2) Низька ефективність випрямляча через велике середньоквадратичне значення вхідного струму.
- 3) Спотворення напруги змінного струму в мережі через пов'язані пікові струми.
- 4) Максимальний коефіцієнт вхідної потужності становить приблизно 0,6, тоді як для високого коефіцієнта потужності за великої вхідної напруги потрібна велика індуктивність фільтра. Якщо не використовувати жодну схему корекції, вхідний випрямляч з ємнісною фільтрувальною схемою буде споживати пульсуючі струми з енергосистеми, що призведе до поганої якості живлення та високого гармонічного вмісту, що негативно позначиться на інших користувачах. Ця ситуація привернула увагу регулюючих органів усього світу. Уряди посилюють правила регулювання, встановлюють нові специфікації для зниження гармонічних струмів та обмежують кількість гармонічних струмів, які можуть генеруватися. Як результат, виникає необхідність у зниженні гармонічного струму лінії, що вимагає корекції коефіцієнта потужності (PFC) та схем зниження гармонік.

Частоти гармонійного складу є кратними основній частоті, при частоті 50 Гц основна частота, тоді гармоніка другого порядку має частоту 100 Гц, гармоніка третього порядку – 150 Гц і т.д..

Таким чином, при використанні стандартних вимірювальних приладів, таких як звичайний мультиметр, він показує середньоквадратичне значення, яке при спотвореннях у мережі може виявитися неправильним. Розглянемо на прикладі: сигнал за період переходить через нуль шість разів замість двох. Вимірювальне обладнання, що працює з точками переходу через нуль, відповідно, не зможе працювати коректно. За наявності гармонійного складу в напрузі або струмі для вимірювання електричних параметрів знадобляться спеціальні прилади.

В основному в мережах розглядаються гармоніки струму, оскільки саме вони мають найбільш негативний вплив на мережу. Неможливо зробити корисний висновок без гармонійного аналізу конкретного сигналу або форми струму. Проте досить часто використовуються деякі параметри, що характеризують загальне відхилення від синусоїди або від напруги. Якщо гармонічні спотворення поширюються по мережах, не призначених для передачі струмів з іншими гармонічними складовими, це призводить до спотворень форми кривої напруги в цих ланцюгах. Тому дуже важливо вимірювати як значення струмів, так і значення напруги, причому вимірювані значення повинні явно вказуватися як значення струму або напруги. Зазвичай значення спотворень струму позначаються суфіксом « I », наприклад 35% THD_I, а значення спотворень напруги позначаються суфіксом « V », наприклад 4% THD_V.

Гармонічні струми багато років присутні в електромережах. Спочатку вони створювалися випрямлячами на ефекті дуги в ртутних парах, які використовувалися для перетворення змінного струму в струми, що не є знакозмінними, тобто наближені до постійних струмів. Таких систем багато, наприклад, для живлення електроприводів електровозів на залізницях або будь-яких інших перетворювачів частоти типу AC-DC-AC або AC-AC. Згодом спектр типів і кількість пристроїв, що породжують гармоніки, різко зросли і продовжують зростати. Тому проектувальники повинні ретельно враховувати наявність гармонік в електромережі та побічні результати їхнього впливу. У цьому розділі описується, як і чому виникають гармоніки, як наявність гармонік впливає на електричні системи та обладнання, і як мінімізувати цей вплив.

Гармоніки з'являються при використанні елементів з нелінійною вольт-амперною характеристикою (ВАХ), і чим сильніша нелінійність, тим більше спотворень вони будуть вносити під час роботи в мережі. До такого обладнання належать: імпульсні джерела живлення (ІДЖ), електронні люмінесцентні лампи з баластом, джерела безперебійного живлення (ДБЖ) – для однофазних мереж. Для трифазних мереж, а саме: приводи з регульованою швидкістю обертання, великі ДБЖ.

Імпульсні джерела живлення (ІДЖ) набули широкого поширення в електричних приладах та пристроях. Вони змогли замінити старі системи у вигляді трансформаторів із випрямлячами на керовані системи перетворювачів, з певним діапазоном регулювання, а головне, з можливістю регулювати частоту на виході. Такий струм накопичує енергію на конденсаторі, завдяки чому відбувається згладжування напруги, оскільки конденсатор не дає напрузі змінюватися миттєво. Отже, створюється необхідна випрямлена напруга. Перевагою цієї системи для виробника обладнання є значне зменшення габаритів, ціни та ваги. Джерело живлення має можливість створювати будь-який форм-фактор. Недоліком деяких перетворювачів є те, що крім перетворення змінного струму мережі на випрямлений, джерело живлення генерує імпульси струму, які, як правило, містять безліч гармонічних складових, починаючи з третьої гармоніки та вище.

З боку мережі встановлюється простий фільтр, завдання якого — фільтрувати високочастотні гармоніки та не давати їм потрапити в мережу або на нейтральний провідник, тому фільтр зазвичай заземлюється. Однак цей спосіб не фільтрує гармонійні струми, які генеруються назад у перетворювачі. Робота цих систем у поєднанні з мережею однофазних ДБЖ дуже схожа на роботу в мережі ІДЖ. Для високопотужних джерел живлення існує сучасна тенденція використання так званих входів з корекцією коефіцієнта потужності. Мета полягає в тому, щоб навантаження джерела живлення виглядало як резистивне, і, відповідно, вхідний струм мав синусоїдальну форму та збігався по фазі з прикладеною напругою. Це досягається за рахунок вилучення вхідного струму у вигляді високочастотного сигналу трикутної форми, з якого за допомогою вхідного фільтра виділяється синусоїда. Таке додаткове ускладнення схеми ще не застосовується в джерелах живлення низького цінового діапазону, які складають абсолютну більшість навантажень на комерційних і промислових об'єктах. Поки важко навіть припустити, які проблеми можуть виникнути після широкого впровадження цього технічного рішення.

На сьогоднішній день широке поширення отримали електронні баласты для люмінесцентних ламп. Причиною їх популярності стали відомості про їх вищу

ефективність. Насправді загальна ефективність електронних баластів лише незначно перевищує ефективність найкращих магнітних баластів. Здебільшого підвищення ефективності досягається завдяки більш ефективній роботі лампи на підвищеній частоті, а не через кращу ефективність самого електронного баласта.

Головною перевагою систем з електронним баластом є те, що протягом довшого терміну служби підтримується високий рівень яскравості завдяки використанню схеми управління з зворотним зв'язком для регулювання робочого струму. Основним і досить значним недоліком електронного баласта є генерація гармонічних складових, які виникають у живильній мережі. Для систем високої потужності були створені нові види систем з корекцією коефіцієнта потужності, у яких знижено утворення основних гармонік, однак їхня ціна значно вища. У системах малої потужності, як правило, такі схеми корекції не застосовують.

Основою роботи контролерів регулювання швидкості, модулів ДБЖ і перетворювачів постійного струму зазвичай є трифазний міст, який також називають шестиімпульсним мостом, оскільки його робочий цикл складається з шести імпульсів (по одному імпульсу на кожен півперіод у кожній фазі) на виході постійного струму. Шестипульсний міст створює гармоніки з порядком $6n \pm 1$, тобто на одиницю більше або менше, ніж кратне шести число. Теоретично амплітуда кожної гармоніки обернено пропорційна її порядковому номеру, наприклад, для п'ятої гармоніки вона дорівнює 20%, для одинадцятої — 9% і т.д. Типовий спектр показаний на рисунку 1.2. У разі використання дванадцятиімпульсного моста амплітуда гармонік буде значно нижчою. Такий міст можна отримати, якщо два шестиімпульсних мости живити через обмотку трансформатора, з'єднану зіркою або трикутником, зі зміщенням фаз між мостами на 30 градусів. Теоретично гармоніки порядку $6n$ мають подавлятися, але на практиці це залежить від узгодженості перетворювачів і зазвичай має коефіцієнт між 20 і 50. Гармоніки порядку $12n$ залишаються без змін. Позитивним моментом є не лише зменшення загального струму гармонік, але й те, що решта гармонік має вищий порядок, а фільтри для їхнього придушення мають простішу схему.

У багатьох випадках виробники обладнання вживають заходів для зменшення амплітуди гармонічних струмів, можливо шляхом встановлення

фільтрів або включення послідовно індуктивностей. У минулі роки це дозволяло деяким виробникам заявляти про відповідність їхньої продукції рекомендаціям «G5/3». Однак, оскільки рекомендації «G5/3» є стандартом планування, що охоплює всю схему електропроводки об'єкта в цілому, не можна заявляти про їхнє виконання без знання характеристик кожного компонента електрообладнання об'єкта.

Подальше збільшення кількості імпульсів до 24, досягається паралельним з'єднанням двох дванадцятиімпульсних модулів зі зміщенням фаз на 15 градусів, що зменшує загальний гармонічний струм до 4,5%. Додаткове ускладнення схеми збільшує вартість, тому контролери такого типу можуть застосовуватися лише тоді, коли абсолютно необхідно забезпечити відповідність обмеженням, встановленим постачальниками електроенергії.

В ідеальних чистих системах електроживлення сигнали струму й напруги мають ідеальну синусоїдальну форму. На практиці синусоїдальна форма сигналу струму починає спотворюватися, коли струм, що протікає через навантаження, нелінійно залежить від прикладеної напруги. У простих ланцюгах, що містять лише лінійні компоненти опору, індуктивності та ємності, струм пропорційний прикладеній напрузі (на певній частоті), тому синусоїдальній напрузі відповідає синусоїдальний струм. Проте, якщо в ланцюгу є реактивний компонент, виникає зсув фаз між сигналами напруги й струму. В результаті цього коефіцієнт потужності зменшиться, але ланцюг усе одно залишиться лінійним.

Коли навантаження складається із простого двопівперіодного випрямляча й ємності, подібно до входних систем типового імпульсного джерела живлення, струм споживається з мережі лише тоді, коли напруга мережі перевищує напругу, що залишилася в накопичувальній ємності, тобто близько до пікового значення амплітуди синусоїди напруги, як це видно з графіка вольт-амперної характеристики навантаження. На практиці вольт-амперна характеристика навантаження (а отже, й форма сигналу струму) набагато складніша, ніж показано на ілюстраціях. Може спостерігатися певна асиметрія та гістерезис, а точки зламу й нахил змінюватимуться із навантаженням. Будь-який періодичний сигнал можна розкласти на синусоїдальний сигнал основної частоти та велику кількість

синусоїдальних сигналів із гармонійними частотами. Таким чином, перетворений сигнал струму можна уявити як суму всіх гармонічних складових, зазвичай обмежених основними. Для струму синусоїдальної форми основні гармоніки зазвичай складаються з нечетних гармонік. У сучасних електромережах парні гармоніки зустрічаються рідко, але вони були поширеним явищем, коли широко використовувалися однопівперіодні випрямлячі. Еквівалентний ланцюг можна уявити як лінійний елемент, паралельно якому підключено обмежену кількість джерел струму, кожен із яких має частоту й амплітуду, що відповідає кожній гармоніці. Гармонічні складові генеруються навантаженням, точніше – вони виникають у результаті роботи перетворювача, через який протікають усі ці струми, і, як наслідок, в усіх інших паралельних мережах.

Гармонічні генератори гармонійних струмів іноді представляються як генератори напруги. Якби це відповідало дійсності, то імпеданс джерела не впливав би на амплітуду гармонійної напруги, що прикладається до джерела. Насправді ж амплітуда цієї напруги пропорційна (в обмежених межах) імпедансу джерела, що характеризує поведінку генератора як джерела струму. Імпеданс джерела дуже низький, тому гармонійне спотворення напруги, що виникає внаслідок впливу гармонійного струму, також дуже мале і часто ледь перевищує фоновий рівень мережі. Це може вводити в оману, створюючи враження відсутності гармонік, коли насправді мають місце потужні гармонійні струми. Така ситуація дуже схожа на спробу виявити блукаючі струми заземлення за допомогою вольтметра. Завжди, коли виникає підозра на наявність гармонік, або необхідно переконатися в їх відсутності, слід вимірювати струм.

Практично в усіх перетворювачах використовується згладжувальний конденсатор для зниження пульсацій напруги в ланцюгу постійного струму. Для однофазної (двофазної) напруги рівень пульсації становить приблизно 66%. Тому застосовуються різні згладжувальні фільтри, наприклад найпростіший, згладжувальний С-фільтр, здатний у кілька разів знизити рівень пульсацій напруги.

Таблиця 1.1 – Гармонійний склад струму при випрямленні

Число фаз випрямлення, m	Гармонійний склад, n
2	2,4,6,8,10,12,14,16,18,20,22,24,26,28,30,32,34...
3	3,6,9,12,15,18,21,24,27,30,33...
6	6,12,18,24,30,36...
12	12,24,36...
24	24,48...

Коефіцієнт пульсацій розраховується за наступною формулою:

$$q = \frac{U_{\max}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} \quad (1.1)$$

Таблиця 1.2 – Розрахункові коефіцієнти пульсацій для m-фазних випрямлячів

m	2	3	6	12	24
q, %	66,7	25	5,7	1,4	0,35

Відповідно, для зменшення пульсацій вводять С-фільтр. Однак, як видно на рисунку 1.1, з кожним піком випрямляч починає проводити струм зарядки конденсатора, який має імпульсний характер. Через це виникають вищі гармоніки струму, що знижують коефіцієнт потужності. Для вирішення цієї проблеми можна замінити звичайний С-фільтр на LC-фільтр, який не дозволить струму швидко змінюватися. Це стосується методу пасивної корекції коефіцієнта потужності.

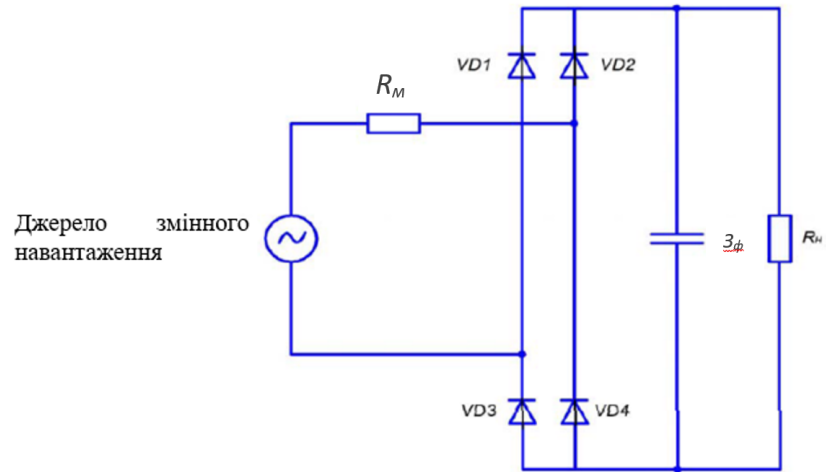


Рис. 1.1 – Схема однофазного випрямляча зі згладжуючим ємнісним фільтром

На рис.1.1. R_M - опір мережі, Z_ϕ - фільтр, що згладжує, R_n - опір навантаження

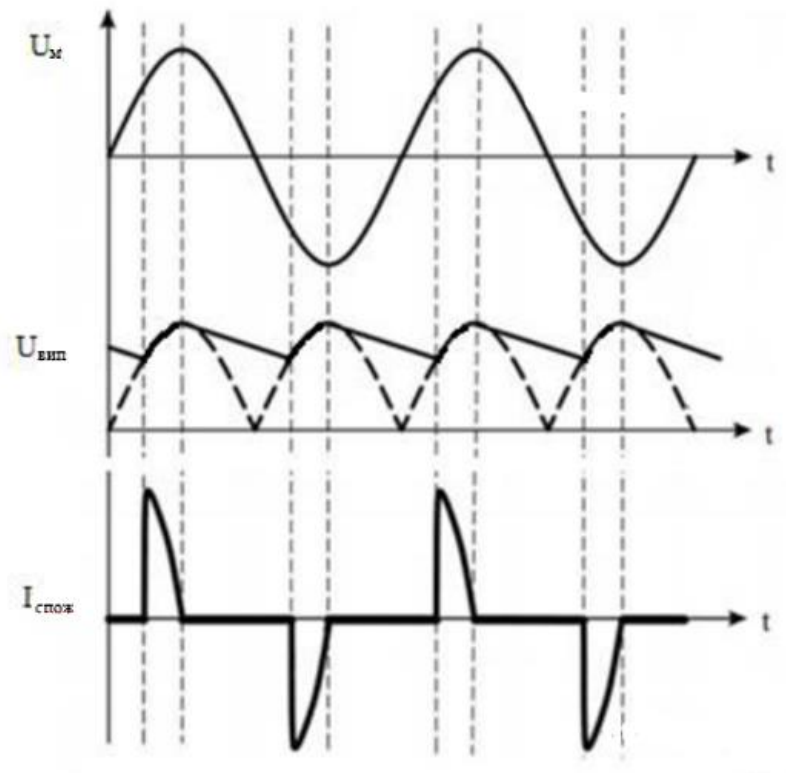


Рис. 1.2 – Графіки напруги та струму ланцюга з випрямлячем та згладжуючим фільтром

На рис.1.2 U_M – напруга мережі, $U_{вип}$ – випрямлена напруга на ємності, $I_{спож}$ – споживаний струм.

Енергетичні параметри систем після випрямлення – це коефіцієнт корисної дії (ККД), коефіцієнт потужності мережі та кут зміщення між активною потужністю та повною.

Характеристика випрямленої напруги на виході системи випрямлення характеризується коефіцієнтом пульсацій.

ККД моста визначається за формулою:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} \quad (1.2)$$

де ΔP – потужність втрат у напівпровідниковому мості; P_d - потужність на виході мосту.

$$P_d = U_d * I_d \quad (1.3)$$

Коефіцієнт корисної дії випрямляча:

$$\eta_\epsilon = \frac{P_d}{P_d + \Delta P_\epsilon} \quad (1.4)$$

де ΔP_ϵ – втрати в діодній частині.

$$\Delta P_\epsilon = \alpha \Delta U_a I_d \quad (1.5)$$

де ΔU_a – різниця напруг на випрямному вентилі; α – кількість вентилів, через які послідовно пропускають струм.

Використовуючи (1.4) – (1.3), отримуємо:

$$\Delta P_\epsilon = \frac{1}{1 + \frac{\alpha \Delta U_a I_d}{U_d}} \quad (1.6)$$

Під час роботи таких систем на низькій напрузі коефіцієнт корисної дії (ККД) вентильної частини зазвичай становить 0,98...0,99, а, знаючи, що ККД електромагнітного перетворювача середньої потужності, як правило, має такий самий коефіцієнт потужності, можна припустити, що ККД системи випрямлення перевищує 0,96. Відповідно, ці системи випрямлення при роботі на низькій напрузі мають високі енергетичні показники та не потребують корекції показників.

З формули (1.4) можна побачити, що ККД системи випрямлення не залежить від струму. Якщо врахувати наявність виявлених втрат (в електромагнітному перетворювачі енергії, системі управління тощо), ККД очевидно корелює із типом навантаження.

Однак цей взаємозв'язок значно менш помітний, а коефіцієнт корисної дії вищий, ніж у електромеханічному перетворювачі енергії (рис. 1.3).

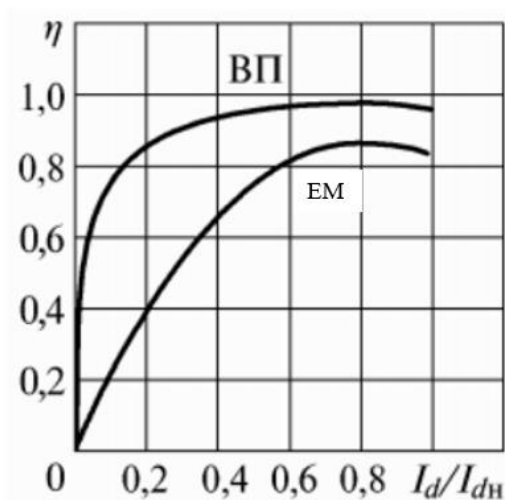


Рис. 1.3 – Залежність ККД вентильного (ВП) та машинного (ЕМ) перетворювача від навантаження

1.2 Гармонійні складові у випрямленій напрузі та первинному струмі

Напруга на виході вентильної частини складається з постійної (корисної) та змінної (шкідливої) складових. Ці частини в кривій випрямленої напруги (струму)

поділяються на постійні та пульсації. Як правило, вони складаються з ряду гармонік. Якщо частота мережі f є основною, то частота пульсацій буде:

$$f_1 = mf \quad (1.7)$$

де m – коефіцієнт пульсації, пропорційний добутку кількості рівнозміщених синусоїд на кількість напівперіодів, що надходять.

Якщо $m > 1$ амплітуда n – і гармонійної складової пульсації в некерованій системі випрямлення (представлена в в.о.).

$$\frac{U_m}{U_d} = \frac{2}{(mn)^2 - 1} \quad (1.8)$$

де n – номер гармонійної складової, пропорційної основній частоті пульсацій випрямленої напруги або струму. Він відповідає числам 1, 2, 3... і т.д.

Номер гармонійної складової в залежності від частоти пульсацій:

$$k = mn \quad (1.9)$$

При збільшенні кратності частоти гармоніки її амплітудна частина починає значно зменшуватися, для розгляду візьмемо першу гармонійну складову.

$$q = \frac{U_{1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 - 1} \quad (1.10)$$

Коефіцієнт пульсацій q – це результат відношення гармонійної складової до середнього значення випрямленого навантаження.

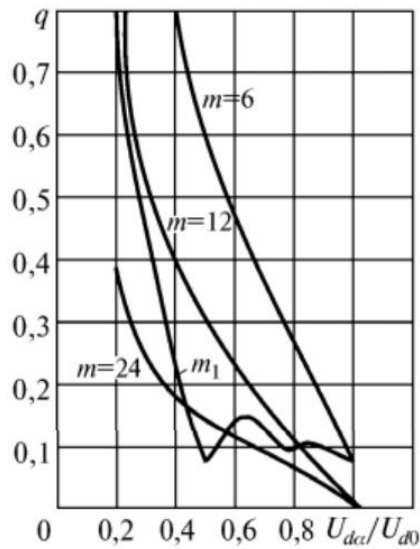


Рис. 1.4 – Зміна коефіцієнта пульсацій від глибини регулювання

Якщо поставлено завдання зменшення коливань випрямленої напруги, тобто покращення параметрів випрямленої мережі, збільшення пульсності є вигідним рішенням, оскільки це призводить до збільшення кількості пульсацій, а також до зменшення коливань випрямленої напруги. Коефіцієнт пульсацій починає швидко зростати пропорційно до збільшення кута керування α . На рисунку 1.4 можна помітити, що при $m = 6$ зменшення глибини регулювання від 1 до 0,4 веде до зростання коефіцієнта пульсацій від 0,057 до 0,8. Струм, який споживає з мережі система випрямлення, відповідно стає несинусоїдальним. У ньому з'являється гармонійна складова. Гармонійний склад залежить від частоти мережі.

$$k = mn \pm 1 \quad (1.11)$$

Нижчі гармонійні складові:

$$f_{низ} = f(mn \pm 1) \quad (1.12)$$

Системи випрямлення таким чином спотворюють форму струму не тільки в самій системі, але й у живильній мережі. Підвищення пульсності призводить до того, що частота гармонійних складових переходить в область високих частот, а їх

амплітуда зменшується. Це знижує їхній вплив на живильну мережу і полегшує їхнє фільтрування. Гармонійні складові, які належать до основних, змінюють форму напруги в мережі. Сила спотворення залежить від внутрішнього опору мережі прямо пропорційно.

Основними недоліками таких систем випрямлення є: створення гармонійних складових у мережі, а також пульсації у випрямленій напрузі та струмі.

Коефіцієнт потужності та косинус φ є показниками ефективної роботи мережі, адже чим вищі ці коефіцієнти, тим більше інших потужностей можна передавати через ту саму мережу без її зміни. Коефіцієнт потужності – це відношення активної потужності P , споживаної з мережі, до повної потужності S . Встановимо зв'язок між коефіцієнтом потужності та кутом між потужностями. Уявімо, що форма напруги в мережі має форму синусоїди. Тоді для трифазної мережі використовуються такі формулювання:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi \quad (1.13)$$

$$S_1 = 3U_1 I_1 \quad (1.14)$$

де I_1 – діюче значення першої гармонійної складової струму, що споживається з мережі, φ – кут зсуву між першою гармонійною складовою і напругою. Співвідношення потужностей дасть нам коефіцієнт потужності:

$$\chi = \frac{P_1}{S_1} = \cos \varphi \frac{I_{1(1)}}{I_1} = v \cos \varphi \quad (1.15)$$

де v – коефіцієнт відхилення від синусоїдальності струму, який буде рівний:

$$v = \frac{1}{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{1(n)}^2}{I_1^2}} \quad (1.16)$$

де $I_{1(n)}$ – діюче значення n-ої гармонійної складової струму.

Чим менше стає значення v , тим більш помітні викривлення відбуваються у формі струму. Прийнемо, що струм має прямокутну форму за таких умов: $m = 2$, $v = 0,9$, а при $m = 6$, $v = 0,955$. Якщо струм з урахуванням комутації трапецідальний, то v буде наближатися до одиниці.

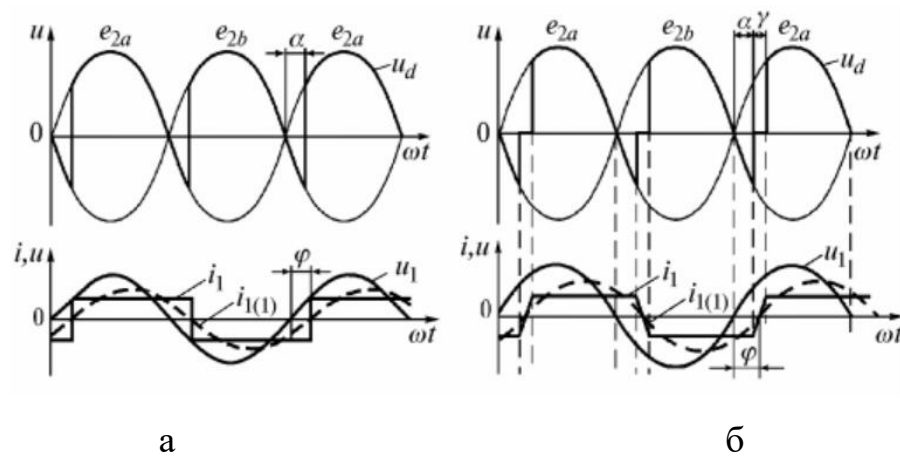


Рис. 1.5 – Діаграми напруг і струмів у керованому випрямлячі за однофазною нульовою схемою з природною комутацією

На рисунку 1.5 можна помітити, що в ідеалізованій системі випрямлення може існувати фазовий зсув між струмом і напругою. Це зміщення визначається лише кутом управління, і індуктивне навантаження не може вплинути на цей зсув. Відповідно, якщо система випрямлення ідеалізована:

$$\varphi = \alpha \quad (1.17)$$

Відповідно:

$$\cos \varphi = \cos \alpha = \frac{U_{d\alpha o}}{U_{do}} \quad (1.18)$$

Виходячи з формули (1.18), $\cos \varphi$ можна змінити за рахунок зміни глибини регулювання. Падіння коефіцієнта потужності при регулюванні один із головних недоліків керованих систем випрямлення.

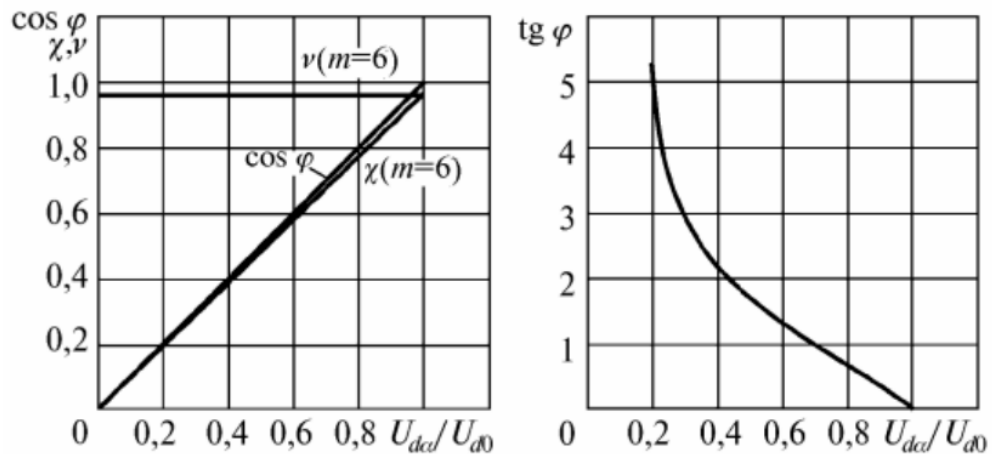


Рис. 1.6 – Енергетичні показники керованих випрямлячів у функції регулювання

На рисунку 1.6 (при $L_d = \infty, L_a = 0$) можна побачити залежність енергетичних характеристик ідеалізованої системи випрямлення від глибини регулювання.

Часові діаграми, отримані, враховуючи індуктивності розсіювання, продемонстровані на рисунку 1.6. З цих графіків можна зробити висновок, що в цьому випрямлячі коефіцієнт потужності має ще нижче значення, та:

$$\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2} \quad (1.19)$$

Переваги наведених вище систем випрямлення: високий коефіцієнт корисної дії та слабкий вплив на коефіцієнт корисної дії навантаження. Недоліки: зниження кута між потужностями, коефіцієнта потужності та зниження

характеристики випрямленої напруги із зміною глибини регулювання; створення вищих гармонійних складових.

1.3 Режими роботи та коефіцієнт потужності перетворювачів частоти

Система частотного перетворення в основному складається зі структур, в складі яких зазвичай використовується транзистор або тиристор (управляючі елементи), які застосовуються як електронні ключі. Для управління цими системами використовується мікропроцесорна техніка, яка здатна управляти силовими ключами перетворювачів, а також вирішувати безліч додаткових задач (контроль, діагностика, захист).

Часткові перетворювачі ділять на кілька типів на основі їх структури та принципу роботи:

1. З безпосереднім зв'язком (AC/AC).
2. З ланцюгом постійного струму (AC/DC/AC).

Будь-який із цих класів перетворювачів частоти має ряд переваг і недоліків, які визначають область раціонального застосування кожного з них.

У перетворювачах з безпосереднім зв'язком основна система представлена керованим випрямлячем. Система управління в певному порядку відкриває групи тиристорів і живить обмотки двигуна, наприклад, до системи живлення.

Відповідно, на виході системи перетворення формується сигнал із «вирізаних» шматків синусоїди напруги мережі. Логічно, що частота вихідного сигналу таких перетворювачів не може перевищувати частоту живлячої мережі. Для основних мереж вихідна частота буде від 0 до 50 Гц, і як наслідок, отримуємо дуже невеликий діапазон регулювання (не більше 1:10). Цей недолік не дозволяє застосовувати такі системи в сучасних установках частотно регульованих електроприводів з необхідністю великого діапазону регулювання різних параметрів.

Застосування тиристорів вимагає наявності складних систем управління, які значно збільшують вартість таких перетворювачів. Набрана синусоїда, отримана на виході таких систем з безпосереднім зв'язком, як правило, є джерелом

нелінійних спотворень або, простіше кажучи, гармонік, які в свою чергу можуть призвести до додаткових втрат у мережі, перегріву електромеханічних перетворювачів, зменшення моменту, створення перешкод у мережі, які можуть не відповідати регламентуючим документам. Використання компенсуючих пристроїв може призвести до зниження ККД, збільшення ціни та масогабаритних показників.

Масове поширення отримали в сучасних системах перетворення частоти перетворювачі з використанням ланцюга постійного струму. У цих перетворювачах застосовують подвійне перетворення електричних параметрів мережі: вхідне синусоїдальне напруга з постійною амплітудою та частотою випрямляється за допомогою систем випрямлення, потім зазвичай встановлюють згладжуючий фільтр, а після за допомогою інвертора перетворюється знову в змінну напругу необхідної частоти та можливої амплітуди. Такий тип перетворення енергії призводить до зниження енергетичних показників і до незначного погіршення масогабаритних показників стосовно перетворювачів з безпосереднім зв'язком [12].

«Для отримання на виході змінної напруги зазвичай застосовується автономний інвертор, за допомогою якого формується напруга необхідної частоти та можливої амплітуди (в основному, методом широтно-імпульсної модуляції). У якості електронних ключів в інверторах застосовуються зачинені тиристори GTO та їх удосконалені модифікації GCT, IGCT, SGCT, і біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT» [10].

Однією з основних переваг тиристорних систем перетворення можна назвати можливість працювати з високими струмами та напругами, при цьому мати можливість захищати системи від зайвих навантажень і інших негативних явищ. Ці системи мають високий коефіцієнт корисної дії (до 98%) у порівнянні з перетворювачами на IGBT-транзисторах [11].

1.4 Електромагнітна сумісність випрямлячів та автономних інверторів напруги

Як вже було зазначено вище, напівпровідникові перетворювачі є джерелами нелінійних спотворень мережі. У таких системах, як правило, випрямляючі мости створюють низькочастотні гармоніки, а інвертори – високочастотні [18].

Можна виявити негативні наслідки, які гармоніки, що створюються перетворювачами, мають на мережу:

1. Гармонічні складові, що виникають внаслідок використання нелінійних елементів під час роботи мережі, призводять до додаткових втрат у шинах мережі. Цей негативний ефект може призвести до помітного збільшення втрат енергії і є причиною виходу з ладу або поломки провідних шин через перевищення температур. Протікання струмів підвищених частот у пластинах шин, внаслідок поверхневого ефекту та ефекту близькості, може призвести до підвищення активного опору шин і, відповідно, до підвищеного нагріву. Тривалість служби таких пристроїв може залежати від роботи при ненормованій температурі, що може бути неприпустимо, відповідно, доведеться зменшити потужність мережі. В результаті доводиться занижувати потужність і вибирати шинопровід з більшим перетином, що суттєво збільшує вартість об'єкта. Припустимо, що у нас є регламентований рівень навантаження шини, при якому вона вважається повністю навантаженою, однак через нелінійні спотворення шина перегрівається. Якщо ситуацію не виправити, термін служби шини може скоротитися, залежно від кількісної складової гармонік у струмі, в 1,1–2 рази.

2. Виникають додаткові втрати в трансформаторах. Поява гармонічних складових у формі напруги викликає у електромагнітних перетворювачах підвищені втрати на перемагнічування та втрати, а також струми Фуко, які виникають у сталі, додатково збільшуючи втрати в обмотках, що залежать від частоти. Внаслідок наведених вище втрат виникає підвищений нагрів, що прискорює старіння ізоляції. Варто зазначити, що ці втрати можуть перевищувати допустимі, що не тільки збільшить вартість роботи трансформатора, але й може вивести його з ладу. Наявність гармонічних складових у струмах обмоток трансформатора призводить до появи скин-ефекту, що викликає поверхневий нагрів провідників. Тривалість роботи трансформатора сильно залежить від дотримання регламентованих температур; для різних типів ізоляції вона може бути

різною, проте залежність старіння від нагріву нелінійна, і навіть відносно середнє перевищення температури обмоток над регламентованим сильно зменшить час роботи. Відповідно, система автоматичного або ручного контролю повинна буде знизити пропускну потужність через трансформатор [17].

3. Скорочення терміну служби електрообладнання внаслідок інтенсифікації теплового та електричного старіння ізоляції. При робочих температурах в ізоляційних матеріалах протікають хімічні реакції, що призводять до поступових змін їх ізоляційних і механічних властивостей. З ростом температури ці процеси прискорюються, скорочуючи термін служби обладнання. У конденсаторах втрати енергії пропорційні частоті, тому несинусоїдний струм призводить до їх додаткового нагріву. В електричних машинах струми нульової послідовності створюють додаткове підмагнічування сталі, що призводить до погіршення їх характеристик і додаткового нагріву сердечників (статорів асинхронних двигунів, магнітопроводів трансформаторів). Суть електричного старіння полягає у виникненні так званих часткових розрядів, які поширюються лише на частину ізоляційного проміжку, наприклад, часткові розряди в газових включеннях. Часткові розряди пов'язані з розсіюванням енергії, наслідком якого є електричне, механічне і хімічне впливи на навколишній діелектрик. Внаслідок цього розвиваються локальні дефекти в ізоляції, що призводить до скорочення терміну служби [13].

4. Протікання третьої гармоніки по нульовому проводу веде до його нагріву, а також можливого руйнування ізоляції, а при високій амплітуді третьої гармоніки — до руйнування самого провідника. Ці випадки зафіксовані, коли струм третьої гармоніки вищий за фазний, а захист від струмів третьої гармоніки в них не передбачена відповідно до деяких необов'язкових регламентів. Нульовий провід, як правило, не захищений запобіжниками або автоматичними системами захисту. Такі системи можна зустріти в старих спорудах тощо, адже раніше не було обліку нелінійних навантажень у мережах, і мережі проектувалися на 50 Гц. Згідно зі старими правилами проектування різниця протікаючих струмів не повинна була перевищувати 10%. Відповідно, струми в нульовому проводу не могли перевищувати фазні. У подібних мережах гармоніки збільшують вплив на

діелектрики за рахунок спотворення форми напруги, що призводить до частих поломок і необхідності частих оглядів і ремонту. При наявності нелінійних енергоспоживачів збільшення струмів, що протікають по нейтральному проводу, може досягати в 1,73 раза більших струмів, ніж фазні. Для цього були розроблені різні регламенти, які знижують допустиме навантаження нульових проводів при нелінійних навантаженнях. На такому обладнанні з нейтральним проводом можуть виникати потенціали, що створюють неприємне вплив на людину при дотику. Все вищесказане стосується шин різного призначення [30].

5. Резонансні явища на частотах вищих гармонік. При наявності вищих гармонік в електричних ланцюгах зі зосередженими та розподіленими параметрами, якими можуть бути представлені блоки, вузли та розподільчі мережі системи електропостачання, виникає небезпека появи резонансних явищ. При виникненні резонансного або близького до нього режиму на якійсь вищій гармоніці струму або напруги ця складова виявляється більшою, ніж амплітудне значення першої гармоніки струму (напруги) на тих же ділянках ланцюга. Це негативно позначається на працездатності окремих елементів і вузлів системи [13].

6. Для роботи конденсатора дуже несприятливо може позначитися поява нелінійних спотворень у мережі. Ємності часто використовуються для компенсації реактивного індуктивного навантаження в мережі, відповідно підвищуючи коефіцієнт потужності системи, в якій вони встановлені. На жаль, при роботі при не синусоїдальних токах і напругах його опір зростає, оскільки залежить від частоти, і тому він виконує роль фільтра гармонік. Такі ємнісні батареї, таким чином, будуть брати частину нелінійного току на себе, не пропускаючи його далі, і при цьому зазнаватимуть відповідних перевантажень. Оскільки такі елементи частіше використовуються у випадку компенсації реактивної потужності, деякі гармонічні частоти можуть збігатися з резонансними частотами утворених коливальних контурів, тим самим викликаючи резонанс струмів і напруг. Спотворюючи форму струму і напруги внаслідок реактивного опору ємності, ми можемо отримати на виході ємнісної батареї менші струми і напруги, ніж нам необхідно. Падіння напруги, подається на частотний перетворювач високої

частоти, призводитиме до зниження вихідної напруги або рівня амплітуди на виході. Це зменшить стійкість такого обладнання до короточасних провалів напруги. Навіть при втраті живлення в короточасних випадках частотні перетворювачі або інші системи можуть ще працювати завдяки енергії, накопиченій в електромагнітних елементах. Ця енергія якраз і може бути запасена в конденсаторі, який цілком здатен підтримувати роботу інвертора ще на кілька циклів, поки не розрядиться з відповідним плавним зниженням напруги.

7. «Фронти несинусоїдної напруги впливають на ізоляцію кабельних ліній і шинопроводів. Через це частішають однофазні короткі замикання на землю. Аналогічно до кабелю, пробиваються конденсатори» [14].

8. При впливі гармонічних складових, окрім основної, в електричних машинах виникають додаткові втрати. Таким чином, при нелінійному спотворенні вхідних характеристик струму і напруги з коефіцієнтом $K_U = 10 \%$ підвищення втрат у промислових комплексах, транспортних системах та інших системах, що використовують силові електромеханічні перетворювачі, збільшення втрат досягає 10...15 %.

9. «Вплив вищих гармонік на пристрої захисту енергосистем. Гармоніки можуть порушувати роботу пристроїв захисту або погіршувати їх характеристики. Характер порушення залежить від принципу роботи пристрою. Цифрові реле та алгоритми, засновані на аналізі вибірки даних або точки перетворення нуля, особливо чутливі до гармонік. Найчастіше зміни характеристик не суттєві. Більшість типів реле нормально працює при коефіцієнті спотворення до 20%. Однак збільшення частки потужних перетворювачів у мережах може в майбутньому змінити ситуацію. Проблеми, що виникають через гармоніки, різні для нормальних і аварійних режимів і розглянуті нижче окремо. Відбувається хибне спрацювання запобіжників та автоматичних вимикачів внаслідок додаткового нагрівання внутрішніх елементів захисних пристроїв. Цей процес зумовлений протіканням несинусоїдальних струмів і, відповідно, дією поверхневого ефекту та ефекту близькості» [13].

10. «Значне зниження точності роботи, а отже, і достовірності показань електровимірювальних приладів/пристроїв; нестабільна/неправильна робота ряду

видів релейних захистів, систем контролю/управління, телемеханіки, зв'язку тощо. Зростає недоучет електроенергії внаслідок гальмівного впливу гармонік зворотної послідовності на індукційні лічильники» [13].

11. «Перешкоди в мережах телекомунікацій можуть виникати там, де силові кабелі і кабелі телекомунікацій розташовані відносно близько. Внаслідок протікання в силових кабелях високочастотних гармонік струму в кабелях телекомунікацій можуть наводитися перешкоди. Магнітні поля вищих гармонік прямої та зворотної послідовності частково компенсують одне одного, тому найбільший вплив на телекомунікації мають гармоніки, кратні трьом. Чим вищий порядок гармонік, тим більший рівень перешкод, наведених ними в телекомунікаційних кабелях» [13].

12. «Вібрація в електромашинних системах. Наявність вищих гармонік у напрузі живлення індукційних електродвигунів є причиною виникнення в магнітному потоці складових на частотах вищих гармонік, які, у свою чергу, будуть наводити гармоніки ЕДС і, як наслідок, у обмотках ротора з'являються вищі гармоніки струму. Ці гармоніки будуть взаємодіяти з основним магнітним потоком, створюючи додаткові механічні моменти на валу електричної машини. В результаті виникають гармонічні пульсації обертового моменту на валу двигуна. У екстремальних випадках може виникнути вібрація на резонансній частоті обертової маси ротора, що призводить до накопичення втоми металу і можливого розриву вала ротора електродвигуна» [13].

13. «Зниження рівня випрямленої напруги. Деформація синусоїди живлячої напруги призводить до зниження значення амплітуди вхідної напруги, внаслідок чого знижується напруга на конденсаторі» [13].

14. «Вищі гармонічні складові в струмах нелінійних електроприймачів призводять до негативних, а іноді й катастрофічних наслідків» [13].

15. «Вплив гармонік на обертові машини. Гармоніки напруги і струму призводять до додаткових втрат в обмотках статора, в колах ротора, а також в сталі статора і ротора. Втрати в провідниках статора і ротора через вихрові струми та поверхневий ефект при цьому більші, ніж визначені омичним опором. Струми

витоку, викликані гармоніками в торцевих зонах статора і ротора, призводять до додаткових втрат» [13].

16. «Вплив гармонік в аварійних режимах. Пристрої захисту зазвичай реагують на напругу або струм основної частоти, а всі гармоніки в перехідному режимі або фільтруються, або не впливають на пристрій. Останнє характерно для електромеханічних реле, особливо використовуваних у максимальному токовому захисті. Ці реле мають велику інерцію, що робить їх практично нечутливими до вищих гармонік. Більш суттєвим є вплив гармонік на роботу захисту, що базується на вимірюванні опору» [13].

17. «Вплив вищих гармонік на телевізори. Гармоніки, що збільшують пік напруги, можуть викликати спотворення зображення та зміну яскравості» [13].

18. «Робота обчислювальних машин в мережах з нелінійними спотвореннями струму і напруги. З моменту появи обчислювальних машин були створені регламенти, що регулюють допустимі рівні нелінійних спотворень у мережі. Зазвичай такі дані регламентуються у відсотках, наприклад, для спеціалізованих комп'ютерів вони становлять 5%».

19. «Вплив гармонік на вимірювання потужності та енергії. Вимірювальні пристрої зазвичай калібруються при чисто синусоїдальній напрузі і збільшують помилку при наявності вищих гармонік. Величина і напрямок гармонік є важливими факторами, оскільки знак помилки визначається напрямком гармонік. Помилки вимірювання, викликані гармоніками, сильно залежать від типу вимірювальної апаратури. Звичайні індукційні лічильники, як правило, завищують показання на кілька відсотків (по 6%) при наявності у споживача джерела спотворення. Такі споживачі автоматично караються за внесення спотворень у мережу, тому в їхніх власних інтересах встановити відповідні засоби для подавлення цих спотворень» [13].

20. При роботі електроприводу від частотного перетворювача важливо розуміти, що він може бути джерелом високочастотних гармонійних складових, відповідно, необхідно закладати екранований кабель мінімальної довжини. Відстань прокладки таких кабелів від інших визначається електромагнітною сумісністю в залежності від умов роботи. Це необхідно для зменшення наведених

високочастотні струми, і якщо необхідно десь з'єднати кабелі, це робиться під кутом 90 градусів.

Виходячи з написаного вище, можна зробити висновок, що напівпровідникові перетворювачі отримали широке застосування завдяки своїй функціональності, однак необхідно контролювати рівень нелінійних спотворень, які вони створюють у мережі. В міжнародних стандартах вже встановлюється мінімальний рівень нелінійних спотворень для цих установок у зв'язку з поганими наслідками у випадку застосування пристроїв з низьким коефіцієнтом потужності, а також з високим показником нелінійних спотворень.

2 Підвищення коефіцієнта потужності та електромагнітної сумісності перетворювачів та частотних електроприводів

2.1 Збільшення числа фаз та вибір схеми трансформатора перетворювачів

На початку вже було зазначено, що від кількості пульсацій залежить, які гармоніки будуть вироблятися нелінійними елементами. Однак, якщо збільшити кількість пульсацій, можна зменшити гармонійний склад і, відповідно, підвищити коефіцієнт потужності перетворювальної установки. Найпоширеніший спосіб збільшення кількості пульсацій — це використання вхідного перетворювального трансформатора, вихідна напруга якого буде зсунута одна від одної на 60 градусів, або для однієї фази на 30 градусів.

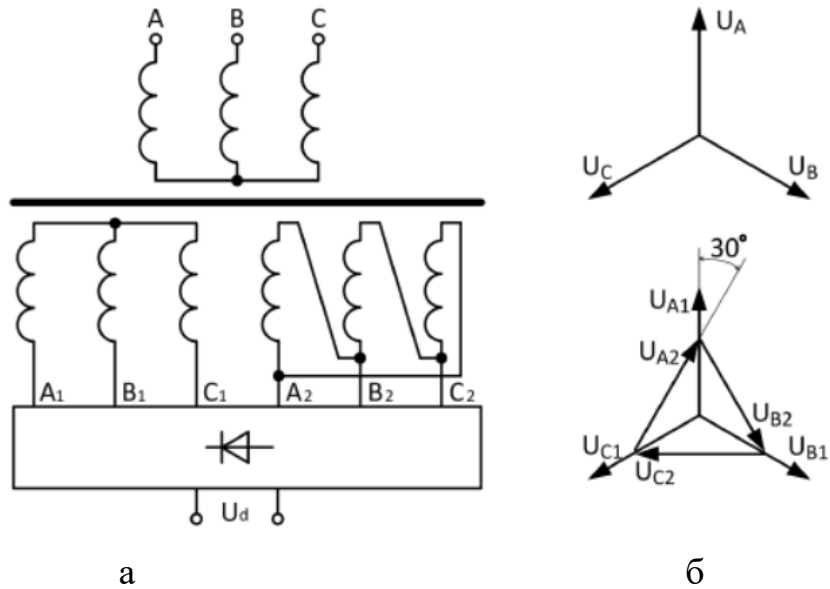


Рис. 2.1 – Схема подачі напруги на випрямляч через перетворювальний трансформатор: а – схема трансформатора з обмотками; б – векторна діаграма напруг обмоток трансформатора

При використанні схеми живлення, як на рисунку 2.1, ми отримуємо 12-пульсну схему випрямлення та позбавляємося від гармонік, кратних трьом. Можна створити і більш складні схеми з'єднання обмоток для досягнення більшої кількості пульсацій, однак це не має значного економічного ефекту. Таким чином, ця схема, якщо застосовується для збільшення пульсацій, є найпоширенішою для підвищення коефіцієнта потужності.

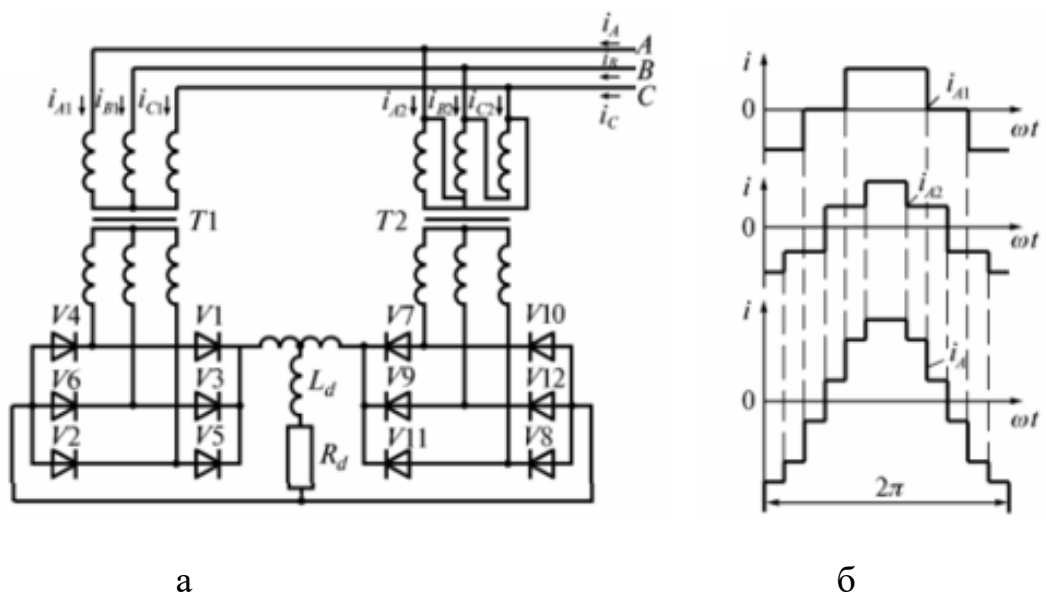
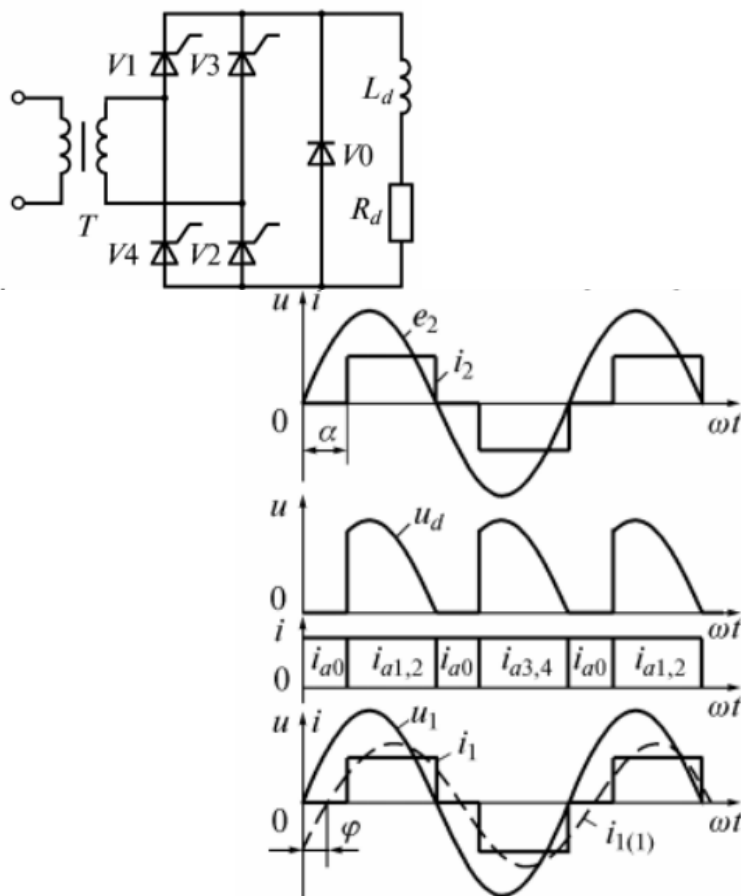


Рис. 2.2 – Схематичне зображення дванадцятифазної схеми випрямлення: а – схема випрямлення; б – діаграми струмів

На рисунку 2.2 наведені дані, які показують, що при використанні дванадцятифазної схеми можна позбутися гармонік третього порядку. На цій схемі вихідні напруги з вентильних обмоток зсунуто на 30 градусів і вони живлять загальний випрямлювальний міст, тим самим збільшуючи кількість пульсацій і компенсуючи гармоніки, кратні трьом. Якщо реалізувати 12-фазну схему випрямлення, відбувається компенсація 5-ї і 7-ї гармонік, внаслідок чого нижчими гармонічними складовими виявляються 11-та і 13-та гармоніки.

У результаті знижується амплітуда пульсацій та збільшується їх кількість. Такі схеми використовуються для простих рішень усунення гармонік, однак на відношення потужностей це не впливає.



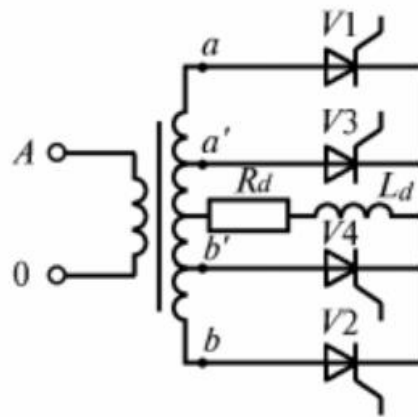
а

б

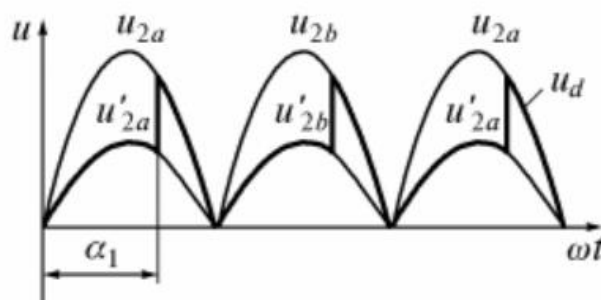
Рис. 2.3 – Схема однофазного випрямлення: а – схема випрямляча; б – діаграми струмів та напруг

Такі системи з тиристорним випрямленням, з нульовими проводами, які таким чином шунтують вихідні вузли випрямлювача, зменшують реактивний опір системи за рахунок відсікання задньої частини струму. Таким чином, відбувається зміщення кута між струмом і напругою, кут між потужностями збільшується (рис. 2.3). Даний метод є одним з найпростіших і перших методів корекції енергетичних показників керованих випрямлювачів.

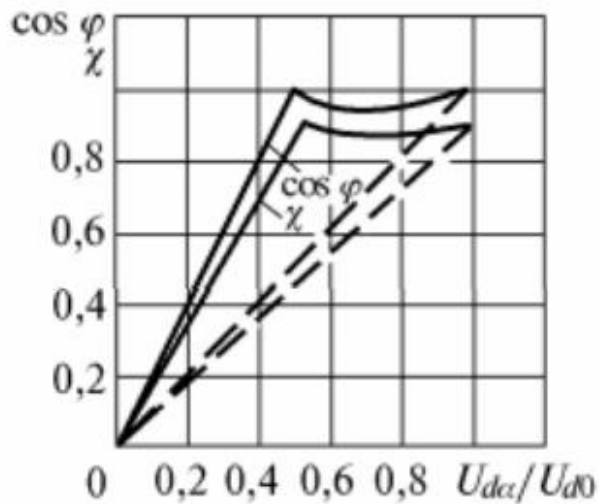
Використання фазоступінчастого способу регулювання розглянуто на прикладі схеми з відводами на стороні вторинної напруги (рис. 2.3). Якщо кінці вторинних обмоток виконані в середині концентра, при увімкненні тиристорних ключів за нульовим зміщенням кутом управління, отримане вихідне напруження становитиме лише половину від повного, що є логічним.



а



б



В

Рис. 2.4 – Однофазна нульова схема: а – схема випрямляча; б – діаграми напруги; в – енергетичні показники

Припускається, що випрямлювач у цій системі ідеальний, таким чином, виходить, що $\cos \phi = 1$. Рисунок 2.4 демонструє, як випрямлена напруга змінюється в процесі почергової роботи вентилів. Можна побачити підвищення енергетичних показників у порівнянні з використанням звичайної системи випрямлення з нульовою схемою.

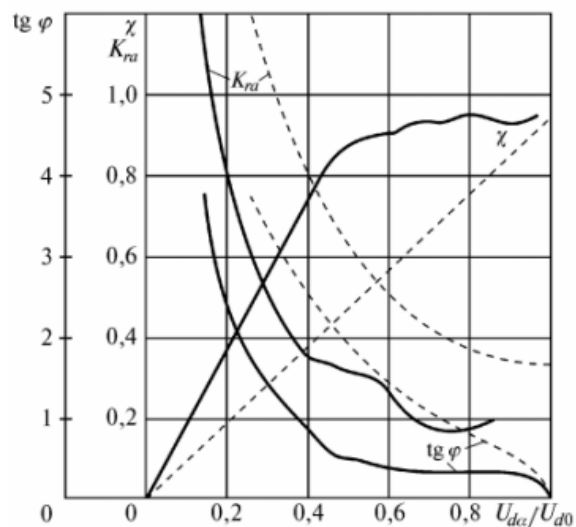
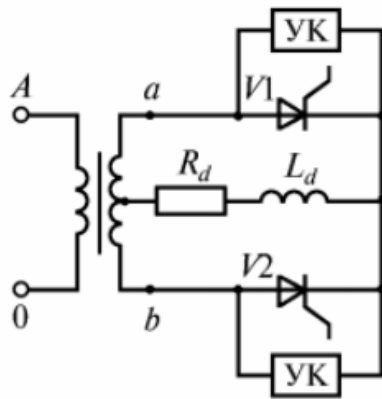


Рис. 2.5 – Енергетичні показники у функції глибини регулювання

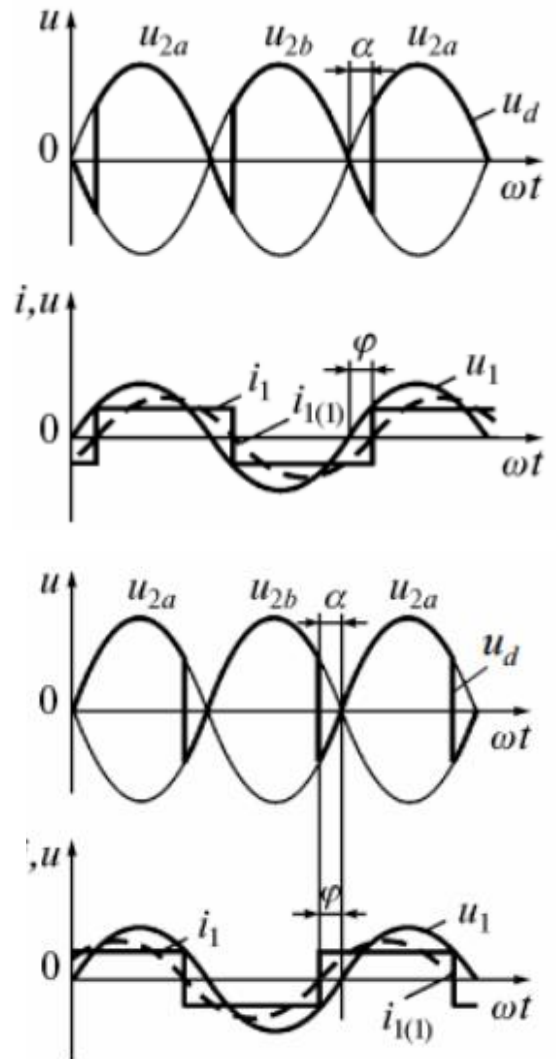
На рисунку 2.5 використовується система, яка реалізується у багатофазних системах. При роботі вентилів у системі з першого по дванадцятий, вона зводиться до функціонування двох трифазних систем через вирівнювальний реактор. У випадку, коли працюють вентиля з сьомого по чотирнадцятий, це аналогічно роботі двох зміщених зірок через інший вирівнювальний реактор. У наведених випадках випрямлена напруга відрізняється між собою в кілька разів. У цих випадках передбачається, що система випрямлення є ідеальною та не створює кута зміщення потужностей. На рисунку можна побачити поліпшення характеристик цієї системи в порівнянні з попередніми трифазними випрямлячами. Вище представлені системи покращують енергетичні показники, проте вони не можуть забезпечити отримання випереджаючого кута зсуву, оскільки цього неможливо досягти без застосування повністю керованих вентилів, а також комутації під впливом мережі.

Якщо створити складну систему керування, яка дозволяє вимикати ключі випрямляча до того, як вони перейдуть у режим комутації під впливом мережі, тоді така система зможе відкрити інший ключ. Це дозволяє зменшити кут до від'ємного значення і таким чином досягти зміщення кута між струмом і напругою в ємнісний характер навантаження. Такий метод здійснюється за допомогою конденсаторів і називається штучною комутацією ключів.

Використання цього методу показано на рисунку 2.6, це однофазна нульова система випрямлення. У такій системі робота залежить від кута α (рис. 2.6) Якщо паралельно ключам підключити ємнісні навантаження, можна за допомогою вказаного вище методу випереджати напругу та відкривати наступні ключі раніше. Як видно з діаграм, струм, що споживається від мережі, тепер випереджає напругу мережі. Ці системи не отримали широкого застосування через складність систем керування, а також збільшення масогабаритних показників.



а



б

Рис. 2.6 – Приклад системи зі штучною комутацією ключів: а – схема системи зі штучною комутацією; б – часові діаграми струмів і напруг

Однак з появою можливості керування комутацією тиристорів відкриваються нові перспективи використання таких систем. На рисунку 2.7 показано систему, що живиться однією фазою із застосуванням тиристорів, які можна запирати. Завдяки керуючим сигналам з'являється можливість заперти перший тиристор і, завдяки випередженню на кут α , заздалегідь відкрити другий тиристор. На діаграмах на рисунку 2.7 видно випередження струму відносно напруги. Важливо додати, що у випадку, коли система розглядається як неідеалізована, існує індуктивність розсіювання. Внаслідок цього виникають перенапруги через самонаведення напруги на індуктивності. Нормальна робота системи перетворення енергії більше не можлива. Для вирішення цієї проблеми

доводиться використовувати ємність великої потужності для компенсації енергії, що виділяється під час комутації в котушці.

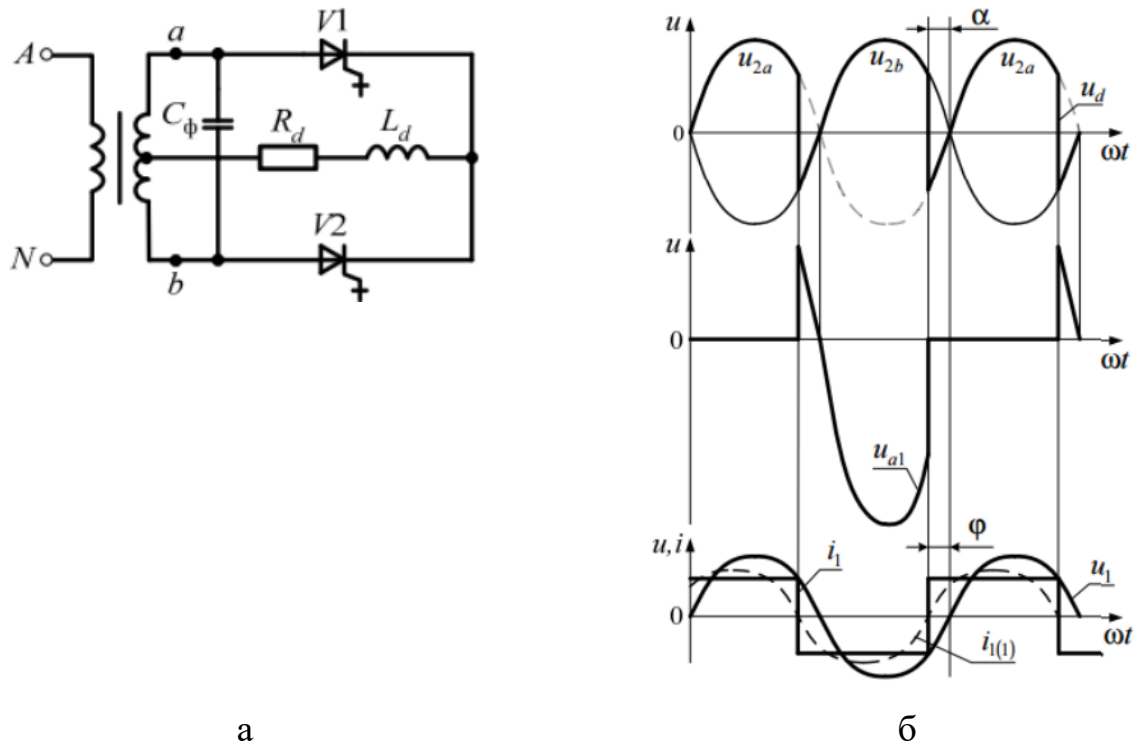


Рис. 2.7 – Схема и временные диаграммы в цепи с использованием запираемых ключей: а – електрична схема ланцюга; б – часові діаграми напруг та струмів

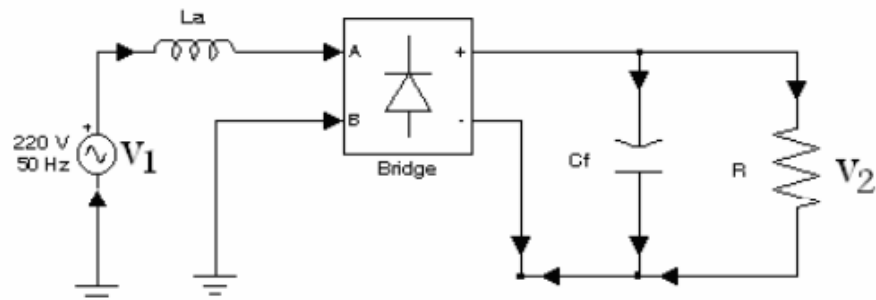
Така система також ще більше ускладнює електромагнітні процеси, що проходять у схемі випрямлення, а також погіршує масогабаритні показники.

2.2 Дослідження застосування резонансних фільтрів та ємнісних батарей

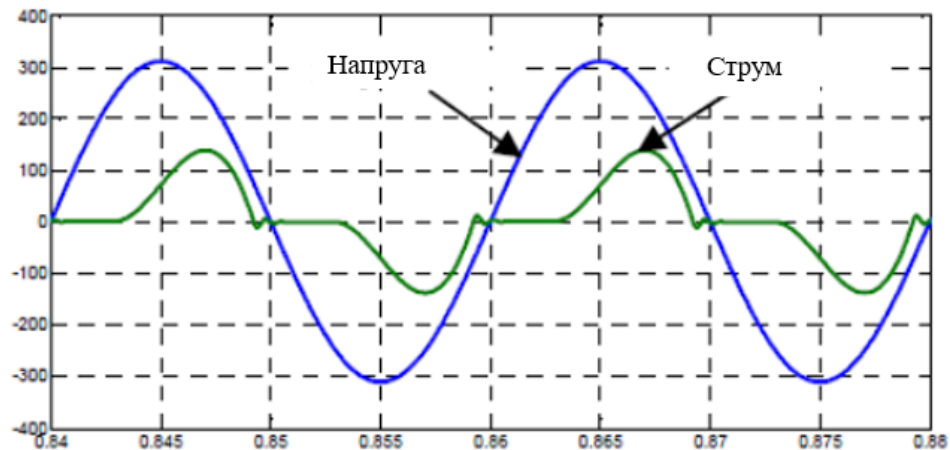
Даний метод називається пасивним коректором коефіцієнта потужності, його сутність полягає в тому, щоб максимально зменшити негативні наслідки роботи напівпровідникового випрямляча, згладити їх, тому в російській літературі його ще називають згладжувальним фільтром. Також фільтри іноді встановлюють не тільки в колі постійного струму перетворювача частоти, але й в мережі до подачі на випрямляч, а також на виході з інвертора. Такі фільтри називаються резонансними і, як правило, вони встановлюються на певну гармоніку.

Найпростішим способом є використання індуктивного навантаження на стороні мережі до випрямлення напруги, увімкненого послідовно, як показано на рисунку 2.8. Максимальний коефіцієнт потужності, який може бути отриманий за допомогою цієї конфігурації, становить 0,76. Індуктор можна також встановити на стороні постійного струму, як показано на рисунку 2.9. Струм індуктивності є безперервним за достатньо великої індуктивності L_d . У теоретичному випадку майже нескінченної індуктивності струм індуктора є постійним, тому вхідний струм випрямляча має квадратну форму, а коефіцієнт потужності дорівнює 0,9. Однак для роботи, близької до цієї умови, для L_d буде потрібна дуже велика котушка індуктивності. При меншій індуктивності L_d струм котушки індуктивності стає переривчастим. Максимальний коефіцієнт потужності, який можна отримати в такому випадку, становить 0,76, причому режим роботи ідентичний випадку індуктора на стороні змінного струму, який обговорювався раніше.

Покращення коефіцієнта потужності можна досягти шляхом додавання конденсатора C_a , який покращує коефіцієнт потужності, $\cos \varphi$. Можлива конструкція для K_d і одиничного коефіцієнта потужності $\cos \varphi$, що призводить до максимально доступного коефіцієнта потужності 0,905. Форма лінійного струму може бути додатково покращена за допомогою комбінації вхідних і вихідних фільтрів нижніх частот. Існує також декілька рішень, заснованих на резонансних мережах, які використовуються для послаблення гармонік.



а

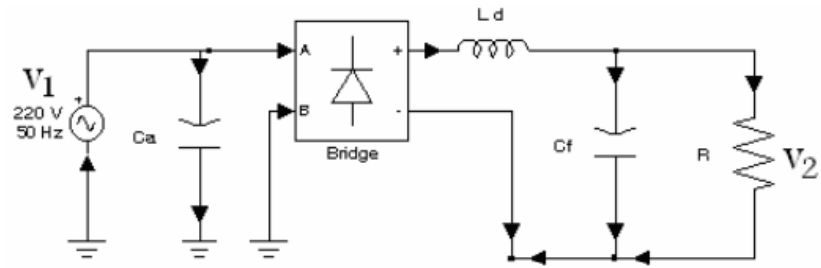


б

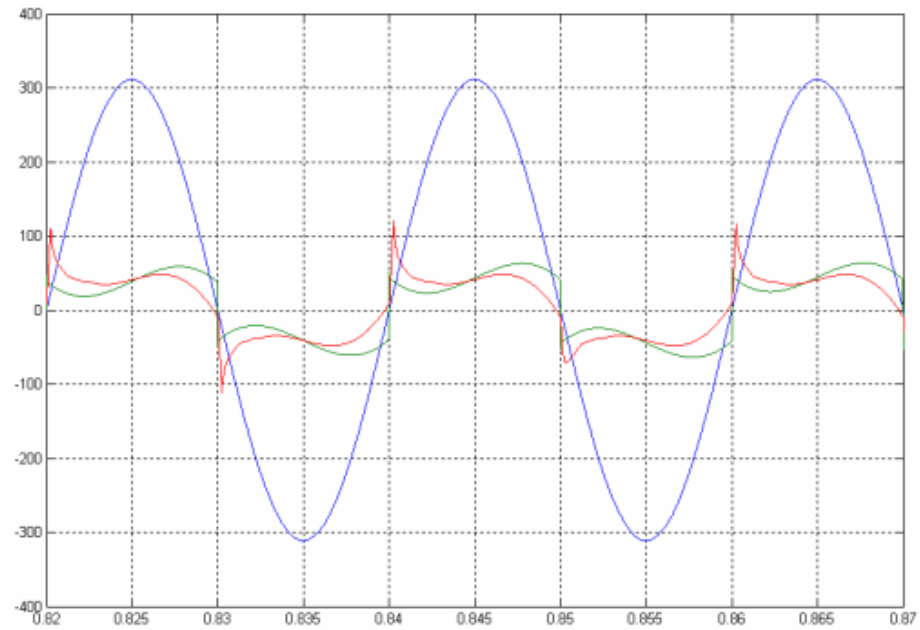
Рис. 2.8 – Схема пасивного коректора потужності: а – пасивний коректор потужності; б – графік напруги та струму у схемі пасивного коректора потужності

Наприклад, смуговий фільтр послідовного резонансного типу, налаштований на лінійну частоту, вводиться між джерелом змінного струму та навантаженням. Ця схема зображена на рисунку 2.10, коефіцієнт потужності становить 0,993.

Інша можливість полягає у використанні фільтра з гармонічними фільтрами. Гармонічна пастка складається з послідовно-резонансної мережі, з'єднаної паралельно джерелу змінного струму та налаштованої на гармоніку, яка має бути послаблена. Наприклад, фільтр, показаний на рисунку 2.11, має дві гармонічні пастки, налаштовані на 3-ю та 5-ту гармоніки відповідно, досяжний коефіцієнт потужності становить 0,999.



а

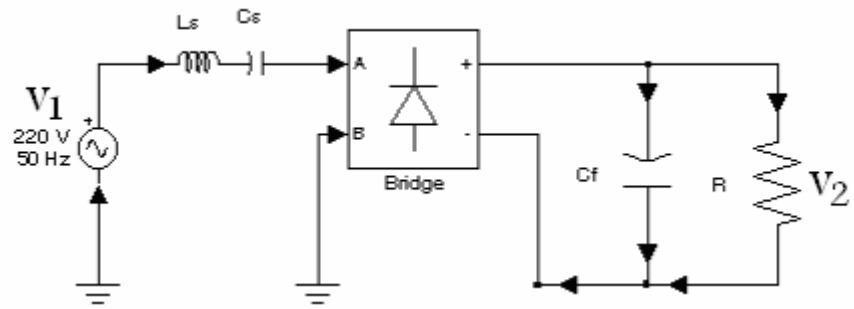


б

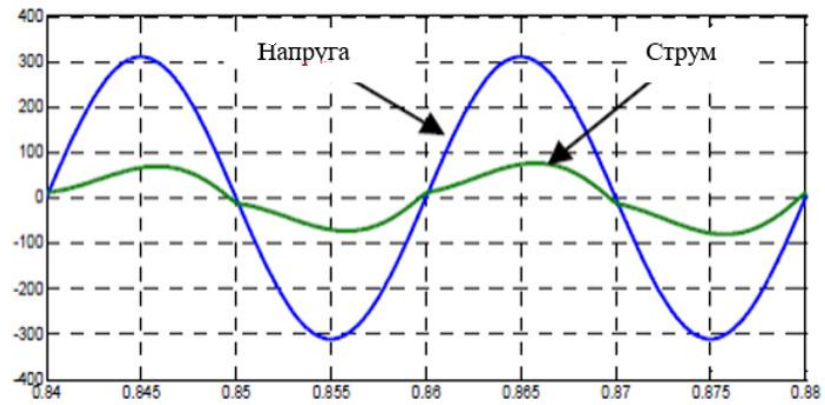
Рис. 2.9 – Схема з LC-фільтром у мережі постійного струму: а –принципова схема з LC-фільтром; б – графік напруг і струмів у ланцюзі

Пасивні методи корекції коефіцієнта потужності мають певні переваги, такі як простота, надійність і міцність, нечутливість до шумів і перенапруг, відсутність генерації високочастотного електромагнітного інтерфейсу (ЕМІ) та відсутність високочастотних комутаційних втрат.

З іншого боку, вони також мають кілька недоліків. Розв'язки на основі фільтрів важкі та громіздкі, оскільки використовуються частотно-реактивні компоненти

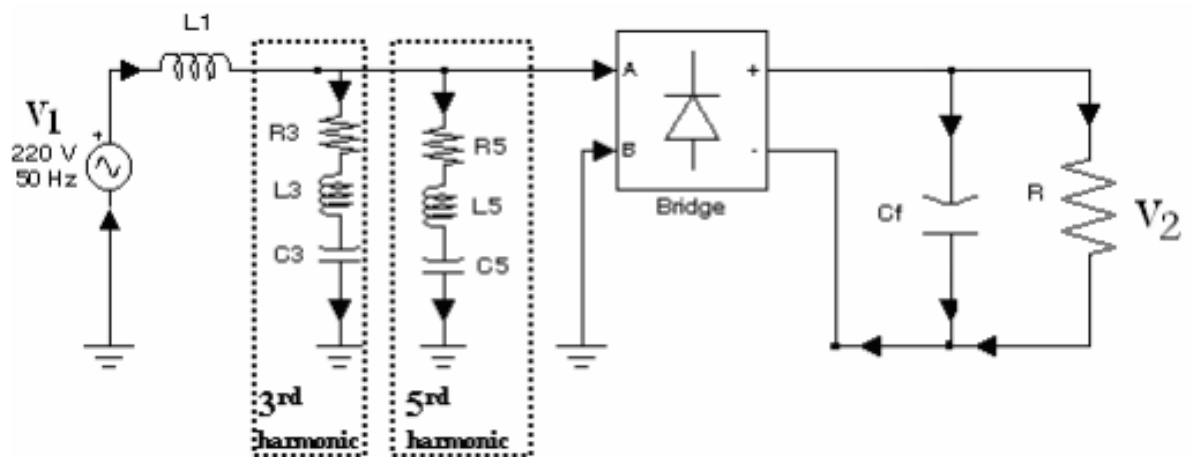


а



б

Рис. 2.10 – Послідовний резонансний фільтр: а – схема послідовного резонансного фільтра; б – часові діаграми напруги та струму



а

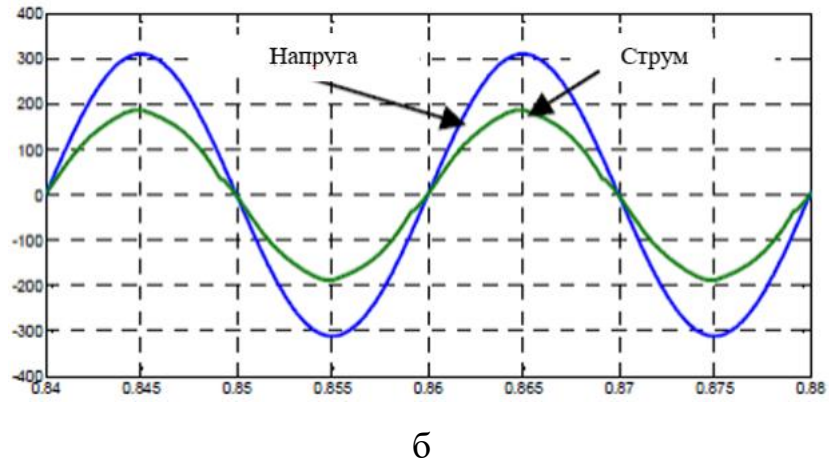


Рис. 2.11 – Пасивний ККП з резонансними фільтрами 3 та 5 гармонік
а – схема пасивного ККП з резонансними фільтрами 3 та 5 гармонік; б – часові діаграми напруги та струму

Вони також мають поганий динамічний відгук, відсутність регулювання напруги, а форма вхідного струму залежить від навантаження. Незважаючи на те, що гармоніки струму в лінії знижуються, основний компонент може демонструвати надмірний зсув фази, що знижує коефіцієнт потужності. Крім того, схеми, засновані на резонансних мережах, чутливі до частоти лінії. У системах з гармонічними фільтрами послідовний резонанс використовується для ослаблення певної гармоніки. Однак також має місце паралельний резонанс на різних частотах, який може підсилювати інші гармоніки.

2.3 Застосування активних методів корекції коефіцієнта потужності у перетворювальних установках

Активні ККП мають різні системи і способи керування, а деякі також і способи роботи. Найпоширеніший і відомий – це той самий LC-фільтр, тільки з обмеженою комутацією ємності та індуктивності (рис. 2.12)

При цьому існує два способи керування цією схемою, два режими роботи ключа:

1. Замикання відбувається, коли струм дорівнює 0, а розмикання – при рівності напруги на вході дроселя і опорної напруги.

2. Замикання здійснюється при рівності напруги на виході дроселя і опорної напруги, а розмикання – при рівності напруги на виході дроселя і опорної напруги, пропорційної середній напрузі випрямленого кола.

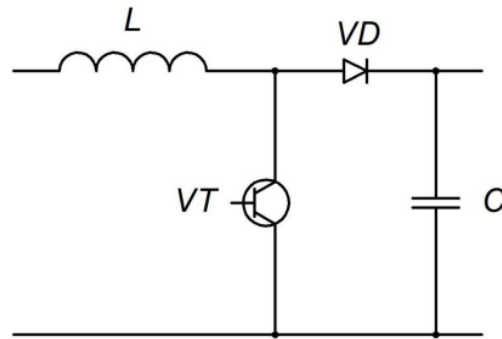


Рис. 2.12 – Принципова схема активної корекції коефіцієнта потужності

Такі системи дають високий результат, досягаючи коефіцієнта потужності 0,92-0,98. Однак на даний момент існує дуже мало літератури, спрямованої на проектування цих ККП, а точніше систем керування ними. Також, якщо після кола змінного струму встановлено інвертор, то гармоніки можна подавити, розрахувавши параметри відкриття кутів транзисторів. При цьому гармоніки будуть повністю відсутні в подальшій схемі, але це призводить до втрати необхідних показників вихідної напруги, частоти, напруги.

Також варто зазначити, що ці системи часто не є універсальними, вони повинні чітко розраховуватися під певні умови роботи, тобто реалізація найпростішого активного ККП, наприклад, інвертора з електроприводом та регулюванням швидкості обертання двигуна за допомогою регулювання частоти, що видається інвертором, може порушити розрахунковий баланс системи. Взяти навіть резонансний фільтр, який встановлюється на виході інвертора, оскільки він все одно створює гармоніки. Коефіцієнт передачі фільтра буде змінюватися в залежності від частоти, згідно з амплітудно-частотними характеристиками резонансних фільтрів, які видаються інвертором, і відповідно, погіршується ефективність фільтра. Оскільки весь AC/DC/AC перетворювач буде залежати один від одного, це позначиться і на роботі активного ККП. Однак відомі методи проектування закладають постійні величини в розрахунок, не маючи на увазі

можливість створення динамічної системи, навіть підвищене навантаження на двигун може вивести систему з ладу. Це призводить до створення більш складних сучасних АС/DC/АС перетворювачів з можливістю регулювання напруги кола постійного струму, регуляторів напруги на інверторі та багатьох інших схем, спрямованих на створення універсальних динамічних систем з високим коефіцієнтом потужності [15].

У вільному доступі можна знайти вже існуючі подібні схеми керування, такі системи керування мають багато характеристик і захистів від роботи в ненормальних режимах, а також можливе налаштування на роботу на інших частотах.

Також можна використовувати коректор коефіцієнта потужності (ККП), який одночасно є активним фільтром, зокрема використовується ККП на базі підвищувального перетворювача. Приблизна схема показана на рисунку 2.13. Активні методи ККП, пов'язані з формуванням лінійного струму із застосуванням комутаційних пристроїв, таких як MOSFET та IGBT, є результатом прогресу в галузі силових напівпровідникових пристроїв [8].

Випрямляч з фазовим керуванням отримується з випрямляча з індуктором на стороні постійного струму, де діоди замінюються тиристорами. В залежності від індуктивності L_d і кута запалювання α , може бути отриманий коефіцієнт спотворення близькості K_d або коефіцієнт зсуву $\cos\phi$. Однак загальний коефіцієнт потужності PF завжди менше 0,7, індуктивність L_d і кут запалювання α вибираються таким чином, щоб максимізувати K_d .

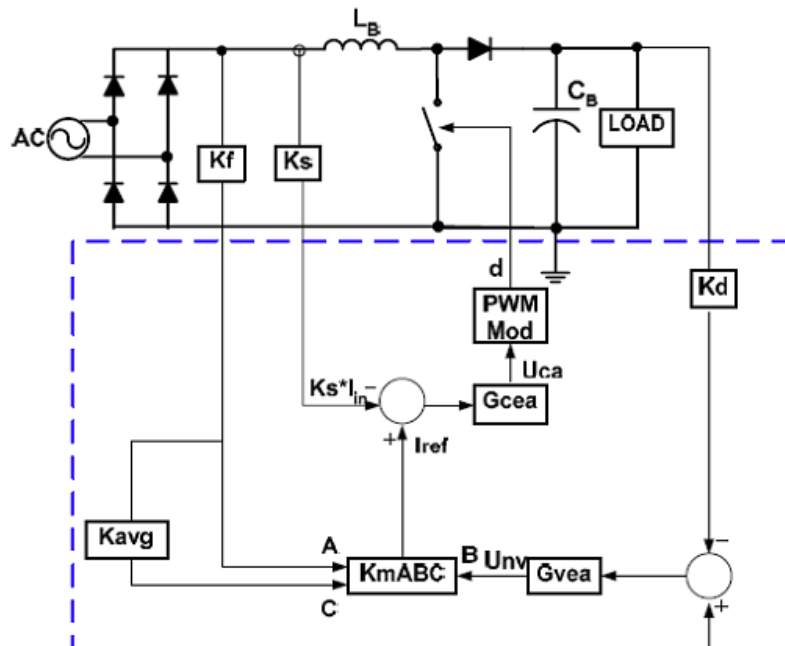
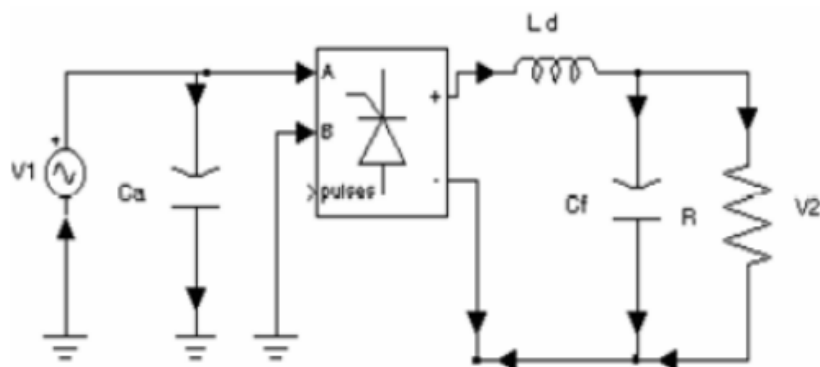


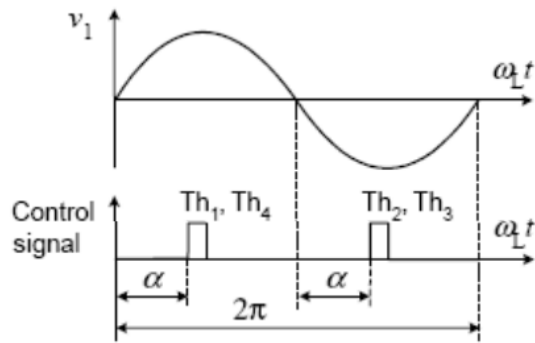
Рис. 2.13 – Структура системи керування ККП

На рис.2.13 AC – однофазний джерело змінної напруги; L_B – дросель; C_B – електролітичний конденсатор

Модель тиристорного випрямляча з фазовим керуванням представлено на наступному рисунку.



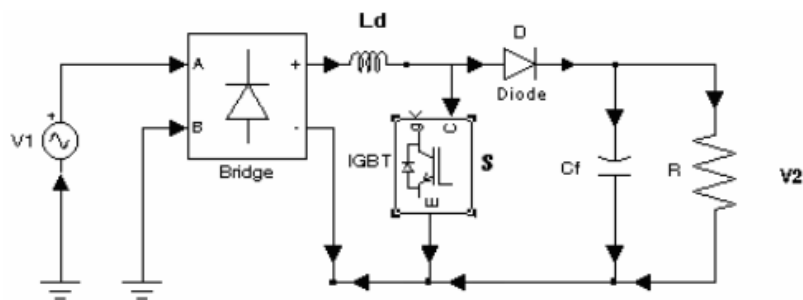
а



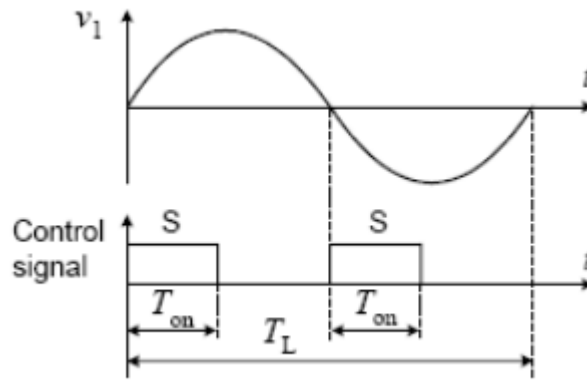
б

Рис. 2.14 – Тиристорний випрямляч з фазовим керуванням: а – схема випрямляча з фазовим керуванням; б – графік керуючого сигналу тиристорів та форми напруги

Це передбачає затриманий коефіцієнт зсуву, $\cos\varphi$, який компенсується додатковою вхідною ємністю C_a . Цей підхід аналогічний тому, який використовується для діодного мостового випрямляча з індуктором на стороні постійного струму. Це рішення забезпечує контрольовану вихідну напругу, воно просте, надійне та використовує недорогі тиристори. З негативного боку, регулювання вихідної напруги відбувається повільно та потребує відносно великої індуктивності L_d . [30]



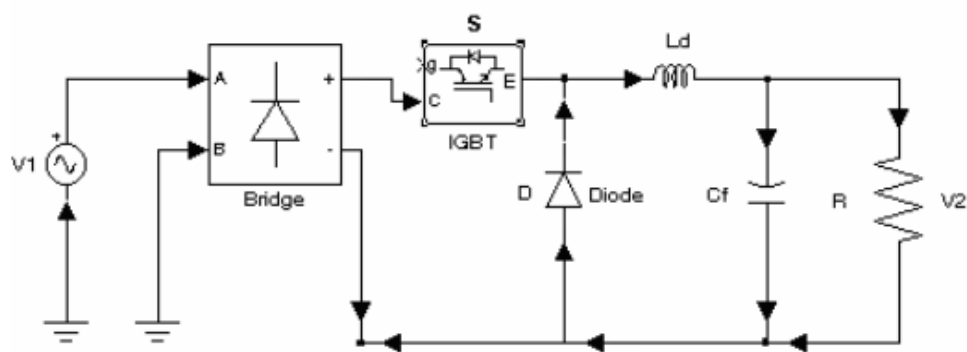
а



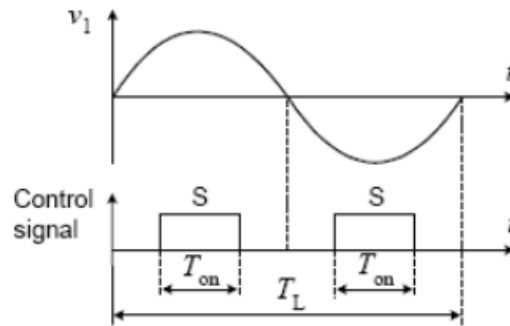
б

Рис. 2.15 – Низькочастотний імпульсний підвищувач: а – схема низькочастотного імпульсного підвищувача; б – графік керуючого сигналу та форми напруги

Низькочастотний імпульсний підвищувальний перетворювач. Активний перемикач S вмикається на час T_{on} , щоб збільшити інтервал провідності випрямних діодів. Також можливо мати багаторазове перемикання на половину лінійного циклу при низькій частоті перемикання, щоб покращити форму мережного струму. Проте струм у мережі має значну кількість пульсацій [20].



а



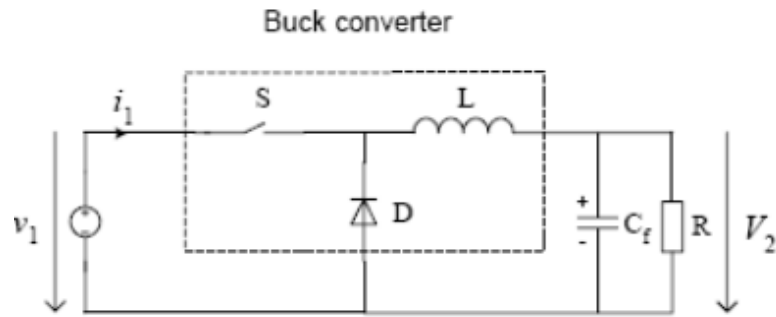
б

Рис. 2.16 – Низькочастотний перемикаючий понижувальний конвертер: а – схема низькочастотного перемикаючого понижуючого перетворювача; б – графік керуючого сигналу та форми напруги

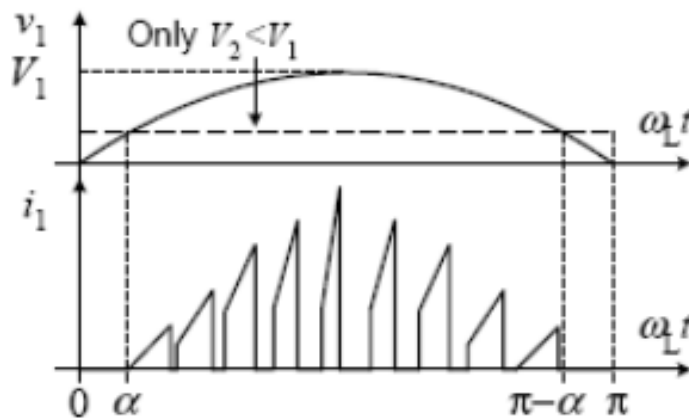
Низькочастотний перемикаючий понижувальний конвертер. Теоретично індуктивний струм постійний для майже нескінченної індуктивності L_d . Перемикач вмикається на час T_{on} , а інтервали часу симетричні відносно перетинів нульової напруги. Форма струму в лінії квадратна з регульованим робочим циклом. Для обмеження гармонічних складових струму в лінії можна використовувати декілька перемикачів за лінійний цикл. Однак необхідна індуктивність L_d велика та непрактична.

На завершення, низькочастотне перемикання ККП дає можливість контролювати вихідну напругу в певних межах. У таких схемах втрати на перемикання та високочастотні електромагнітні завади незначні, однак реактивні елементи великі, і регулювання вихідної напруги відбувається повільно.

Каскад ККП може бути реалізований з використанням діодного моста та DC/DC-перетворювача з частотою перемикання, яка значно перевищує частоту мережі. В принципі, для цієї мети можна використовувати будь-який DC/DC-перетворювач, якщо використовується відповідний метод керування для формування його вхідного струму або якщо він має власні властивості ККП. Перетворювачі можуть працювати в режимі безперервного струму індуктора (СІСМ), де струм індуктора ніколи не досягає нуля протягом одного циклу перемикання, або в режимі переривчастого індуктивного струму (DІСМ), де струм індуктора дорівнює нулю під час інтервалів циклу перемикання. [27]



а

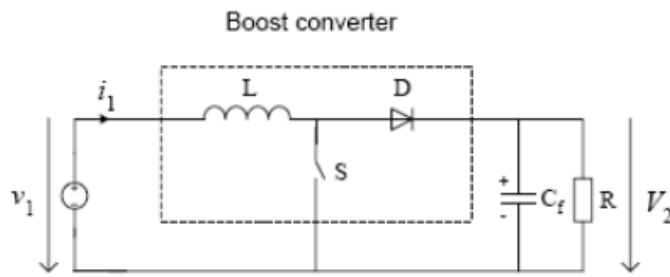


б

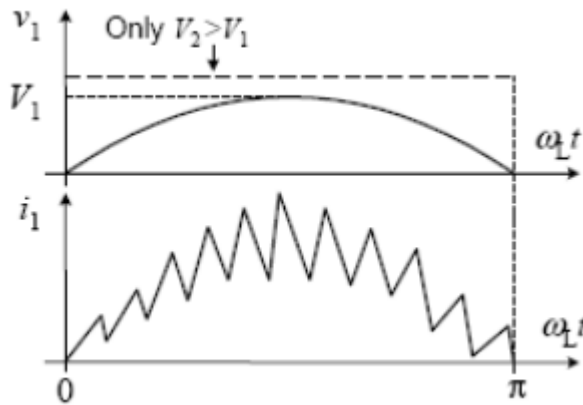
Рис. 2.17 – Принцип роботи понижуючого перетворювача:

а – схема понижуючого конвертера; б – графіки напруги та струму

Понижуючий конвертер: понижувальний перетворювач має коефіцієнт перетворення зниження. Відповідно, можна отримати вихідну напругу V_2 нижче за вхідну напругу (V_1). Однак перетворювач може працювати лише тоді, коли миттєва вхідна напруга v_1 вища, ніж вихідна напруга V_2 . Тому лінійний струм корекції коефіцієнта потужності, заснований на перетворювачі Buck, має спотворення. Крім того, вхідний струм перетворювача є переривчастим. Отже, навіть у режимі СІСМ вхідний струм має значну високочастотну складову, що збільшує електромагнітні завади (ЕМІ), і потрібен фільтр. Деякі додатки ККП засновані на цій топології.



а



б

Рис. 2.18 – Принцип роботи підвищуючого перетворювача:

а – схема підвищуючого конвертера; б – графіки напруги та струму

Підвищувальний перетворювач є найбільш поширеною топологією, що використовується для корекції коефіцієнта потужності, і може працювати в двох режимах – у режимі безперервної провідності (CCM) і режимі переривчастої провідності (DCM). Перетворювач Boost має коефіцієнт перетворення підвищувального типу; відповідно, вихідна напруга V_2 завжди вища за вхідну напругу V_1 . Робота можлива протягом усього лінійного циклу, тому вхідний струм не має перехресних спотворень. Вхідний струм є безперервним. Відповідно, вхідний струм зі зниженим вмістом високочастотних компонентів може бути отриманий при роботі в режимі SICM.

Для застосувань середньої та високої потужності, де вимоги до вхідних фільтрів переважають за розмірами магнітних елементів, підвищувальний перетворювач у режимі CCM є кращим вибором через менший піковий струм (що зменшує втрати на провідність) та нижчий пульсуючий струм (що знижує вимоги до вхідних фільтрів і втрати індуктивності змінного струму). Через ці причини

перетворювач Boost, який працює в режимі CISM, широко використовується для корекції коефіцієнта потужності (ККП) [28].

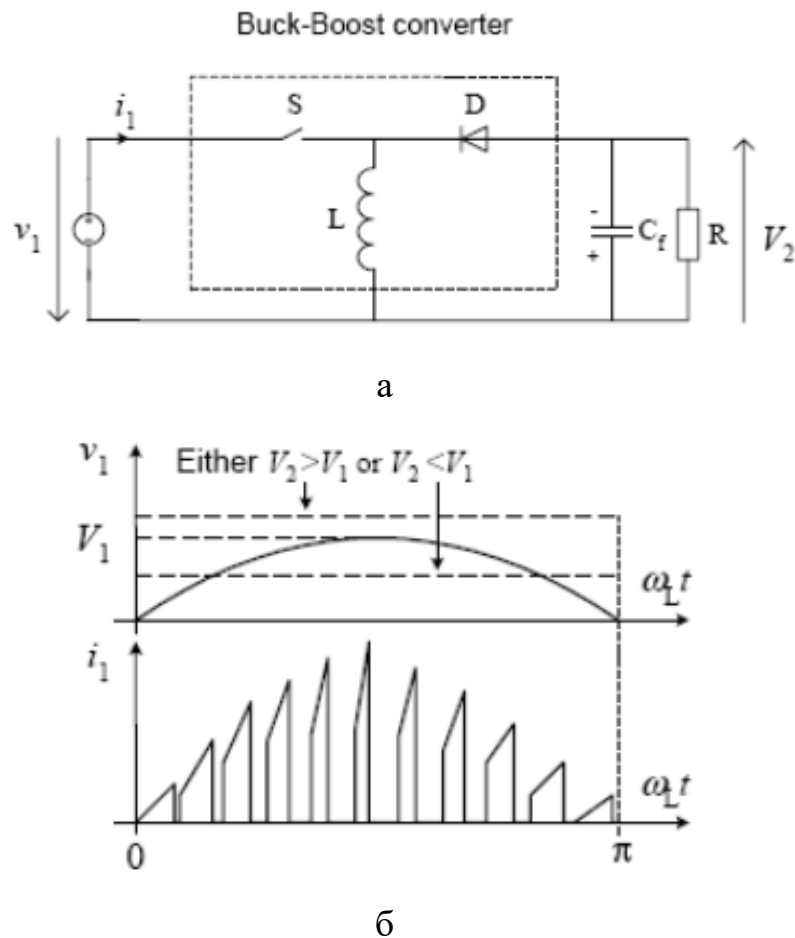


Рис. 2.19 – Принцип роботи знижувально-підвищувального конвертера: а – схема знижувально-підвищувального конвертера; б – графіки напруги та струму

Конвертер суміжного типу може працювати як понижувальний, так і як підвищувальний перетворювач. Це означає, що вихідна напруга V_2 може бути більшою або меншою за амплітуду V_1 вхідної напруги, що дає свободу в налаштуванні вихідної напруги. Робота можлива протягом лінійного циклу, і може бути отриманий синусоїдальний струм у лінії. Однак вихідна напруга інвертується, що призводить до вищої напруги для перемикача. Більше того, подібно до понижувального конвертера, вхідний струм є переривчастим зі значним вмістом високочастотних компонентів. Таким чином, вхідний струм має значну високочастотну складову, що підвищує вимоги до електромагнітної сумісності та фільтрації.

На додаток до цих базових перетворювачів, двоперемикачевий суміжний перетворювач є цікавим рішенням. Він працює як понижувальний перетворювач, коли вхідна напруга перевищує вихідну, і як підвищувальний перетворювач, коли вхідна напруга нижча за вихідну. Таким чином, робота можлива протягом усього лінійного циклу, і вихідну напругу можна змінювати в широкому діапазоні, подібно до змішаного конвертера. Ще однією позитивною особливістю є те, що завдяки неінвертованій вихідній напрузі на перемикачах нижча, ніж у змішаного конвертера. Однак ця топологія має більше перемикачів, що призводить до підвищених втрат і витрат на провідність.

Інша неізольована топологія ККП – це ШІМ-випрямляч. Топологія може видавати як підвищені, так і знижені вихідні напруги, такі як підвищувальна схема. Повністю модульний ШІМ-випрямляч забезпечує підвищувальну напругу. Для досягнення одиничного коефіцієнта потужності для схеми ШІМ-випрямляча необхідні два або чотири потужні перемикачі, оскільки використовується конфігурація з неповним або повним мостом. Це також вимагає складнішого управління порівняно з підвищувальною топологією. Використання активних методів ККП дає такі переваги:

- низький вміст гармонік у вхідному струмі в порівнянні з пасивними методами.
- зменшення номінального струму конденсатора вихідного фільтра;
- можливість досягнення необхідного коефіцієнта потужності;
- для вищих рівнів потужності активні методи ККП призведуть до збільшення розміру, ваги та вартості порівняно з пасивними методами ККП.

Математична модель ККП. Основна відмінність від класичних схем з помножувачем полягає в тому, що для отримання синусоїдального вхідного струму не потрібно вимірювати напругу лінії змінного струму (відсутній датчик напруги на вході), оскільки вся необхідна інформація отримується з постійної напруги на виході перетворювача та струму дроселя. Ця методика управління, розроблена та запатентована відносно недавно, отримала назву «one cycle control» (ОСС). В українській літературі вона відома як методика управління з інтегруванням всередині такту. ОСС спрощує процес корекції коефіцієнта

потужності, забезпечуючи таку ж високу якість, як і традиційні методики з помножувачем» [9].

«При побудові схеми заміщення були прийняті допущення про ідеальність і лінійність усіх компонентів» [9].

«Як відомо, моделі автоматичних систем на основі напівпровідникових перетворювачів із широтно-імпульсною модуляцією належать до класу систем типу». [9]

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \bar{G}(A, \bar{X}, t) \quad (2.1)$$

«Де $\bar{X}$ – вектор фазових змінних; $\bar{G}$ – періодична векторна функція; A – матриця параметрів системи» [9].

Розв'язок системи (2.1) визначається за виразом [9].

$$\bar{X}t = \bar{X}(t + \alpha) \quad (2.2)$$

де α – період комутації вентилів

«Функція (2.1) має розриви першого роду деяких гладких поверхнях (гіперповерхнях), які задаються виразом» [9].

$$\xi_j t, \bar{X} = 0 \quad (2.3)$$

де $j = 1, 2, \dots, k$

«Поверхні (2.3) розбивають простір $(\bar{X}, t)$ на області, в яких рух системи визначається різними диференціальними рівняннями з «гладкими» правими частинами. На межах областей розв'язки цих часткових систем «зшиваються»» [9].

Систему роботи перетворення можна представити, як систему заміщення, яку можна описати нелінійними диференціальними рівняннями

$$\begin{aligned}
L \frac{di_L}{dt} &= -Ri_L - K_{FD} \xi(t) u_c + u \\
L \frac{di_L}{dt} &= i_L K_{FD} \xi(t) - \frac{U_c}{R_h} \\
\frac{du_h}{dt} &= -\frac{\alpha_1 \beta_1}{T} U_c + \frac{\alpha_1 U_3}{T}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

де i_L – струм в індуктивності; u_c – напруга на ємності фільтра; $K_{FD}(\xi t)$ – функція, що описує комутацію діода; u – функція випрямленої мережевої напруги; T – стала часу інтегрування» [9].

Рівняння функції $\xi(t)$ прийме вигляд:

$$\xi(t) = \alpha_2 (\alpha_1 (U_3 - \beta_1 u_c) - \beta_2 i_L) - [X_i]_2 \tag{2.5}$$

де $[X_i]_2$ – навантаження виходу генератора.

Рівняння комутації $K_F \xi(t) = 1 - K_{FD} \xi(t)$ описує поведінку вентилів на різних часових інтервалах під час роботи ШІМ. $K_F \xi(t)$ залежить від того, яка система автоматичного керування буде використовуватися в системі. У нашому випадку приймається однополярна, неінверсна. Виходячи з цього, рівняння набуває такого вигляду

$$K_F \xi(t) = \frac{1}{2} [1 + \text{sign}(\xi(t))] \tag{2.6}$$

Відповідно рівняння може приймати результати 1 та 0.

Вихідну систему ми перетворюємо в матричний вигляд

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = A(K_F \xi(t)) \bar{X} + \bar{B}(i_L) \tag{2.7}$$

де A – це матриця системи рівнянь, яка може приймати кілька значень – A_1, A_2, A_3 – все залежить від режиму комутацій і розривів струму. $\bar{X} = x_1 x_2^T = i_L u_c^T$ – являє собою варіації векторних станів; $\bar{B}$ – вектор зовнішніх збурень, який може приймати різні значення в залежності від переривчастості або безперервності струму дроселя.

Математичне моделювання вихідного рівняння пов'язане з низкою труднощів, зокрема з побудовою зворотної матриці, яка під час розв'язання вироджується.

Було запропоновано методику відтворення чисельно-аналітичного розв'язку поведінки системи подібних пристроїв, яка, в свою чергу, повинна зменшити час, необхідний для отримання кінцевого результату, та надає більше можливостей для дослідження динамічних систем управління.

Фактично третя частина рівняння присвячена розв'язанню напруги на ємності перетворювача U_c , тоді як перші два рівняння у вихідному рівнянні не залежать від напруги на виході інтегруючого елемента U_v . Таким чином, можна розбити розв'язок на дві частини:

1. Розв'язок системи диференціальних рівнянь.
2. Розв'язок рівняння на основі отриманого аналітичного рішення.

Розглянемо кожну частину.

Перша частина. Перетворювач за час такту змінює структуру залежно від переривчастості струмів і комутаційних процесів. Реактивний струм індуктивності перетворювача може знизитися до нуля лише при закритому керуючому вентилі. Завдяки цьому ми можемо розбити цикл роботи на кілька функцій, в яких рівняння є безперервними, і, таким чином, перетворивши вищезгадані формули, отримаємо:

$$\frac{d\bar{X}}{dt} = \begin{matrix} A_1 \bar{X} + \bar{B}_1; \\ A_2 \bar{X} + \bar{B}_2; \\ A_3 \bar{X} + \bar{B}_3; \end{matrix} \quad \begin{matrix} \partial e & (k-1)a < t \leq t_{k_1}; & K_F = 1, i_L > 0; \\ \partial e & t_{k_1} < t \leq t_{k_2}; & K_F = 0, i_L > 0; \\ \partial e & t_{k_2} < t \leq k \cdot a; & K_F = 0, i_L = 0. \end{matrix}$$

де a – період слідування тактових імпульсів; t_{k1} – момент комутації; t_{k2} – момент зниження струму до нульового значення.

Якщо протягом періоду струм не зменшується до нуля, то можна розбити на дві частини, при цьому $t_{k2} = k_a$. Оригінальна система рівнянь розбивається за допомогою графічно-аналітичного методу:

1. Момент комутації ключа перетворювача.
2. Момент зниження струму дроселя до нуля.
3. Кінець тактового інтервалу.

Розв'язок оригінальної системи рівнянь за допомогою рівняння Коші набуває вигляду:

$$\overline{X}(t) = e^{A(t-t_0)} \overline{X}_0 + e^{A(t-t_0)} \int_{t_0}^t e^{-A(t-t_0)} B \sin(\omega t) dt \quad (2.9)$$

Розкривши інтеграл, отримаємо розв'язок у вигляді:

$$\begin{aligned} \overline{X}(t) = & e^{A(t-t_0)} \overline{X}_0 + [e^{A(t-t_0)} (A \sin(\omega t_0) + E \omega \cos(\omega t_0)) - \\ & - (A \sin(\omega t) + E \omega \cos(\omega t))] (A^2 + \omega^2 \cdot E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega t]) \end{aligned} \quad (2.10)$$

де E – одинична матриця, а функція $\text{sign}(\sin[\omega t])$ вказує на випрямлене значення вхідного сигналу і стежить за знаком другого доданку.

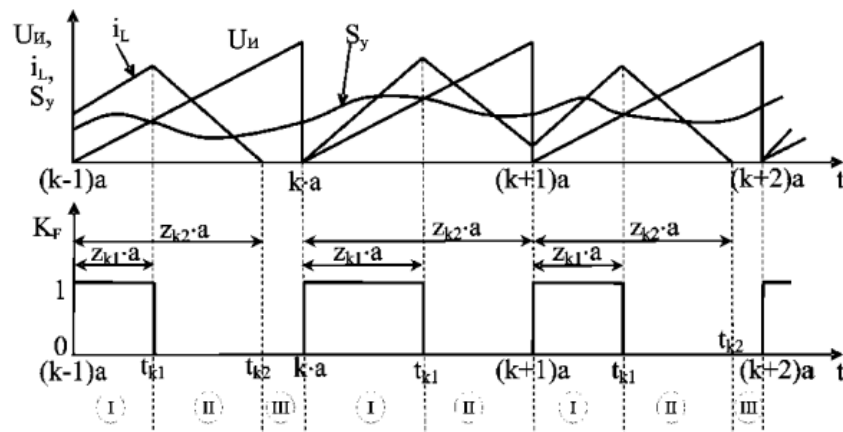


Рис. 2.20 – Часові діаграми роботи системи управління з широтно-імпульсною модуляцією

Вираз (2.10) характеризує змінні на кожній окремій ділянці. Подібно до рівнянь з граничними умовами, початкові умови одних частин стають остаточним розв'язком інших попередніх етапів. Зробимо заміну змінної часу на змінну z , таким чином позбавившись від непотрібних частих перерахунків зміни топологічних моментів кола.

$$\begin{aligned} \overline{X}(z) = & e^{A(z-z_0)a} \overline{X}_0 + [e^{A(z-z_0)} A \sin[\omega(k-1+z_0)a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z_0)a] - (A \sin[\omega(k-1+z)a] + \\ & + E\omega \cos[\omega(k-1+z)a])](A^2 + \omega^2 E)^{-1} \overline{B} \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z)a]) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Спробуємо розглянути рівняння (2.11) на основі оригінальної системи для кожної ділянки безперервності (2.9). Виходячи з цього та методу формування імпульсу, знаючи, що K_F може змінюватися лише в обмежений інтервал часу $[(k-1)a, ka]$: у точці t_{kl} , яка приймається за час комутації. Струм плавно сходиться до нуля у час t_{k2} при закритому вентилі. Відповідно, рівняння (2.11) можна розбити на кілька ділянок, на яких функція є сталою, клапан відкритий ($K_F = 1$), клапан закритий ($K_F = 0$), клапан закритий і електромагнітна енергія в дроселі вичерпана ($K_F = 0, i_L = 0$)» [9].

1. Ділянка ліворуч від моменту комутації: $k-1 \leq t \leq t_{k1}$. На цій ділянці комутаційна функція приймає значення $K_F=1$.

Основна матриця системи та вектор примусових впливів мають такий вигляд:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_u} \end{bmatrix} \quad \overline{B} = \begin{bmatrix} \frac{U_m}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

де U_m – амплітуда вхідної напруги.

З огляду на те, що початкові умови визначаються з попереднього тактового інтервалу: $\overline{X}_0 = \overline{X}_{k-1} = \overline{X}((k-1)a)$ – рішення (2.11) вихідної системи (2.4, 2.4) на даній ділянці записується як:

$$\begin{aligned} \overline{X}_{t_{k1}} = \overline{X}(z_{k1}) = e^{A_1 z_{k1} a} \overline{X}_0 + [e^{A_1 z_{k1} a} (A_1 \sin(\omega(k-1)a) + \\ + E\omega \cos(\omega(k-1)a)) - (A_1 \sin(\omega(k-1+z_{k1})a) + \\ + E\omega \cos(\omega(k-1+z_{k1})a))] (A_1^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k1})a]) \end{aligned} \quad (2.13)$$

2. Ділянка праворуч від моменту комутації: $t_{k1} < t \leq t_{k2}$. На цій ділянці комутаційна функція приймає значення $K_F = 0$. Основна матриця системи та вектор примусових впливів на цій ділянці мають наступні значення:

$$A_2 = \begin{vmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix} \quad \overline{B} = \begin{vmatrix} \frac{U_m}{L} \\ 0 \end{vmatrix} \quad (2.14)$$

Початковими умовами є значення вектора змінних стану в момент комутації ключа t_{kl} : $\overline{X}_0 = \overline{X}_{t_{k1}} = \overline{X}(z_{k1})$.

Таким чином, розв'язок оригінальної системи (2.4) на поточному часовому проміжку має вигляд:

$$\begin{aligned} \overline{X}_{t_{k2}} = \overline{X}(z_{k2}, z_{k1}) = e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} \overline{X}_{t_{k1}} + [e^{A_2(z_{k2}-z_{k1})a} (A_2 \sin(\omega(k-1+z_{k1})a) + \\ + E\omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) - (A_2 \sin[\omega(k-1+z_{k2})a] + \\ + E\omega \cos[\omega(k-1+z_{k2})a])] (A_2^2 + \omega^2 E)^{-1} B \text{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k2})a]) \end{aligned} \quad (2.15)$$

3. Ділянка праворуч від моменту комутації (режим переривчастого струму): $t_{k2} < t \leq ka$. Комутаційна функція на даній ділянці приймає значення $K_F = 0$, а струм дроселя $i_L = 0$. Основна матриця системи та вектор змущуючих впливів на даній ділянці мають такий вигляд:

$$A_3 = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{vmatrix} \quad \overline{B}_3 = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \end{vmatrix} \quad (2.16)$$

Початковими умовами цього інтервалу гладкості є значення вектора змінних стану на момент часу t_{k2} : $\overline{X}_0 = \overline{X}_{t_{k2}} = \overline{X}(z_{k1}, z_{k1})$. Вирішення системи (2.4) на даному інтервалі має вигляд:

$$\overline{X}(z_{k2}) = e^{A_3(1-z_{k3})a} \overline{X}_{t_{k2}} \quad (2.17)$$

Етап 2. Рівняння (2.4) вирішується методом послідовного наближення:

$$\overline{X}_u = \overline{X}_u(t_0) + \frac{\alpha_1}{T} \int_{t_0}^t (U_3 - \beta_1 X(\tau)) d\tau \quad (2.18)$$

де $X(\tau)$ – вектор фазових змінних, результат вирішення перших двох частин оригінального рівняння (2.4).

За аналогією з першим етапом розглянемо розв'язок (2.18) на трьох інтервалах сталості структури.

1. Ділянка ліворуч від моменту комутації: $(k-1)a \leq t \leq t_{k1}$. Слід зазначити, що початкові умови $\overline{X}_u(t_0)$ для кожного такту будуть нульовими, що зумовлено роботою схеми скидання (рис. 2.20).

$$X_u(z_{k1}) = X((k-1)a) + \frac{\alpha_1 U_3 z_{k1} a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (E - e^{A_3 z_{k1} a}) \overline{X}_0 -$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_1 z_{k1} a} (E \sin[\omega(k-1)a] + A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a]) + \\
& + \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] - E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] - A_1^{-1} \omega \cos[\omega(k-1)a] - \\
& - \frac{A_1}{\omega} \cos[\omega(k-1)a]) (A_1^2 + \omega^2 E)^{-1} B \operatorname{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k1})a]) \quad (2.19)
\end{aligned}$$

2. Ділянка праворуч від моменту комутації до початку переривчастого струму (якщо цей режим є): $t_{k1} < t \leq t_{k2}$.

$$\begin{aligned}
X_u(z_{k2}, z_{k1}) &= X_u(z_{k1}) + \frac{\alpha_1 U_3 (z_{k2} - z_{k1}) a}{T} + \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} A_2^{-1} (E - e^{A_1 (z_{k2} - z_{k1}) a}) \bar{X}_{t_{k1}} - \\
& - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} (e^{A_2 (z_{k2} - z_{k1}) a} (E \sin[\omega(k-1+z_{k1})a] + A_2^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) + \\
& + \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k2})a] - E \sin[\omega(k-1+z_{k2})a] - A_2^{-1} \omega \cos[\omega(k-1+z_{k1})a] - \\
& - \frac{A_2}{\omega} \cos[\omega(k-1+z_{k1})a]) (A_2^2 + \omega^2 E)^{-1} B \operatorname{sign}(\sin[\omega(k-1+z_{k2})a]) \quad (2.20)
\end{aligned}$$

3. Ділянка праворуч від моменту комутації (режим переривчастого струму): $t_{k2} < t \leq ka$.

Індуктивний струм системи $X_I(t)$ на даному проміжку часу дорівнює нулю, а напруга $X_2(t)$ описується розрядкою електричної енергії, запасеної в конденсаторі, отримуємо рівняння виду

$$\begin{aligned}
[X_u(z_{k2})]_2 &= [X_u(z_{k2}, z_{k1})] + \frac{\alpha_1 U_3 (1 - z_{k2}) a}{T} - \\
& - \frac{\alpha_1 \beta_1}{T} X_2(z_{k2} - z_{k1}) R_n C (E - e^{-(1 - z_{k2}) a / R_n C}) \quad (2.21)
\end{aligned}$$

Для знаходження шляхів розв'язання оригінального рівняння (2.4) знаходимо розв'язок на кожному часовому проміжку, де рівняння не є безперервним, z_{kl} і відносної величини z_{k2} , яка показує положення точки

переривання струму всередині тактового інтервалу. Пошук z_{k1} і z_{k2} можливий за допомогою будь-якого з відомих чисельних методів розв'язання нелінійних рівнянь за поданими нижче алгоритмами [2].

Алгоритм пошуку z_{k1} формулюється таким чином:

- 1) імпульс може виникнути тільки на початку тактового інтервалу $(k-1)a < t \leq ka, k=1, 2, \dots, n$.
- 2) якщо $\xi|_{t=(k-1)a+0} \leq 0$, то $t_{k1} = (k-1)a$, а відносна тривалість імпульсу $z_{k1} = 0$;
- 3) якщо $\xi|_{t=(k-1)a+0} > 0$, а $\xi|_{t=ka-0} < 0$, то t_k – найменший корінь рівняння $\xi(t_{k1}) = 0$, а $z_{k1} = (t_{k1} - (k-1)a) / a$, причому для підвищуючого перетворювача необхідно обмежувати максимальне значення z_{k1} на певному рівні (зазвичай 0,85...0,95) для запобігання короткому замиканню ланцюга на вході;
- 4) якщо $\xi(t) > 0$ в межах всього тактового інтервалу, то $t_{k1} = ka$, а z_{k1} приймає максимально можливе значення, обмежене умовою 3.

«Алгоритм пошуку z_{k2} . Струм, що протікає в системі, зменшується до нуля тільки при закритому ключі ($K_F = 0$). Для знаходження коефіцієнта неперервності струму z_{k2} необхідно розглянути поведінку струму на другій ділянці постійності системи» [9].

- 1) струм дроселя (X_I) може знизитися до нуля на початку інтервалу $t_{k1} < t \leq t_{k2}$;
- 2) якщо $X_I|_{z=z_{k1}+0} \leq 0$, то $z_{k1} = z_{k1}$;
- 3) якщо $X_I|_{z=z_{k1}+0} > 0$ а $X_I|_{z=1-0} < 0$, то z_{k2} – найменший корінь рівняння $X_I(z_{k2}, z_{k1}) = 0$ (розв'язок рівняння відносно струму);
- 4) якщо $X_I(z_{k2}, z_{k1}) > 0$ в межах всього інтервалу закритого ключа, то $z_{k2} = 1$, тобто. перетворювач працює в режимі безперервного струму дроселя (ділянка $t_{k2} < t \leq ka$ відсутня).

За допомогою програмного середовища MATLAB можна отримати деякі розв'язки системи.

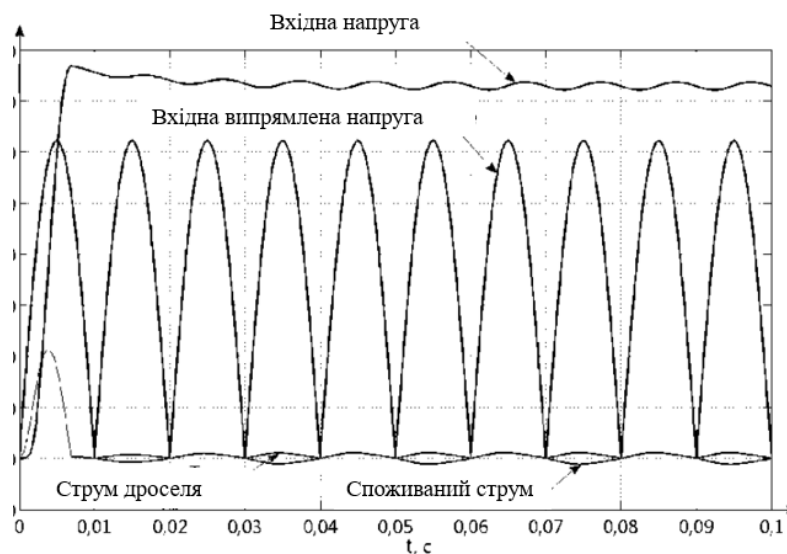
На початку вихідних даних ми вводимо дані нашого перетворювача, розраховані на основі стандартних методик, обираємо тип розрахунку: тимчасові діаграми; однопараметричний або двопараметричний аналіз; автоматична оптимізація параметрів системи та пошук значень параметрів перетворювальної системи. Потім починаємо моделювання, натискаючи кнопку запуску [1] .

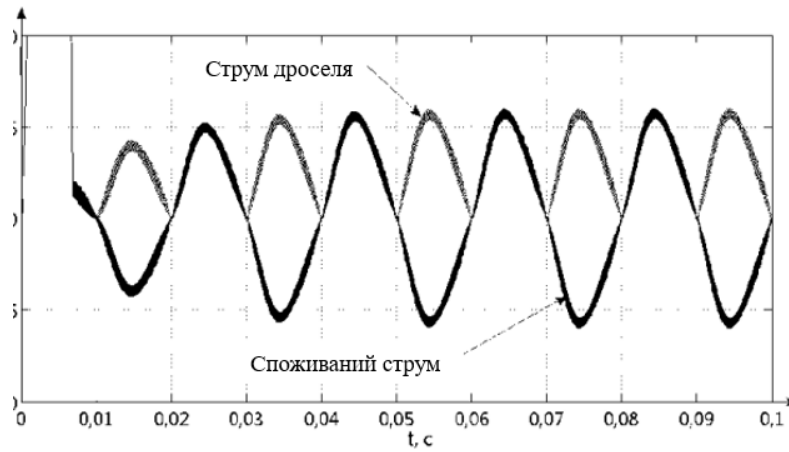
Моделювання проводилося за такими початковими даними.

Вибираємо основні параметри: подана напруга на вхід системи – $U_c = 220$ В; напруга на виході – $U_{вих} = 400$ В; частота комутації вентиля – $f_k = 40$ кГц; індуктивність – $L = 2,4$ мГн; ємність – $C = 1000$ мкФ; еквівалентний опір втрат перетворювача – $R = 1$ Ом; відповідний опір вибраного навантаження – $R_H = 160$ Ом.

Параметри системи керування: дільник вихідної напруги – $\beta_1 = 0,01$; напруга завдання – $U_3 = 4$ В; дільник вхідного струму – $\beta_2 = 1$; коефіцієнт підсилення регулятора напруги – $\alpha_1 = 20$; стала часу інтегрування – $T = 25$ мкс; коефіцієнт підсилення регулятора струму дроселя – $\alpha_2 = 1$.

На рисунку 2.21 показані часові діаграми роботи ККП. Як видно, при запуску системи формується кидок струму до рівня 106 А (рис. 2.21), що пояснюється відсутністю енергії в конденсаторі системи, а також безпосереднім підключенням до мережі.





б

Рис. 2.21 – Миттєві значення струмів та напруг ККП: а – графіки вхідної та вихідної напруги, струму; б – графіки струму дроселя та споживаного струму

В існуючих системах перетворення часто використовують системи з плавним пуском, проте навіть у поєднанні з системами захисту, струмові кидки і комутаційні процеси можуть негативно впливати на перетворювач, аж до його виходу з ладу. [23].

На рисунку 2.21 наочно показано деякі отримані характеристики, струм дроселя та струм, споживаний системою з мережі, споживаний перетворювачем з мережі. Як видно з рисунка, споживаний струм наближається до синусоїдальної форми і практично не має зміщення відносно напруги.

У результаті отримано такі енергетичні показники: $\cos\varphi_1 = 0,9997$; $K_\varepsilon = 0,0802$; $K_M = 0,9965$ [14].

«Необхідність визначення оптимальних значень параметрів пасивних елементів, при яких досягаються найвигідніші енергетичні показники, вимагає проведення двопараметричного аналізу динаміки зміни енергетичних показників. Відомо, що ємність і індуктивність пов'язані між собою через характеристичний опір $\rho = \sqrt{L/C}$. Побудувавши залежності показників якості електроенергії від характеристичного опору (рис. 2.22), можна визначити найбільш оптимальні значення параметрів пасивних елементів або значення одного з них, знаючи номінал іншого» [9].

«Як показує аналіз, при значеннях до 1000 мкФ енергетичні показники швидко покращуються. При подальшому збільшенні ємності цей позитивний ефект зменшується» [9].

При використанні конденсаторної батареї на 1000 мкФ це значення пояснюється досягненням екстремуму функції характеристичного опору, $\rho = 4$ Ом. Таким чином здійснюється підбір оптимальної індуктивності для будь-якої іншої конденсаторної батареї. При збільшенні індуктивності отримувалися інші енергетичні показники, рівні $\cos\varphi_1 = 0,9999$. В результаті оптимізації ми отримали покращені енергетичні характеристики. Найбільш значущою зміною став коефіцієнт гармонічних спотворень K_s , який зменшився у 1,4 раза [16].

Проте це не межа оптимізації: теоретично можна збільшити ємність понад 1000 мкФ, отримавши інші енергетичні характеристики, але ефективність такого збільшення підлягає сумніву [19].

Схема корекції активної потужності являє собою джерело живлення, яке, при повному опорі навантаження (лінійному або нелінійному), резистивне навантаження надходить від електромережі. Конструкція активної системи корекції складніша і потребує використання спеціалізованих інтегральних схем та мікроконтролерів. Системи корекції коефіцієнта активної потужності використовуються у перетворювачах змінного струму на постійний струм, підключених послідовно з навантаженням або іншим компонентом джерела живлення, наприклад, при перетворенні другого етапу DC-DC і DC-AC. Корекція активної потужності вмикається і вимикається за допомогою одного транзистора або транзисторів у мостовій конфігурації. Для меншої потужності використовуються транзистори MOSFET, а для більшої потужності – IGBT. Однотранзисторні перетворювачі змінного струму з функцією PFC зазвичай будуються в таких конфігураціях: знижувальна (Buck), підвищувальна (Boost) і змішана (Buck-Boost).

Найбільш широко використовується підвищувальна система (Boost). Характерна особливість інвертора AC-DC, що працює для налаштування підвищеної напруги, вища за значення вихідної напруги постійного струму, ніж максимальна вхідна напруга змінного струму. Через спосіб протікання струму

через індуктивність для PFC використовуються вже згадані методи: CCM – режим неперервної провідності, DCM – режим переривчастої провідності, CRM – режим критичної провідності, BCM – режим граничної провідності і TM – режим переходу.

При управлінні неперервним потоком струму використовується типова частота комутації ШІМ або фіксований чи змінний метод гістерезису частоти комутації [7].

Перетворювач змінного струму з активною корекцією коефіцієнта потужності PFC з джерелом живлення DC-DC і DC-AC. На рисунку 2.23 показана блок-схема модуля перетворювача, виготовленого із AC-DC з активною корекцією коефіцієнта потужності, виконаною у топології, що підвищується з постійної провідності (CCM). Ця система складається з котушки L , перемикального транзистора T , діода D і конденсатора C_2 . На вході подається напруга, випрямлена і фільтрована за допомогою C_1 . На виході регульованої напруги отримується UDC. Поведінка синусоїдального змінного струму та фази відповідно до напруги мережі є придатною, із імпульсним перемиканням транзистора T на фіксованій частоті 20 кГц і змінною шириною імпульсу.

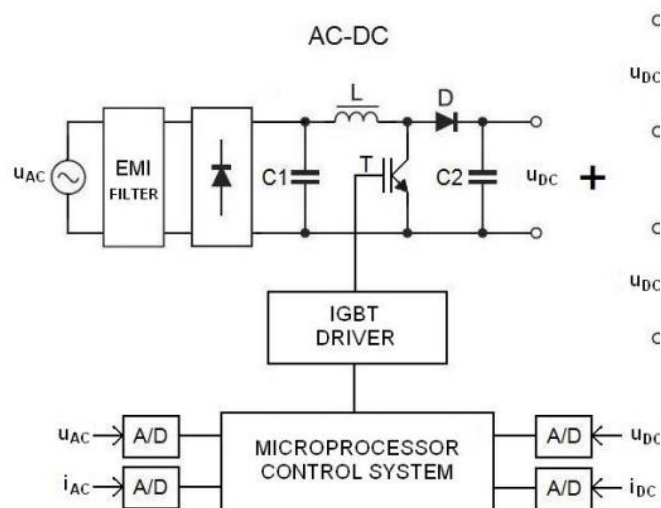


Рис. 2.23 – Блок-схема перетворювача AC-DC з корекцією коефіцієнта потужності

Коефіцієнт потужності PFC. Транзистор T керується широтно-імпульсною модуляцією сигналу (PWM) за допомогою драйвера IGBT з мікропроцесорною

системою управління. Реалізований алгоритм корекції коефіцієнта потужності мікропроцесора PFC обчислює управління тривалістю імпульсу на основі вимірних значень струму та напруги [6].

Коригування коефіцієнта потужності PFC-алгоритму. Алгоритм корекції коефіцієнта потужності (PFC), виконаний мікропроцесорним управлінням транзистора T . Реалізація алгоритму управління була здійснена з використанням мікрочипа SH7084 компанії Renesas. Він має 32-бітну архітектуру RISC, внутрішню пам'ять Flash ROM об'ємом 512 КБ, обсяг оперативної пам'яті 32 МБ і постачається з кількома периферійними пристроями, включаючи багатоканальний блок таймера (MTU). Цей блок дозволяє генерувати відповідну частоту мікропроцесорного вихідного сигналу та заздалегідь встановлені умови, які використовувались для керування широтно-імпульсною модуляцією режиму транзистора (PWM). Цей мікроконтролер також оснащений 8-канальним аналого-цифровим перетворювачем A/D , але через недостатню роздільну здатність та швидкість обробки для вимірювання використовувався зовнішній 12-розрядний перетворювач AD7864 від Analog Devices. Цей перетворювач, також керований мікропроцесором, вимірює миттєві значення напруги та струму u_{AC} i_{AC} (це також споживання струму електромережею і струм, що протікає через котушку L), та вихідну напругу u_{DC} . Вимірювання проводиться з інтервалом 50 мкс, що становить половину циклу вимірювань на напрузі 200 В [5]. Напруга основного струму u_{AC} є синусоїдальною відносно струму i_{AC} . Напруга, що відповідає миттєвому значенню струму i_{AC} , після аналогово-цифрового перетворення віднімається з опорної напруги U_{REF} . Напруга U_{REF} є сумою напруги u_{AC} , помноженої на коефіцієнт A та амплітуду напруги U_0 . Напруга U_0 є постійною та вибрана емпірично, вона є постійною складовою напруги U_{REF} і необхідна для правильного генерування синусоїдальної хвилі навколо нульової напруги. Вирахований сигнал помилки підсилюється в 10 разів і потім віднімається з сигналу U_{REF} , даючи значення напруги модуляції u_{MOD} . u_{MOD} прямо пропорційна керуванню шириною імпульсу; чим більше обчислене значення напруги, тим більше значення заповнення u_{MOD} , і ширина імпульсу максимізується. Амплітудний коефіцієнт A визначається у "регуляторі гістерезису" на основі вимірних значень струму i_{AC} та вихідної

напруги u_{DC} . Він може коливатися в діапазоні від 0 до 1. В залежності від значення опору навантаження, щоб підтримувати задане значення вихідної напруги u_{DC} , амплітуда струму i_{AC} повинна змінитися. Для динамічної зміни навантаження струм i_{DC} не впливав на форму струму i_{AC} і, відповідно, на гармоніки; було введено зміну гістерезису вихідної напруги u_{DC} для ініціювання зміни амплітуди струму i_{AC} і i_{AC} у точці нульового перетину. Мікропроцесорне управління перетворювачем AC-DC, окрім швидкого контуру управління з частотою 50 мкс, також виконує інші завдання. Після ввімкнення живлення мікроконтролер спочатку виконує завдання, пов'язані з ініціалізацією цифрових входів і виходів, конфігурацією вбудованих периферійних пристроїв (ШІМ-каналів, таймерів) і ініціалізацією внутрішніх переривань від таймера та зовнішніх переривань по відповідному входу, ініціалізацією ЖК-дисплея і зчитує налаштування з пам'яті EEPROM. Ці завдання виконуються одноразово після кожного ввімкнення живлення та перезавантаження апаратного чи програмного забезпечення мікропроцесора для виконання програми контролю цілісності системи внутрішнього контролю (сторожового таймера). Потім завдання періодично виконуються в головному циклі програми, включаючи обслуговування входів і виходів, аналогові вимірювання на низькій частоті та обчислення ковзного середнього значення окремих вимірювань з n циклів вимірювань. Цей цикл зчитує дані, введені користувачем через клавіатуру або дистанційно через інтерфейс зв'язку.

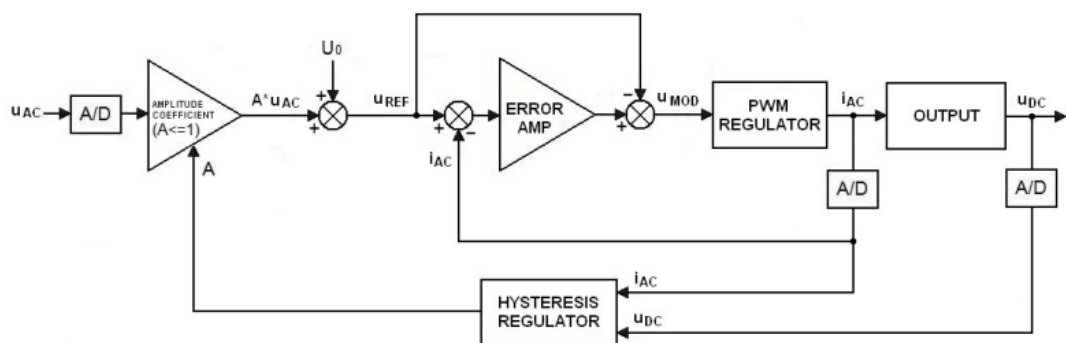


Рис. 2.24 – Структура системи автоматичного керування системи корекції коефіцієнта потужності (PFC)

Під час виконання завдань основного циклу запит переривання на виконання основного циклу через вбудований таймер генерується кожні 50 мкс. Пріоритет цього переривання встановлюється на найвищий рівень. Запит переривання приводить до процедури обслуговування переривань (ISR), що в цьому випадку означає корекцію коефіцієнта потужності продуктивності PFC.

Дослідження перевірки алгоритму корекції коефіцієнта потужності мікропроцесорної системи управління. Перетворювач AC-DC з розробленим алгоритмом корекції коефіцієнта потужності був вбудований у джерело енергії магнетронної плазми потужністю 3 кВт, а потім протестований на експериментальній перевірці на стенді. У дослідженні основна увага була приділена правильності генерованого струму, відповідності форми сигналу фазній напрузі та реакції інвертора під час запуску і зміни навантаження. Хвильові форми на рисунку 2.25 показують, що фазовий зсув між струмом і напругою є незначним і що форма генерованого струму майже повністю охоплює напругу напівперіоду. Легке спотворення форми сигналу на початку напівперіоду (рис. 2.26) обумовлене природними властивостями індуктивності, тобто затримкою в реакції струму на прикладену напругу, і це називається спотворенням Куска. Це явище неможливо повністю усунути, але його можна мінімізувати, використовуючи котушку з меншою індуктивністю, проте побічним ефектом буде більше значення пульсації струму di/dt . Пульсація струму, видима на осцилограмі (рисунок 2.3.16), має частоту 20 кГц і генерується під час перемикання транзистора. Мінімізація пульсації при низькій індуктивності може бути досягнута шляхом збільшення частоти модуляції, але для цього потрібно використовувати транзистор T (рис. 2.23), який може працювати на частотах вище 20 кГц, та швидший мікропроцесор [4].

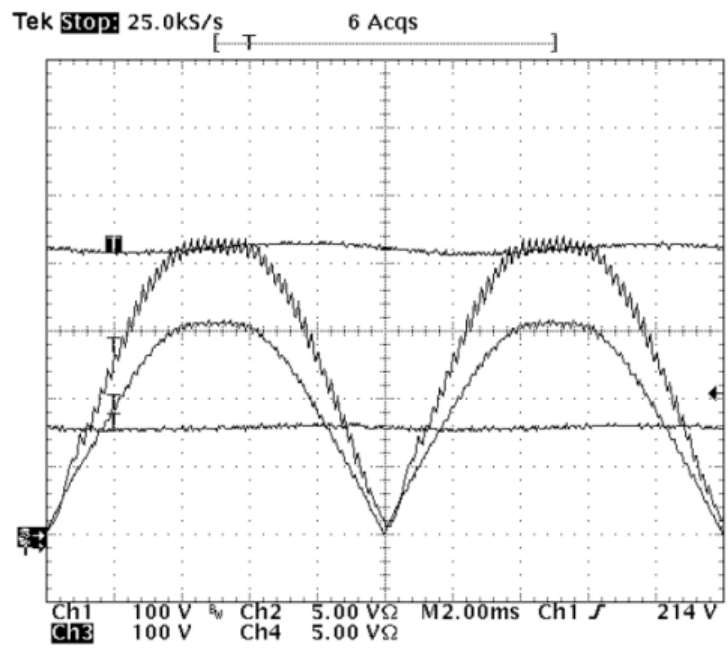


Рис. 2.25 – Графіки струму та напруги при ККП

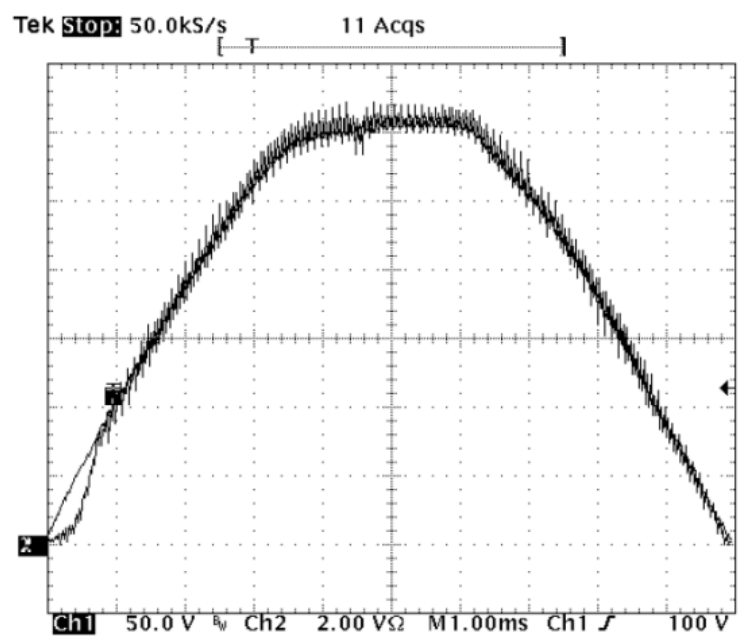


Рис. 2.26 – Порівняння форми напруги та струму

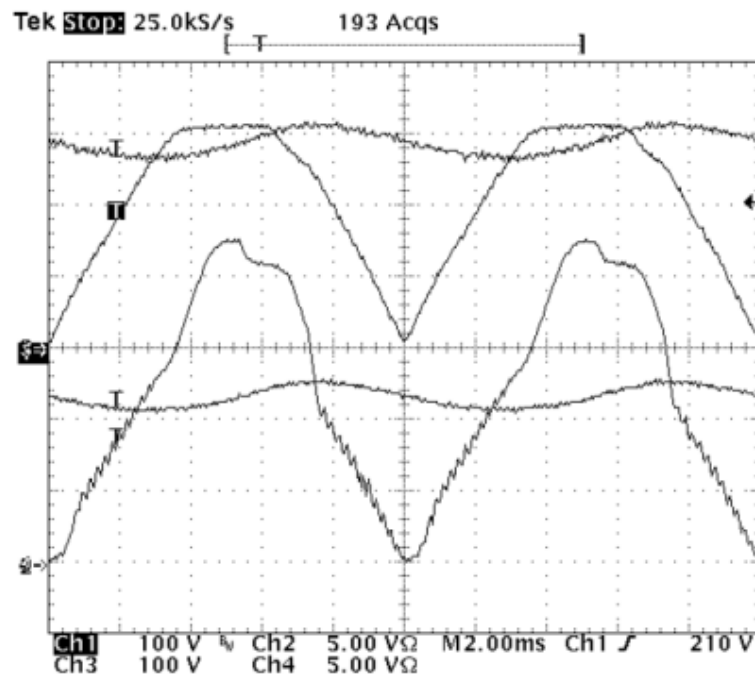


Рис. 2.27 – Осцилограми напруг і струмів перетворювача під час явища тимчасового випрямлення, коли миттєве значення u_{DC} менше за максимальне u_{AC}

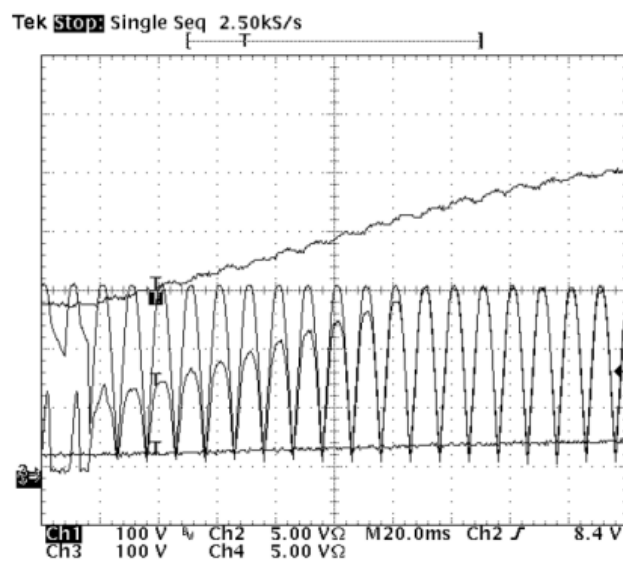


Рис. 2.28 – Зміна амплітуди струму i_{AC} , що відбувається у нульовій точці

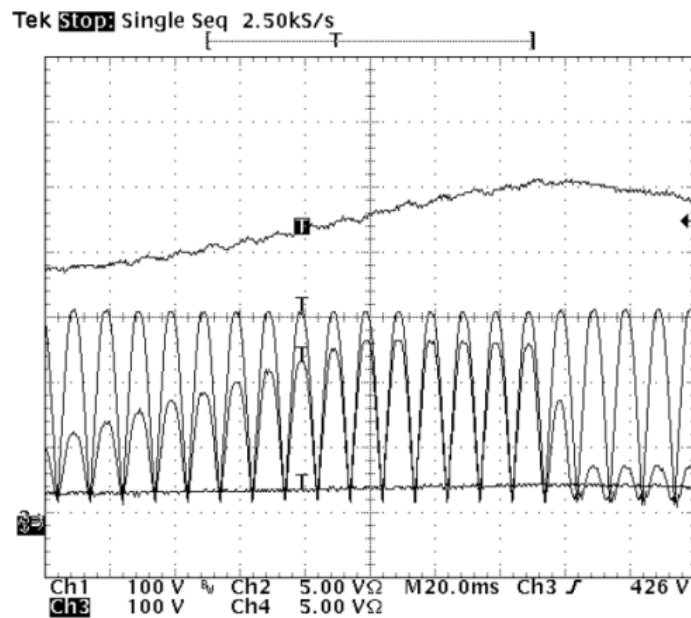


Рис. 2.29 – Ступінчаста зміна вихідної напруги від 400 В до 500 В постійного струму

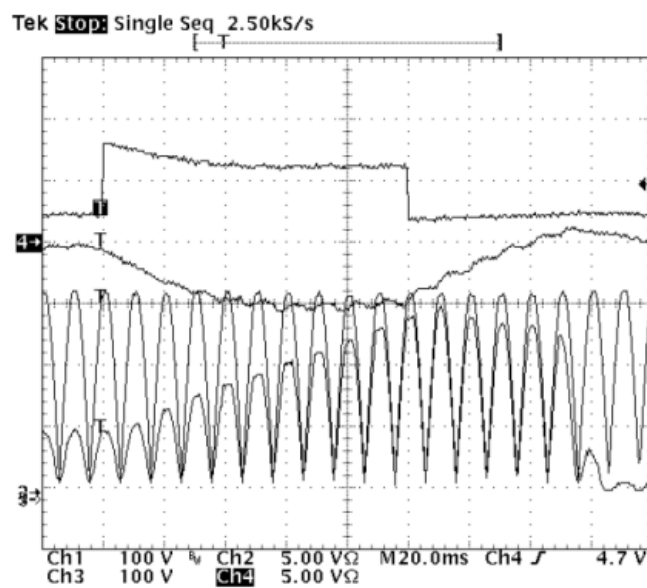
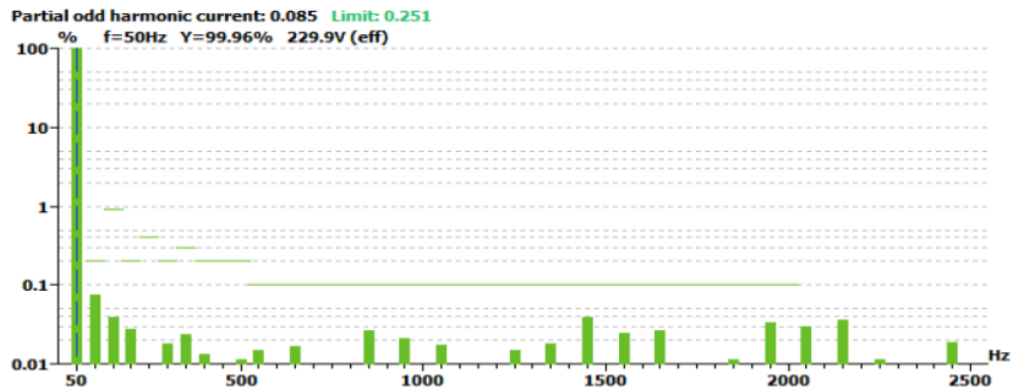
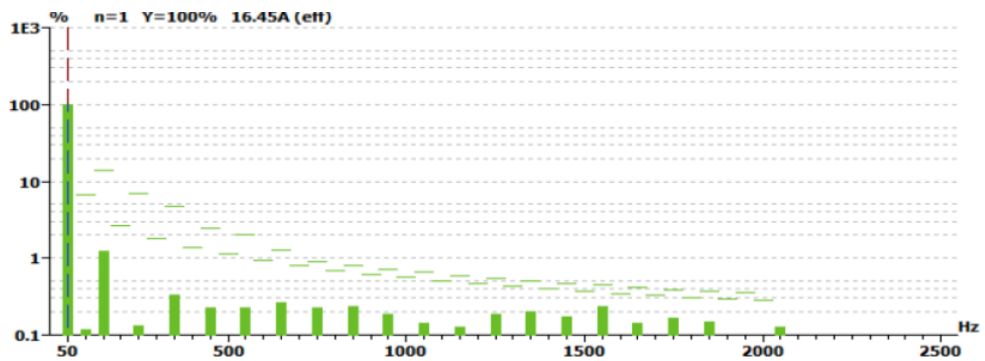


Рис. 2.30 – Зміна кроку VAC у навантаженні від 200 до 50 протягом 100 мс



а



б

Рис. 2.31 – Спектральні графіки з активним ККП для струму: а – графік гармонійної напруги; б – графік вхідного струму

Дослідження щодо відсоткового вмісту гармонійної напруги та струму перетворювача змінного струму із застосуванням методу активної корекції коефіцієнта потужності були проведені за допомогою джерела живлення Netwave 7 (300 В змінного струму, 26 АС, частота постійного струму - 5 кГц, вихідна потужність 7,5 кВА змінного струму, вихідна потужність постійного струму 9 кВт) і DPA500N (до 16А) EM TEST. Вміст кожної гармоніки становить менше 1%, а найбільший вміст – у третього компонента (близько 1%), що відповідає стандарту DIN EN 61000-3-2 (рис. 2.31) [29].

3. Дослідження активного чотириквadrантного випрямляча з корекцією коефіцієнта потужності

3.1 Дослідження роботи транзисторного активного випрямляча з широтноімпульсною модуляцією

Силовa схема активного чотириквadrантного випрямляча для формування вхідного синусоїдального струму ШІМ представлено на рис. 3.1.

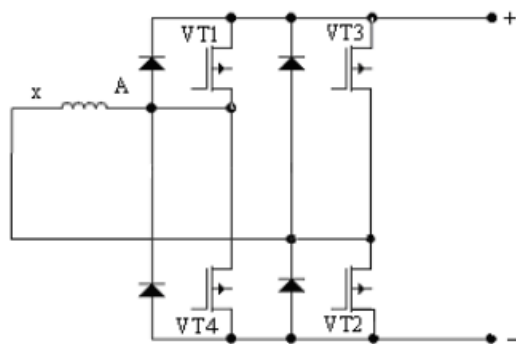


Рис. 3.1 – Приклад системи однофазного інвертора з ШІМ

Наглядно принцип формування керуючих сигналів можна побачити на рисунку 3.2, наприклад, перетворення для мотор-колеса за допомогою ШІМ для автономного інвертора. Для отримання прямокутних імпульсів, які змінюються за синусоїдою, використовується генерація високочастотної напруги з пилообразної форми.

Ця напруга системою управління порівнюється з керуючою напругою u_u , яка має необхідні параметри, що ми повинні отримати у вигляді форми і частоти. У ті моменти часу, коли ці напруги збігаються, на вентилях перетворювача VT1 – VT4 подаються керуючі сигнали (рис. 3.1).

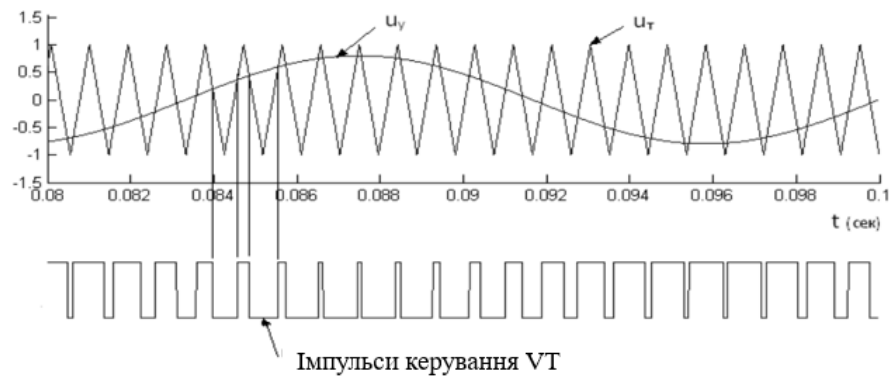


Рис. 3.2 – Діаграма утворення керуючих імпульсів при ШІМ модуляції синусоїди

Щоб отримати на виході трифазну систему живлення, необхідно в системі управління задати три напруги u_y синусоїдальної форми, зміщених одна відносно одної на 120° .

Формування частоти пилообразної напруги U_m залежить від кількості прямокутних імпульсів у вихідних сигналах керування СУ і пов'язане залежністю через керуючу напругу $K = u_m/u_y$. Для знаходження залежності K , як уже було сказано, візьмемо мотор-колесо і проведемо дослідження формування напруги та струму на виході інвертора. Дослідження проведемо за допомогою програмного середовища MATLAB & Simulink. Отримана модель у програмі представлена на рисунку 3.3 [26].

Система складається з постійного джерела живлення V_{dc} , універсального інверторного моста (Universal Bridge), генератора імпульсів або ШІМ (PWM Generator), генератора керуючого сигналу (Signal Generator), схеми навантаження у вигляді RLC, а також вимірювальних приладів [22].

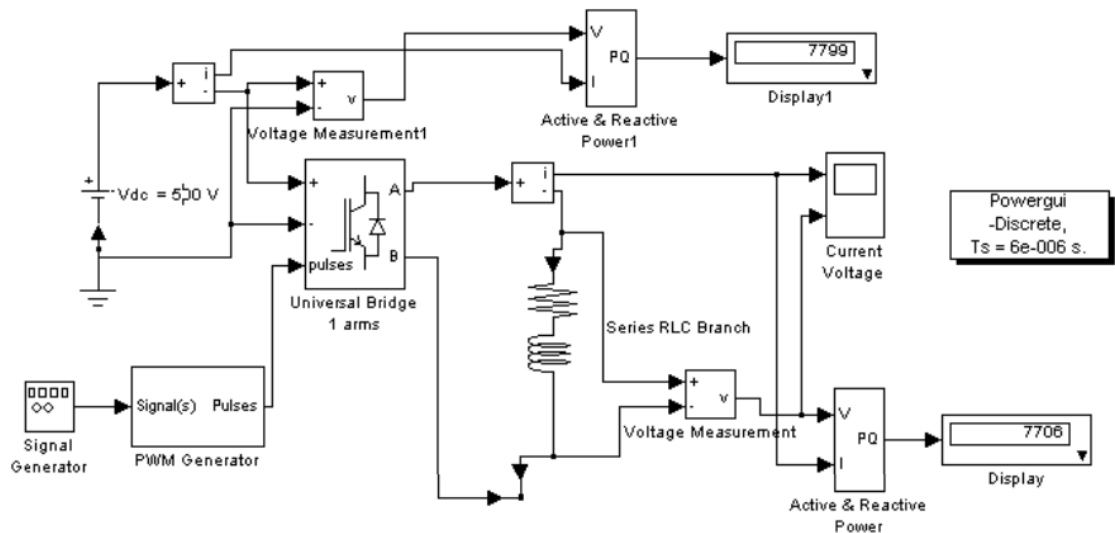


Рис. 3.3 – Модель імітації роботи інвертора для живлення навантаження у програмному середовищі MATLAB

Аналіз гармонійного складу виконується за допомогою блоку Powergui. Щоб запустити модель, у блоці (Signal Generator) задається частота 10 Гц для напруги u_y . Ця частота встановлюється основною як у керуючій, так і в навантажувальній гілці [3].

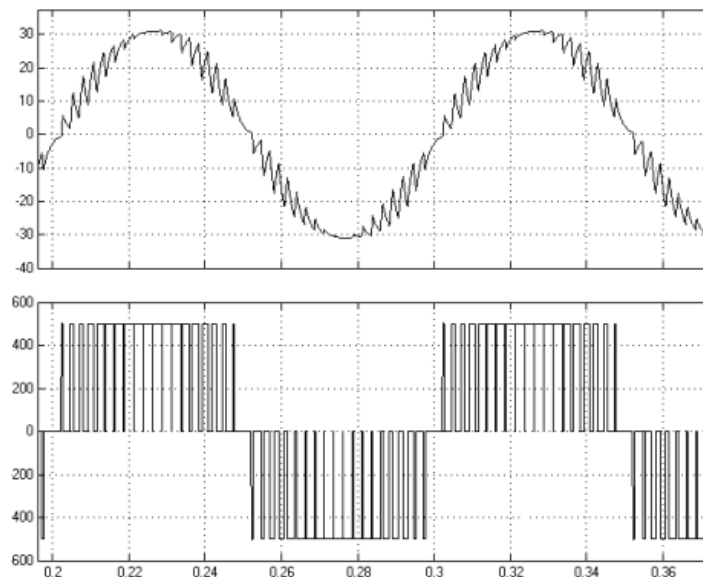


Рис. 3.4 – Отримані дані модулювання в ході моделювання $u_T / u_y = 20$

Отримані графіки струму та напруги на навантаженні (рис. 3.4) ми зняли за допомогою блоку (current, voltage). Оскільки форма струму все ще має

гребінчастий вигляд, необхідно її виправити, для цього ми збільшуємо кратність між пилообразною та синусоїдальною напругою керування $K = u_m/u_y$.

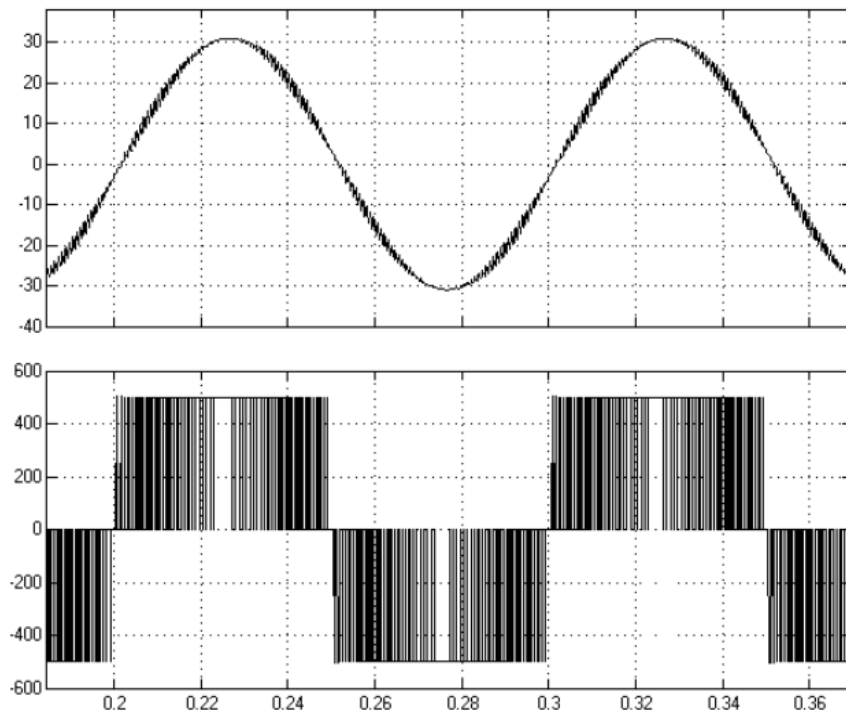
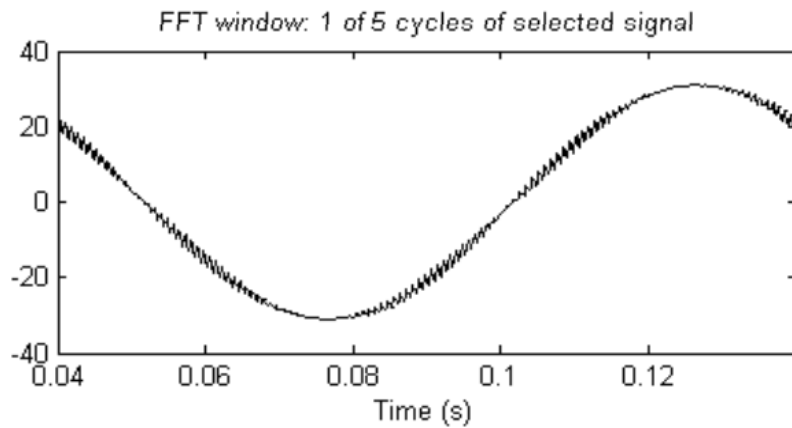
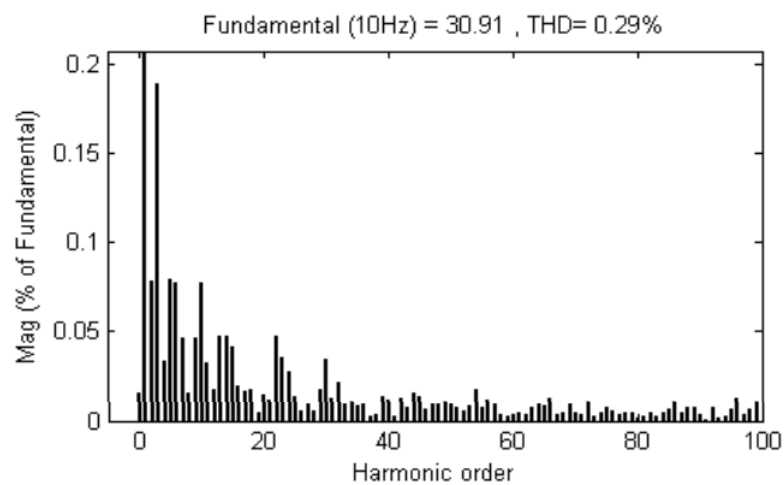


Рис. 3.5 – Осцилограми струму та напруги фази інвертора при $u_m/u_y=60$

Якщо подивитися на отримані форми струму, можна помітити, що зміна кратності відношення пилообразної напруги до синусоїдальної керуючої напруги дозволяє покращити криву струму. Гармонічний склад, отриманий у ході моделювання при $u_m/u_y = 60$, показаний на рисунку 3.6. Як видно, виділяється основна гармоніка, інші гармоніки мають незначну частку в складі струму. Коефіцієнт гармонік дорівнює 0,29%.



а



б

Рис. 3.6 – Крива фазного струму та її гармонічний спектр при $u_m/u_y=60$: а – часова залежність фазного струму; б – гармонічний спектр фазного струму

Використовуючи стандартні моделі в системі MATLAB, блок Active & Reactive та Display показує вимірювання потужності в моделі на вході інвертора 7799 ВА, а на його виході — 7706 ВА. Отримане падіння потужностей становить всього 93 ВА, що повністю відповідає втратам в інверторі, тобто коефіцієнт корисної дії такого перетворювача становить 98,8%. Якщо збільшити кількість комутацій (співвідношення $u_m/u_y = 60$), падіння потужності зросте і досягне 1,28%, тобто збільшення буде незначним [25].

Завдяки збільшенню кількості комутацій у прямокутних імпульсах ми покращуємо гармонічний склад, точніше виключаємо вплив гармонічних складових в електроприводі, що дозволяє значно знизити в ньому втрати від гармонік.

3.2 Дослідження електромагнітної сумісності тягового електроприводу з діодними випрямлячами

Дослідження роботи асинхронного частотного електропривода з коректором коефіцієнта потужності: була створена пробна модель у програмі MathlabSimulink (рис. 3.7) [24].

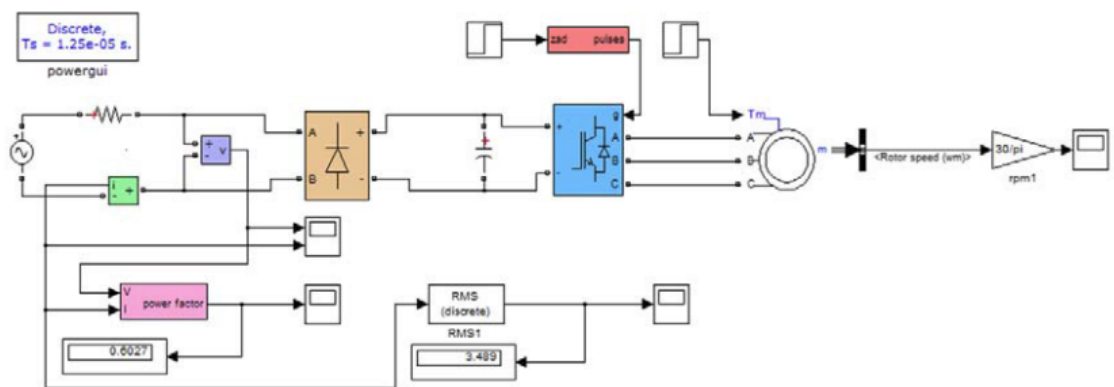


Рис.3.7 – Модель асинхронного двигуна із діодним випрямлячем та автономним інвертором напруги

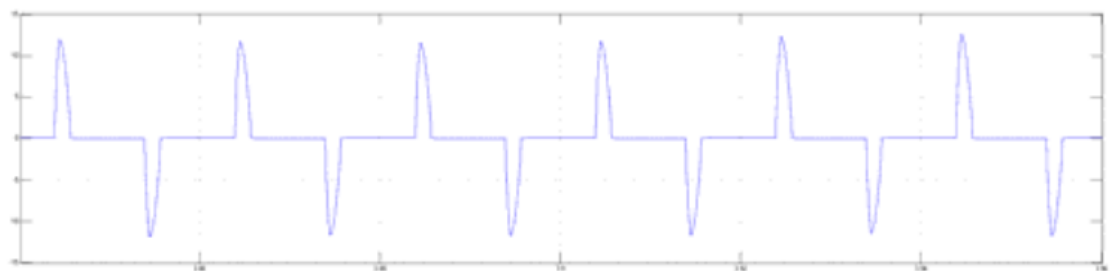


Рис. 3.8 – Форма споживаного струму з мережі

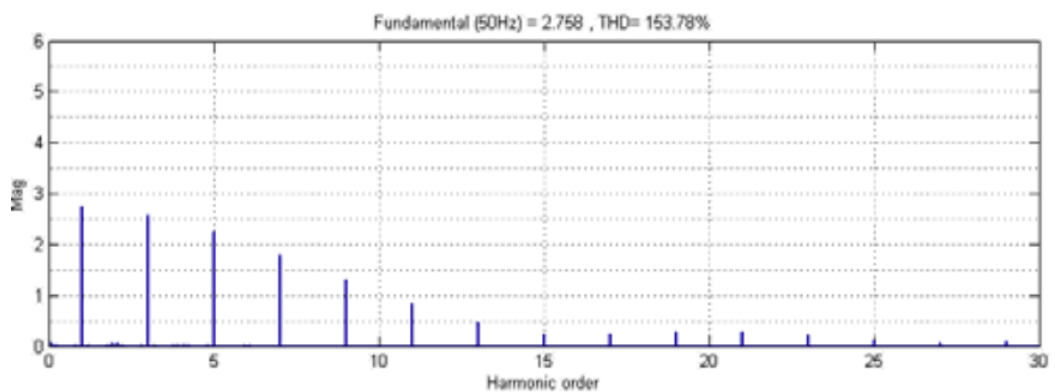


Рис. 3.9 – Гармоніки вхідного струму основної частоти

У результаті дослідження були отримані такі результати, для даних випрямлячів, значення коефіцієнта потужності 0,6 [21].

Використовуючи все вищесказане, а також використовуючи модель, яку було вказано вище, рисунки 3.7-3.9, модифікуємо схему встановленням активного ККП.

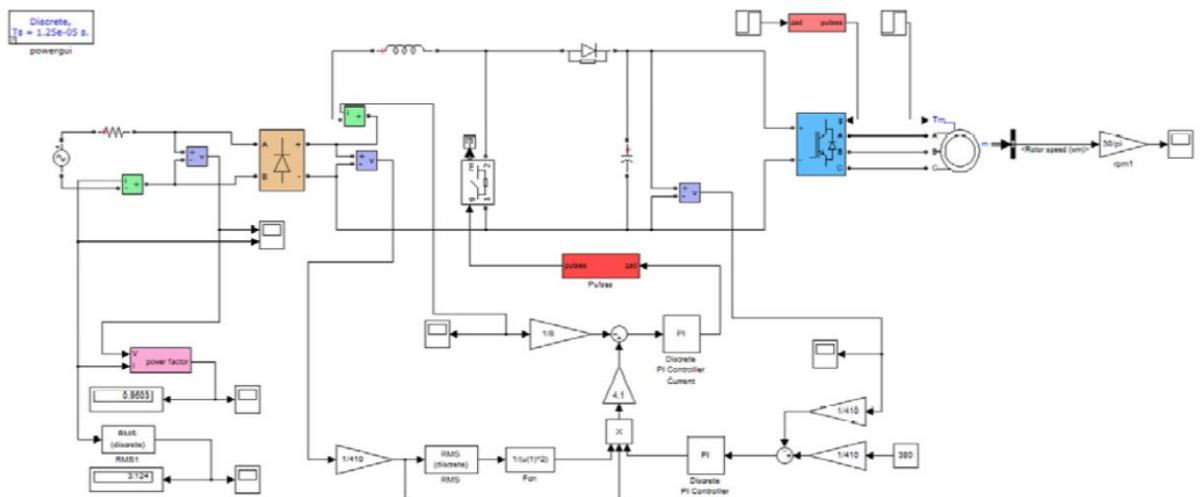
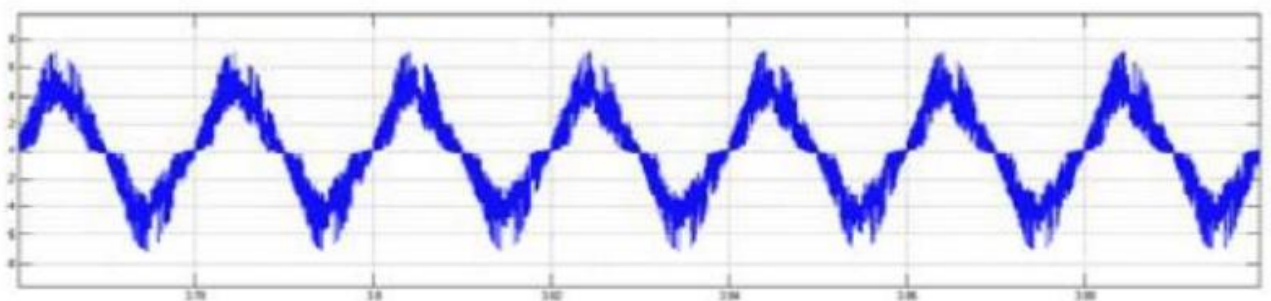
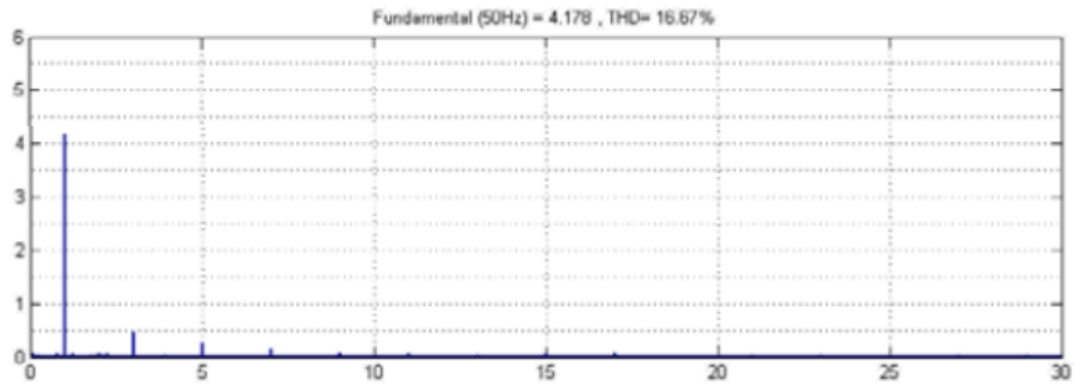


Рис. 3.10 – Схема тягового електроприводу з коректором коефіцієнта потужності

Графіки вхідного струму та його гармонічного складу представлено на рис.3.11.



a



б

Рис. 3.11 – Графіки вхідного струму та його гармонічного складу: а – часова залежність струму; б – спектр гармонік струму

Як можна побачити, досягнутий коефіцієнт потужності становить 0,95 при частоті комутацій у 80 кГц. У гармонійному складі все ще можна виділити 3, 5, 7, 9 та інші гармоніки, однак їх складова значно менша в порівнянні з первинною моделлю. Також варто відзначити зниження середнього струму, споживаного з мережі. Відповідно, можна зробити висновок, що ця схема дозволяє не лише досягти регламентованих параметрів споживача для підвищення електромагнітної сумісності з іншими об'єктами, але й зменшити енергоспоживання.

3.3 Дослідження електромагнітної сумісності тягового електроприводу з активним чотириквADRантним випрямлячем

Розроблена модель тягового електроприводу з активним чотириквADRантним перетворювачем складається з наступних складових:

- живляча мережа (джерело напруги, еквівалентний активний та індуктивний опір;
- тяговий трансформатор;
- активний чотириквADRантний випрямляч;
- трифазний автономний інвертор напруги;
- системи керування з ШІМ;
- регулятора вихідної напруги.

Розроблена комп'ютерна модель приведена на рис. 3.12

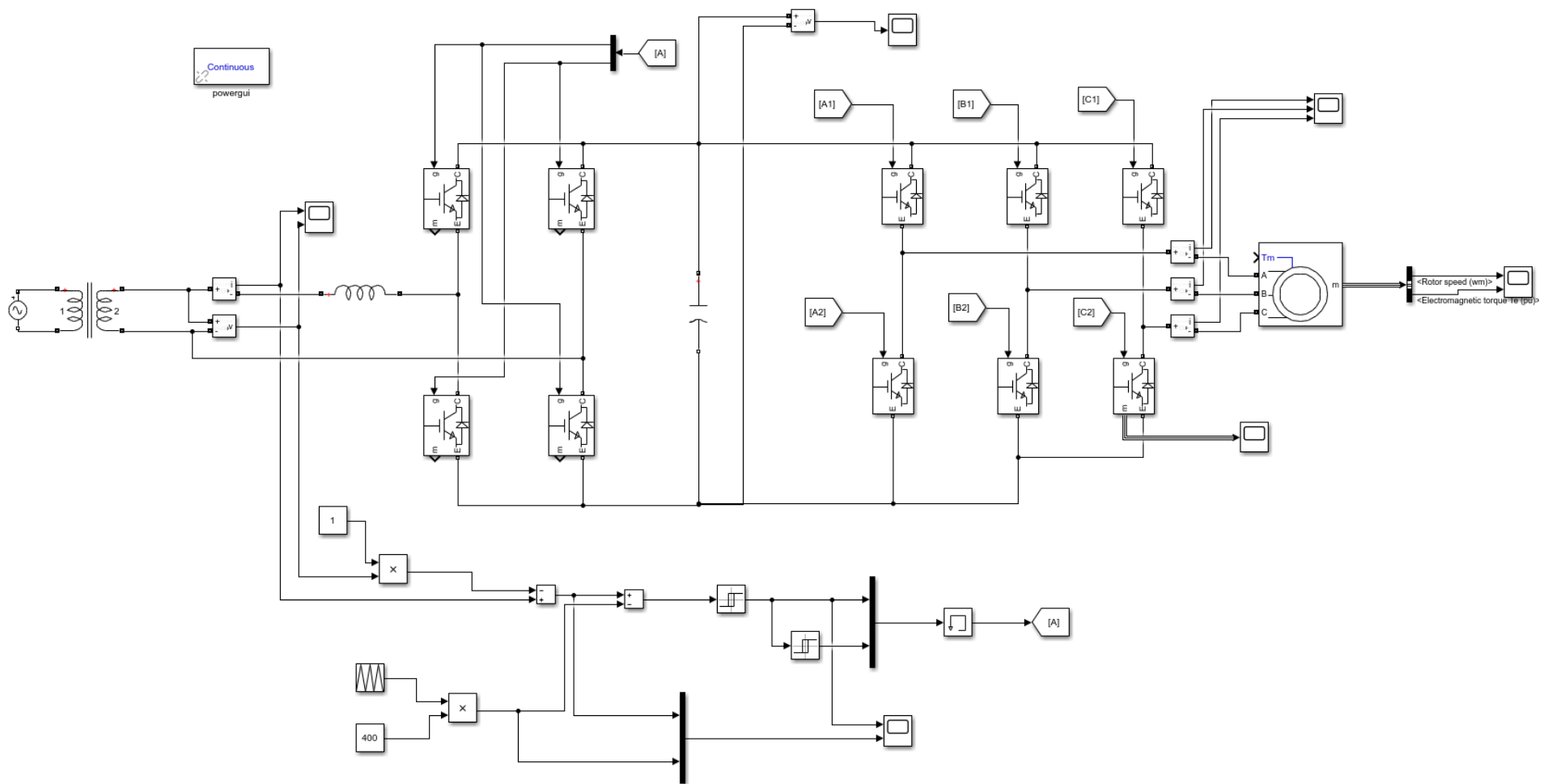


Рис. 3.12 – Комп’ютерна модель тягового електроприводу з активним чотириквadrантним випрямлячем та автономним інвертором напруги та асинхронним тяговим двигуном

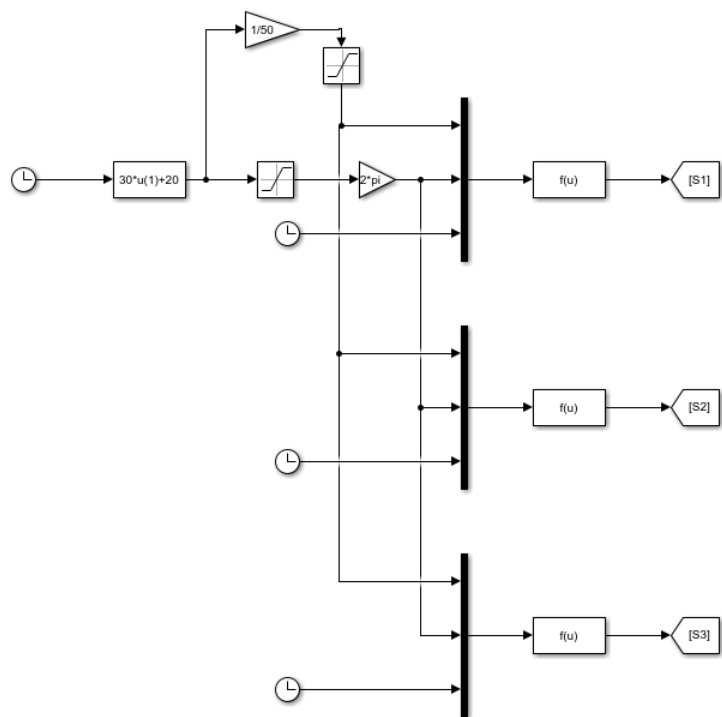
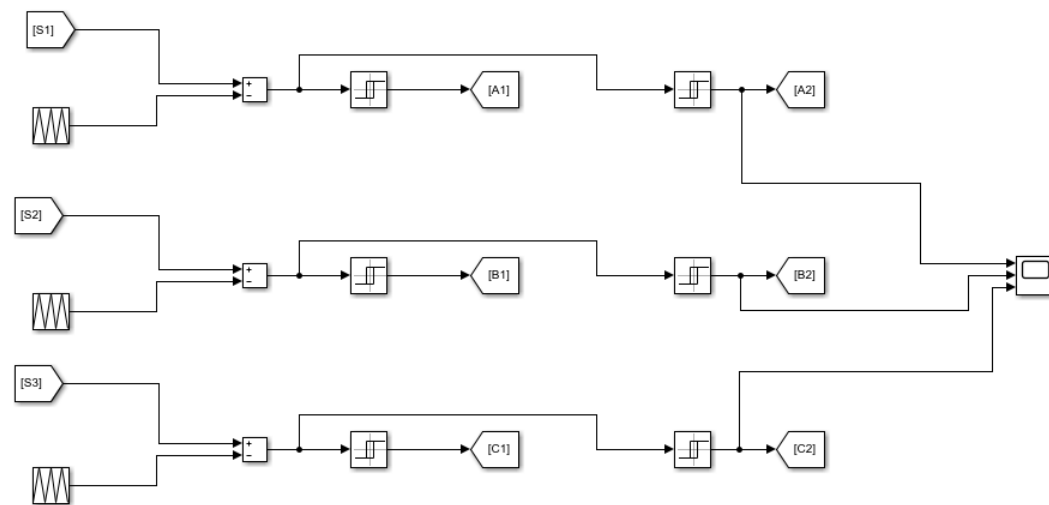


Рис. 3.15 – Субмодель системи керування трифазним інвертором напруги

Параметри розробленої моделі наведено в таблиці 3.1

Таблиця 3.1 – Параметри імітаційної моделі

Параметр	Значення
Напруга контактної мережі змінного струму, кВ	25
Напруга вторинної обмотки тягового трансформатора, В	800
Напруга в ланці постійного струму тягового електроприводу, В	1400
Вхідна індуктивність активного випрямляча, мГн	0,5
Вихідна ємність активного випрямляча, мФ	6
Струм навантаження фази інвертора, А	200÷1200
Частота модуляції ШІМ, кГц	4

В системі керування реалізується перемикання між одноканальною та двоканальною системою керування активного випрямляча.

Спочатку моделювалась робота системі керування тягового електроприводу з застосування одноканальної ШІМ.

Процеси, які відбувались при моделюванні приведені на рисунку 3.16.

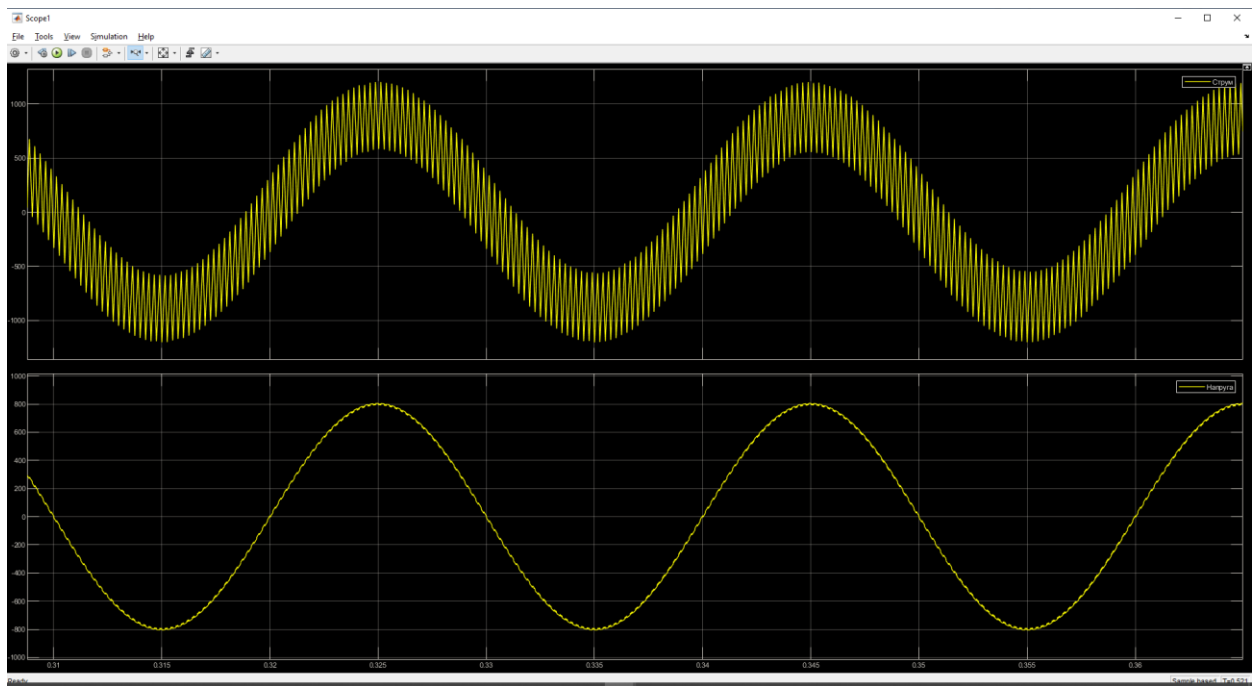


Рис. 3.16 – Вхідний струм та вхідна напруга активного випрямляча при роботі одноканальної системи ШІМ керування

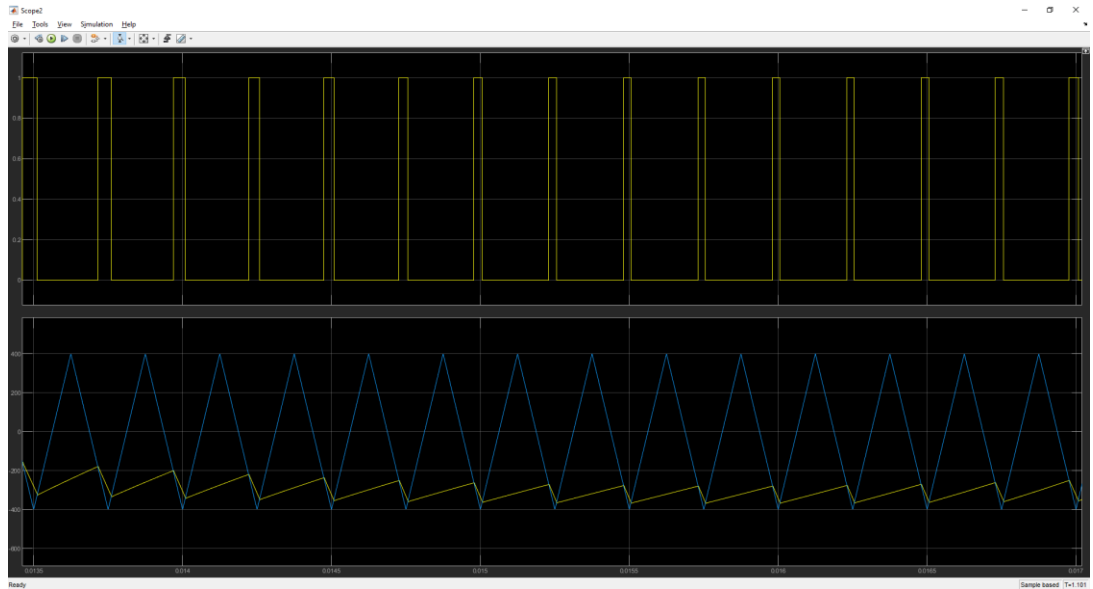


Рис. 3.17 – Процес формування імпульсів керування при роботі одноканальної ШІМ модуляції

З отриманих результатів було проведено гармонійний аналіз, розкладанням отриманих сигналів за рядами Фур'є, Результат приведений на рисунку 3.18

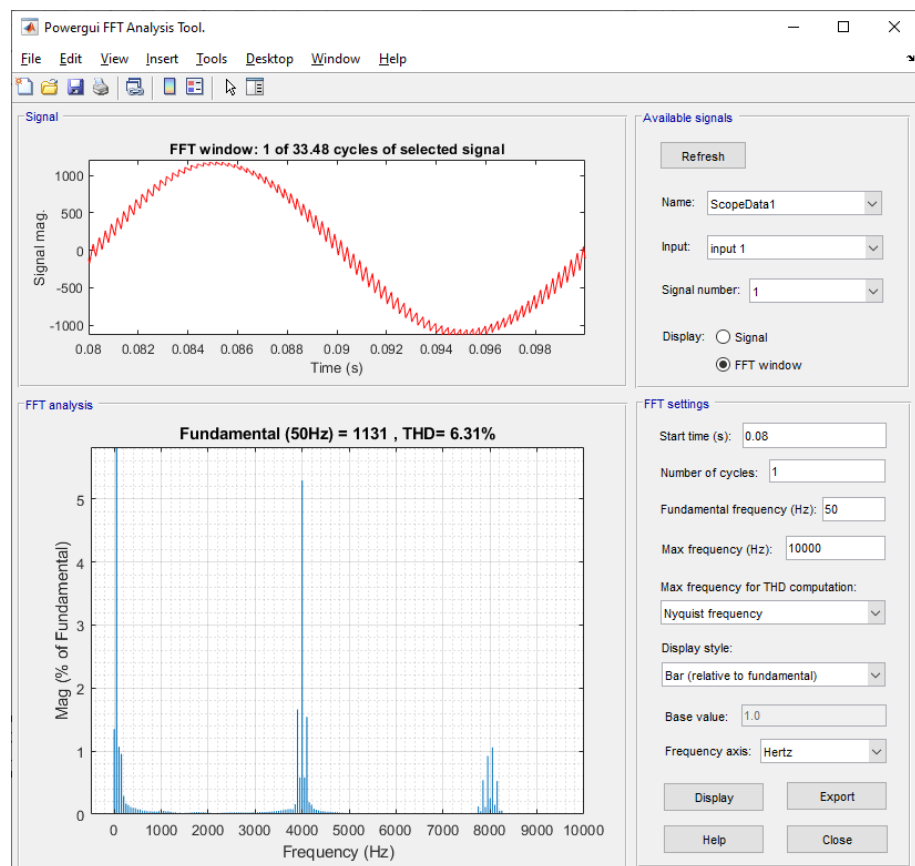


Рисунок 3.18 – Гармонійний аналіз вхідного струму активного чотириквadrантного випрямляча з одноканальною ШІМ

Коефіцієнт гармонійних спотворень вхідного струму активного випрямляча при реалізації одноканальної системи керування складає 6,3%.

Гармонійний аналіз вихідної напруги активного чотириквadrантного випрямляча представлено на рис.3.19

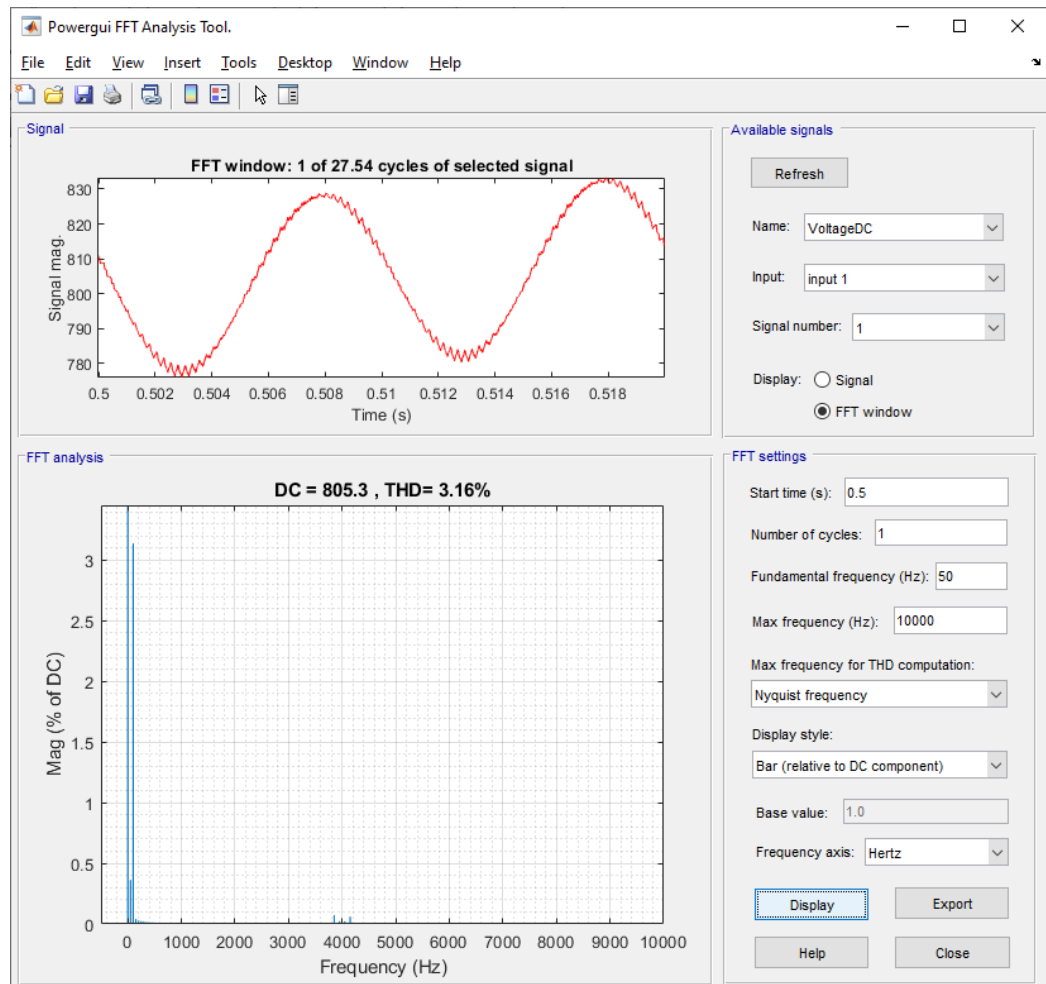


Рис. 3.19 – Фур'є аналіз вихідної напруги 4QS-випрямляча

3.4 Моделювання тягового електроприводу з активним випрямлячем на основі двоканальної ШІМ

Розроблена імітаційна модель тягового електроприводу з активним випрямлячем на основі двоканальної ШІМ представлена на рис.3.20.

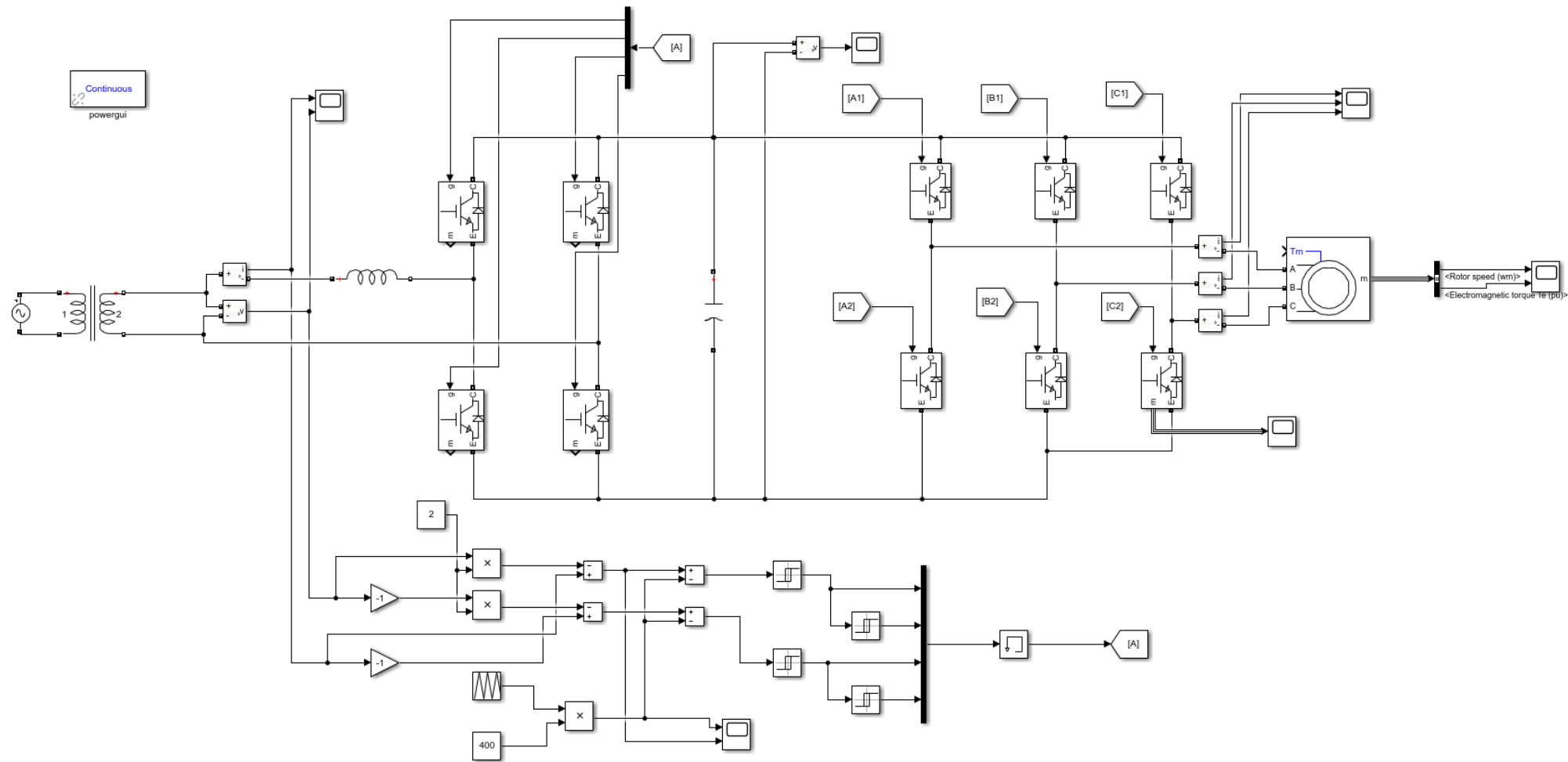


Рисунок 3.20 – Комп'ютерна матлаб модель тягового электропривода з активним випрямлячем на основі двоканальної ШІМ

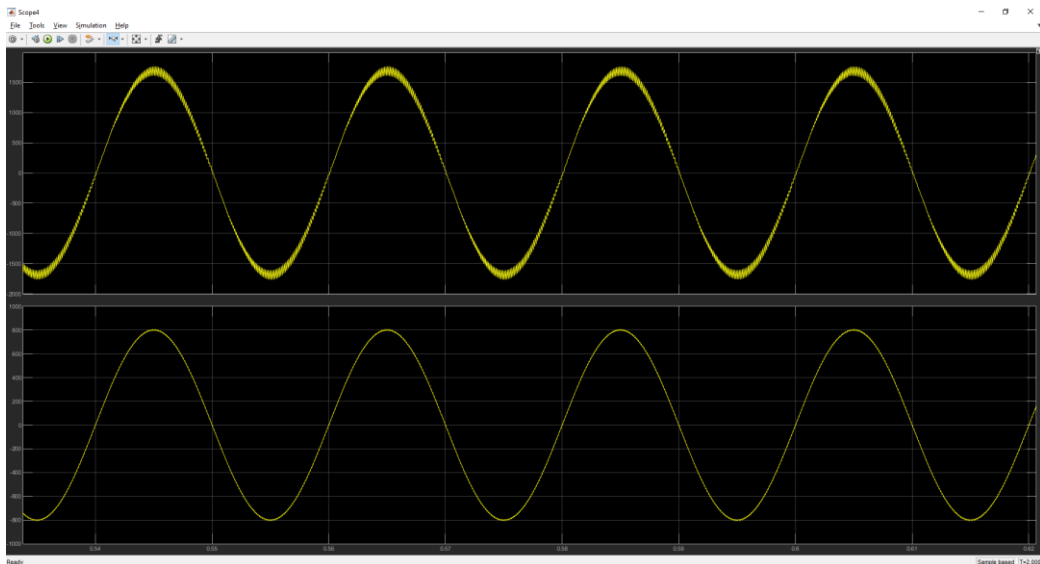


Рис.3.22 – Осцилограми вхідного струму та вхідної напруги

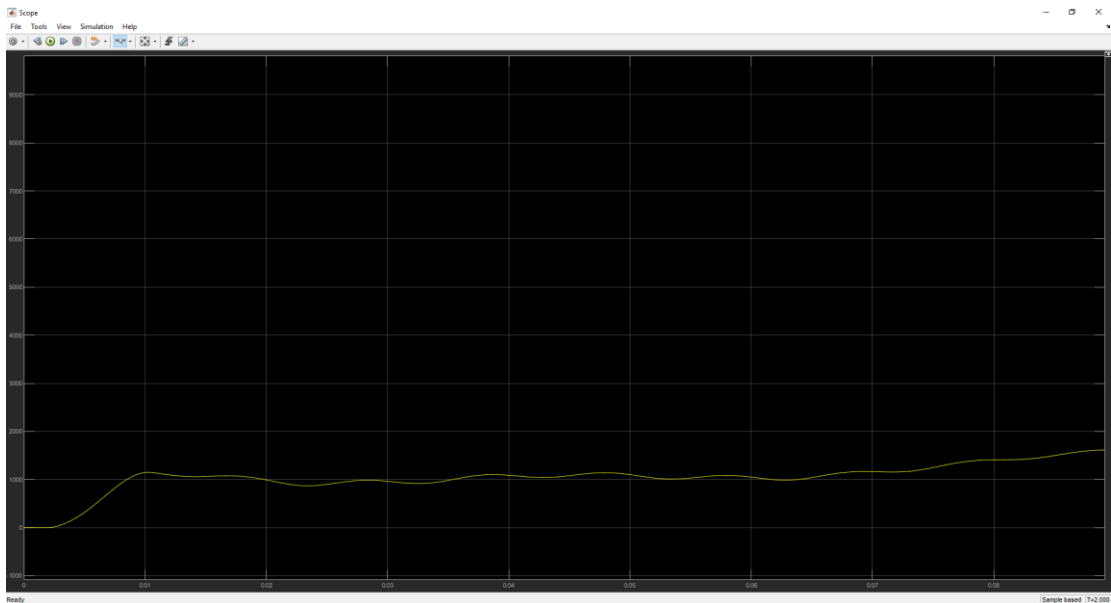


Рис. 3.23 – Осцилограма вихідної напруги активного чотириквadrантного випрямляча

Гармонійний аналіз вхідного струму активного чотириквadrантного випрямляча з двоканальною ШІМ системою керування представлено на рис.3.24.

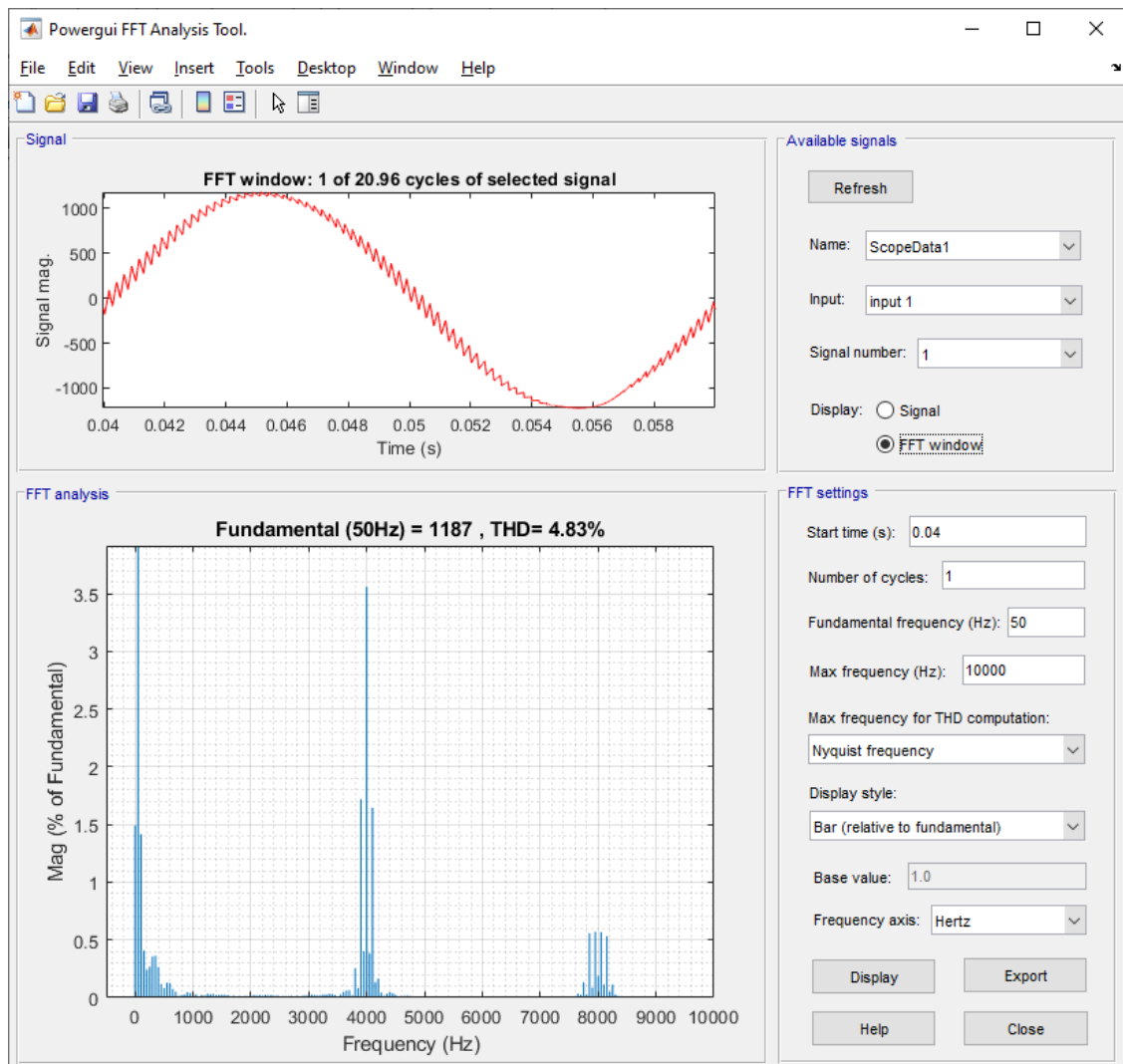


Рис. 3.24 – Гармонійний аналіз вхідного струму активного чотириквadrантного випрямляча з двоканальною ШІМ системою керування

Гармонійний аналіз вихідної напруги активного випрямляча при реалізації двоканальної системи керування представлено на рис.3.25.

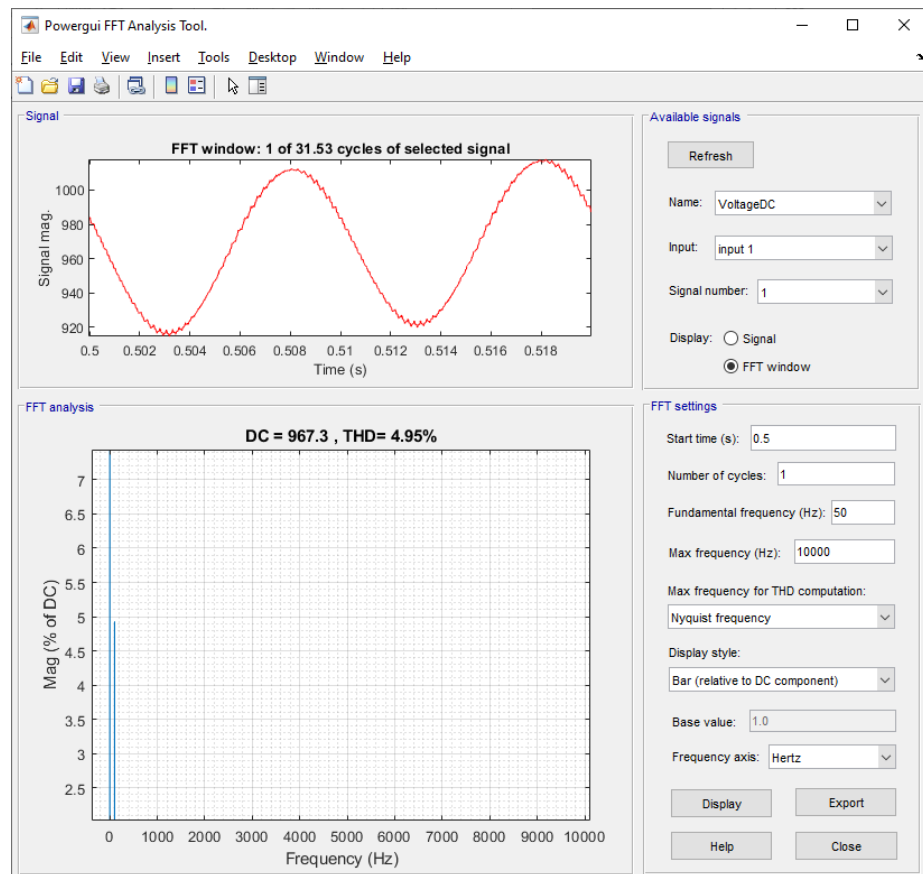


Рисунок 3.25 – Гармонійний аналіз вихідної напруги активного випрямляча при реалізації двоканальної системи керування

На основі проведених досліджень можна зробити висновок, що двоканальна система керування активного чотириквadrантного випрямляча реалізує покращені показники синусоїдальності вхідного струму.

4 Визначення економічного ефекту від модернізації тягового електроприводу електрорухомого складу змінного струму активними чотириквADRантними перетворювачами

4.1 Коротка характеристика запропонованого технічного рішення

Суть дипломного проекту полягає у зниженні втрат потужності і підвищення ефективності тягового електропривода з асинхронними тяговими двигунами при використанні активних чотириквADRантних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності. Для прикладу розглянуто електровоз ЧС8. Запропоновано замінити базові тягові двигуни постійного струму типу 5AL4442пР на асинхронні двигуни ДТА-1200А фірми Siemens з живленням від інверторів напруги через 4QS-випрямляч. Технічні характеристики базового та запропонованого двигунів представлені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Технічні характеристики двигунів базового та модернізованого електровозу

Параметр	5AL4442пР	ДТА-1200А (новий двигун)
Годинна потужність електровозу	5100 кВт	6150 кВт
Кількість ТЕД	8	6
Потужність одного ТЕД	900 кВт	1100/1200 кВт
Рід струму ТЕД	Постійний	Змінний
Номинальна напруга живлення	820 В	2183 В
Частота обертів у годинному режимі	1215 об/хв	1766 об/хв
Струм у годинному режимі при номінальному збудженні	1190 А	1190 А
Коефіцієнт корисної дії ТЕД	0,93	0,96

В результаті модернізації електровозу ЧС-8 економічний ефект очікується від:

- скорочення витрат на електроенергію;
- скорочення витрат на поточні витрати при ремонті;
- підвищення надійності модернізованих електровозів, в наслідок чого збільшиться міжремонтні періоди і як наслідок зменшиться витрати на ремонт;

- підвищення якості обслуговування пасажирських перевезень.

4.2 Методики розрахунку економічного ефекту

Сумарний за роками розрахункового періоду економічний ефект E_T визначається як перевищення сумарної вартісної оцінки результатів інноваційного проекту за розрахунковий період P_T над вартісною оцінкою сукупних витрат на здійснення інноваційного проекту за розрахунковий період $З_T$:

$$E_T = P_T - З_T, \quad (4.1)$$

Або

$$E_T = \sum_{t=t_H}^{t_K} (P_t - З_t) \cdot \alpha_t, \quad (4.2)$$

де E_T – економічний ефект у t -му році розрахункового періоду;

P_T – вартісна оцінка результатів заходу в t -му році розрахункового періоду, грн;

$З_T$ – вартісна оцінка витрат усіх ресурсів у t -му році розрахункового періоду, грн;

α_t – коефіцієнт приведення результатів, витрат, економічного ефекту різних років до розрахункового року;

t_H – початковий рік розрахункового періоду;

t_K – кінцевий рік розрахункового періоду.

Економічний ефект заходу НТП визначається за весь розрахунковий період, включаючи розробку, виробництво і використання нової техніки, тобто є інтегральним ефектом.

Приведення експлуатаційних витрат всіх років періоду реалізації до розрахункового року здійснюється шляхом множення їхньої величини за кожний рік на коефіцієнт дисконтування α_t , що визначається за формулою

$$\alpha_t = (1 + E_n)^{tp-1}, \quad (4.3)$$

де E_n – норматив дисконту різночасових витрат і результатів, $E_n=0,1$;

t_p – розрахунковий рік;

t – рік, витрати і результати якого приводяться до розрахункового року.

4.3 Розрахунок вартісної оцінки витрат

4.3.1 Розрахунок капітальних витрат

Капітальні витрати на модернізацію електровоза ЧС-8:

$$K_t = k_{\text{одн}} + B_{\text{м/д}} + B_{\text{транс}}, \quad (4.4)$$

де $K_{\text{одн}}$ – витрати на придбання восьми інверторів напруги фірми SIEMENS та восьми асинхронних ТЕД ДТА-1200А.

$B_{\text{м/д}}$ – витрати на демонтаж базових та монтаж нових ТЕД, грн

$B_{\text{транс}}$ – витрати транспортування нового обладнання до підприємства, яке здійснює модернізацію, грн.

У таблиці 4.2 приведено перелік обладнання, яке буде демонтовано.

Таблиця 4.2 – Перелік демонтованого обладнання.

Обладнання	Тип	Кількість
Випрямляльна утсановка	ŘV10	2
ТЕД постійного струму	5AL4442пР	8

Вартість одного інвертора SIEMENS SIBAC E23-45-1DC-2ST дорівнює 37500 євро, тобто 1668750 грн (при курсі 1 євро=44,50 грн). Витрати на транспортування тягових інверторів складають 800 ÷ 900 євро, що приблизно дорівнює 41250 грн.

Вартість одного асинхронного ТЕД типу ДТА-1200А становить 698570 грн. Витрати на транспортування тягових асинхронних двигунів складатиме 41250 грн.

В таблиці 4.3 приведена вартість силового обладнання, яке буде встановлюватися на електровозі з урахуванням транспортування

Таблиця 4.3 – Вартість силового обладнання, яке встановлюємо на електровозі з урахуванням транспортування

Обладнання	Тип	Кількість	Ціна одиниці, грн	Загальна сума, грн
Тягові інвертори	SIEMENS SIBAC E23-45-1DC-2ST	3	1668750	5006250
Тягові двигуни	ДТА-1200А	6	698570	4191420
IGBT	CM1200HC-90	8	12000	96000
Драйвер для IGBT	1SP0635D2S1C-CM1200HCB-66X	8	7132	57056
Витрати на транспортуванні інверторів				41250
Витрати на транспортування тягових двигунів				41250
Витрати на транспортування IGBT та драйверів				26580
Всього				9 459 806

Витрати на монтаж та демонтаж складають:

$$B_{\text{МОНТ/ДЕМОНТ}} = Z_{\text{М}} \cdot m + Z_{\text{Д}} \cdot m, \quad (4.5)$$

де m – кількість обладнання (інверторів, транзисторів та асинхронних двигунів);

$Z_{\text{Д}}$ – витрати на демонтаж одиниці обладнання, грн;

$Z_{\text{М}}$ – витратина монтаж одиниці обладнання, грн.

В таблиці 4.4 приведені витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для демонтажу випрямної установки

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для демонтажу випрямної установки

Вид робіт	Кількість працівників	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соціальні заходи, грн. (22%)	Всього, грн.
Демонтаж	2	3	8	61,66	986,56	98,656	238,748	1323,964
Демонтаж	2	5	8	73,57	1177,12	117,712	284,68	1579,512
Всього								2903,476

Розглянемо витрати підприємства на оплату праці працівників та нарахування на заробітну плату, що пов'язані з демонтажем базової моделі з випрямною установкою та двигуном постійного струму та монтажем нової схеми з асинхронним двигуном. Трудові витрати на демонтаж базової РКСК представлені в таблиці 4.5, а монтаж нової схеми та встановлення автономного інвертора напруги представлені в таблиці 4.6.

Сумарна вартість демонтажу базового обладнання та монтажу нового обладнання на електрорухомому складі може бути розрахована за наступною формулою:

$$B_{\text{монт./дмн}} = B_{\text{дмн.випр}} \cdot \eta_{\text{вип}} + B_{\text{дмн.тед}} \cdot \eta_{\text{тед}} + \\ + B_{\text{монт.4QS}} \cdot \eta_{4QS} + B_{\text{монт.инв}} \cdot \eta_{\text{инв}} + B_{\text{монт.ад}} \cdot \eta_{\text{ад}} \quad (4.6)$$

де $B_{\text{монт/демонт}}$ – сумарна вартість демонтажу базового обладнання та монтажу нового обладнання на електрорухомому складі, грн;

$$B_{\text{дмт/випр}} - \text{витрати на демонтаж випрямляльної установки, грн;}$$
$$B_{\text{дмт.ТЕД}} - \text{витрати на демонтаж тягових двигунів постійного струму, грн;}$$

n_{TED} – кількість тягових двигунів постійного струму, шт.;

$$B_{\text{монт.4QS}} - \text{витрати на монтаж 4QS - випрямлячів, грн;}$$
 N_{4QS} – кількість 4QS – випрямлячів, шт.; $B_{\text{монт.інв}}$ – витрати на монтаж тягових інверторів, грн;

n_{inh} – кількість інверторів на одному електрорухомому складі, шт.;

$$B_{\text{монт.АЛ}} - \text{витрати на монтаж тягових асинхронних двигунів, грн;}$$

n_{AD} – кількість тягових асинхронних двигунів, шт.;

Таблиця 4.5 – Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для демонтажу одного двигуна постійного струму

Вид робіт	Кількість працівників	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соціальні заходи, грн. (22%)	Всього, грн.
Демонтаж	2	3	4	61,66	493,28	49,328	119,37	661,978
Демонтаж	2	5	4	73,57	588,56	58,856	142,43	789,846
Всього								1451,824

Таблиця 4.6 – Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для монтажу, встановлення та підключення одного асинхронного двигуна

Вид робіт	Кількість працівників	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соціальні заходи, грн. (22%)	Всього, грн.
Монтаж	2	3	8	61,66	986,56	98,656	238,748	1323,964
Монтаж	2	5	8	73,57	1177,12	117,712	284,68	1579,512
Всього								2903,476

Таблиця 4.7 – Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для монтажу та встановлення одного автономного інвертора напруги

Вид роботи	Кількість працівників	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соціальні заходи, грн. (22%)	Всього, грн.
Монтаж	2	3	4	61,66	493,28	49,328	119,24	661,978
Монтаж	2	5	4	73,57	588,56	58,856	142,12	789,846
Всього								1451,824

Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для монтажу одного 4QS-випрямляча представлено в таблиці 4.8.

Таблиця 4.8 – Витрати на заробітну плату та відрахування на соціальні заходи для монтажу одного 4QS-випрямляча.

Вид робіт	Кількість працівників	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соціальні заходи, грн. (22%)	Всього, грн.
Монтаж	2	3	4	61,66	493,28	49,328	119,24	661,978
Монтаж	2	5	4	73,57	588,56	58,856	142,12	789,846
Всього								1451,824

Підставляємо значення розрахунку витрат на монтаж та демонтаж обладнання на локомотив і отримаємо:

$$\begin{aligned}
 \frac{B_{\text{монт}}}{\text{демонт}} &= 2903,476 + 1451,824 \cdot 8 + 2903,476 \cdot 6 + 1451,824 \cdot 3 + \\
 &+ 1451,824 \cdot 2 = 39198,044 \text{ грн.}
 \end{aligned}$$

Таблиця 4.9 – Витрати на комплектуючі вироби для встановлення та підключення автономного інвертора напруги, асинхронного двигуна

Матеріал	Марка	Кількість, шт (м).	Ціна за од., грн	Сума, грн
Силовий кабель, м	АКВВГ 4х2,5	30	12,03	360,9
Сигнальні проводи, м	МГТФ-0,35	50	7,90	395
Кабельні наконечники, компл.	ІЕК	30	10	300
Болти	М64	20	48,7	974
Гайки	М64	20	67,4	1348
Візок вантажний	К-8	2	1770	3540
Усього				6917,9

Таким чином капітальні витрати на придбання обладнання, транспортування та монтаж і демонтаж обладнання на локомотив складуть:

$$K_t = B_{AD} \cdot n_{AD} + B_{inv.} \cdot n_{inv.} + B_{trans.} + B_{монт./демонт.} + B_{компл.}, \quad (4.7)$$

де B_{AD} – вартість тягових асинхронних двигунів, грн;

n_{AD} – кількість тягових асинхронних двигунів, шт.;

B_{inv} – вартість тягових інверторів, грн;

n_{inv} – кількість тягових інверторів, шт.;

B_{ϕ} – витрати на монтаж вихідних фільтрів, грн;

n_{ϕ} – кількість вихідних фільтрів, шт.;

B_{trans} – витрати на транспортування нового обладнання, грн;

$B_{монт./демонт.}$ – витрати на монтаж та демонтаж тягових асинхронних двигунів, грн;

$B_{компл.}$ – вартість комплектуючих виробів, грн;

$$K_T = 9459806 + 39198,044 + 6917,9 = 9\,505\,921,94 \text{ грн.}$$

4.4 Розрахунок показників використання

Для розрахунку було обрано електровоз ЧС-8, який приводиться в рух 6-ма тяговими двигунами.

Потяг буде пряцювати на ділянці Харків – Одеса довжиною 280 км.

Програма технічного обслуговування та ремонту локомотивів розраховується виходячи із загального пробігу на лінії обертання локомотивів та встановлених норм пробігу між технічним обслуговуванням та ремонтами за формулами:

$$MS_p = 2 \cdot L \cdot N \cdot 365, \quad (4.8)$$

де L – довжина ділянки обігу локомотива;

N – кількість поїздів на даній ділянці.

$$MS_p = 2 \cdot 280 \cdot 2 \cdot 365 = 408800 \text{ лок-км.}$$

Визначимо місячний пробіг електровозів:

$$MS_m = \frac{2 \cdot L \cdot N \cdot 365}{12}, \quad (4.9)$$

$$MS_m = \frac{2 \cdot 280 \cdot 2 \cdot 365}{12} = 34066,66 \text{ лок-км.}$$

Визначимо добовий пробіг електровозів:

$$MS_d = 2 \cdot L \cdot N, \quad (4.10)$$

$$MS_d = 2 \cdot 280 \cdot 2 = 1120 \text{ лок-км.}$$

Середньодобовий пробіг одного локомотива:

$$S_{cp} = \frac{2 \cdot L \cdot N}{2}, \quad (4.11)$$

$$S_{cp} = \frac{1120}{2} = 560 \text{ км.}$$

Визначимо експлуатаційні пари локомотивів:

$$M_e = \frac{\sum MS_p}{S_{cp} \cdot 365}. \quad (4.12)$$

$$M_e = \frac{408800}{560 \cdot 365} = 2 \text{ лок.}$$

Робота електровоза за добу:

$$A_{\text{доб}} = S_{\text{ср}} \cdot Q, \quad (4.13)$$

де Q – маса локомотива брутто, т.

$$A_{\text{доб}} = 560 \cdot 172 = 96320 \text{ т-км брутто.}$$

Визначимо роботу електровозів депо за рік:

$$A_{\text{рік}} = MS_{\text{ср}} \cdot Q, \quad (4.14)$$

$$A_{\text{рік}} = 408800 \cdot 172 = 70313600 \text{ т-км брутто.}$$

При визначенні економічної ефективності модернізації знаходимо лише ту частину витрат, яка змінюється в порівняльних варіантах. В даному випадку при заміні реостатно-контакторної системи керування ТЕД на систему імпульсного керування асинхронними двигунами витрати на ремонт зменшаться на 10% за рахунок застосування більш надійних в експлуатації безконтактних приладів IGBT модулів та більшої надійності асинхронних тягових двигунів.

$$M_{\text{ПР-1}} = \frac{MS_{\text{ср}}}{L_{\text{ПР-1}}}. \quad (4.15)$$

$$M_{\text{ПР-1}} = \frac{408}{30} = 13 \text{ лок.}$$

$$M_{\text{ПР-2}} = \frac{MS_{\text{ср}}}{L_{\text{ПР-2}}}. \quad (4.16)$$

$$M_{\text{ПР-2}} = \frac{408}{200} = 2 \text{ лок.}$$

$$M_{\text{ПР-3}} = \frac{MS_{\text{ср}}}{L_{\text{ПР-3}}}. \quad (4.17)$$

$$M_{\text{ПР-3}} = \frac{408}{300} = 1 \text{ лок.}$$

Визначимо вартість поточних ремонтів при базовому варіанті:

$$B_{\text{ПР-1}} = 13 \cdot 250000 = 3250000 \text{ грн.}$$

де 250000 – нормативні міжремонтні періоди, км

$$B_{\text{ПР-2}} = 2 \cdot 600000 = 1200000 \text{ грн.}$$

де 600000 – нормативні міжремонтні періоди, км

$$B_{\text{ПР-3}} = 1 \cdot 1000000 = 1000000 \text{ грн.}$$

де 1000000 – нормативні міжремонтні періоди, км

Тобто розрахунок витрат на 1 локомотив:

$$B_{\text{рБ}} = \frac{B_{\text{ПР-1}} + B_{\text{ПР-2}} + B_{\text{ПР-3}}}{M_e}. \quad (5.18)$$

$$B_{\text{рБ}} = \frac{3250000 + 1200000 + 1000000}{2} = 2725000 \text{ грн.}$$

Визначимо вартість поточних ремонтів при модернізованому варіанті:

$$B_{\text{ПР-1}} = 13 \cdot 225000 = 2925000 \text{ грн.}$$

де 225000 – нормативні міжремонтні періоди, км

$$B_{\text{ПР-2}} = 2 \cdot 540000 = 1080000 \text{ грн.}$$

де 540000 – нормативні міжремонтні періоди, км

$$B_{\text{ПР-3}} = 1 \cdot 900000 = 900000 \text{ грн.}$$

де 900000 – нормативні міжремонтні періоди, км

Тобто розрахунок витрат на 1 локомотив:

$$B_{\text{рм}} = \frac{B_{\text{ПР-1}} + B_{\text{ПР-2}} + B_{\text{ПР-3}}}{M_e}.$$

$$B_{\text{рм}} = \frac{2925000 + 1080000 + 900000}{2} = 2452500 \text{ грн.}$$

Витрати електроенергії на тягу електровозів визначаються за формулою:

$$R_A = \overline{R_A} \cdot \sum MS \cdot 5,60, \quad (4.19)$$

де $\overline{R_A}$ - питомі витрати енергії, для базового і модернізованого варіанту

$$\frac{\text{кВт} \cdot \text{год}}{\text{поїзд} - \text{км}}$$

На сьогоднішній день вартість електроенергії на 1кВ·год складає 5,60 грн.

Питомі витрати енергії, для нового і базового варіанту при дільничній швидкості 68 км/год, дорівнюють для базового – 10, а для нового $8 - \frac{\text{кВт} \cdot \text{год}}{\text{поїзд} - \text{км}}$.

$$R_{AB} = 11 \cdot 408800 \cdot 5,60 = 25\,182\,080 \text{ грн.}$$

$$b_e = \frac{R_{AB}}{M_e} = \frac{25182080}{2} = 12\,591\,040 \text{ грн.}$$

$$R_{AM} = 8 \cdot 408800 \cdot 5,60 = 18314240 \text{ грн.}$$

$$b_e = \frac{R_{AM}}{M_e} = \frac{18314240}{2} = 9157120 \text{ грн.}$$

Результати розрахунку експлуатаційних витрат заносимо в таблицю 4.10.

Таблиця 4.10 – Результати розрахунку експлуатаційних витрат

Витрати, тис. грн в рік	Електровози	
	Базовий	Модернізований
Витрати на ремонт	2 725 000	2452500
Витрати на електроенергію	12 591 040	9157120
Всього	15 316 040	11 609620

Результати розрахунку економічного ефекту від експлуатації модернізованого електровоза протягом наступних 10 років зведені до таблиці 4.11.

Таблиця 4.11 – Результати економічного ефекту від експлуатації модернізованого електровозу протягом 10 років

Роки	Капітальні вкладення, грн.	Експлуатаційні витрати базового ел.воза, грн.	Експлуатаційні витрати модерн. ел.воза, грн.	Економ. ефект від реалізації модерн-ції, грн	Коефіцієнт. приведення до розрахункового року	Економічний ефект приведений до розрахункового року	Економічний ефект нарастаючим підсумком, грн.
	Kt	E _{баз}	E _{мод}	E _т	α_t	E _т · α_t	ΣE_t
1	9505921	15316040	11 609 620	-5799501	0,909	-5271746,41	-5271746,41
2	0	15316040	11 609 620	3706420	0,826	3061502,92	-2210243,49
3	0	15316040	11 609 620	3706420	0,751	2783521,42	573277,931
4	0	15316040	11 609 620	3706420	0,683	2531484,86	3104762,79
5	0	15316040	11 609 620	3706420	0,62	2297980,4	5402743,19
6	0	15316040	11 609 620	3706420	0,564	2090420,88	7493164,07
7	0	15316040	11 609 620	3706420	0,513	1901393,46	9394557,53
8	0	15316040	11 609 620	3706420	0,466	1727191,72	11121749,3
9	0	15316040	11 609 620	3706420	0,424	1571522,08	12693271,3
10	0	15316040	11 609 620	3706420	0,385	1426971,7	14120243

Таким чином економічний ефект від модернізації електровозу змінного струму асинхронними тяговими двигунами за 10 років експлуатації нарастаючим підсумком склав 14 120 243 грн., затрати на капіталовкладення для модернізації електропоїзда окупаються на 4 року.

Висновки до кваліфікаційної роботи

На підставі результатів аналізу електромагнітних процесів в електротехнічній системі тягового електропривода електровоза змінного струму запропоновано структуру тягового електропривода змінного струму та алгоритм керування чотириквADRантним випрямлячем, що забезпечує режими тяги і рекуперації покращеними показниками якості вхідного струму.

У програмі комп'ютерного моделювання Matlab Simulink розроблена комп'ютерна модель "тягова мережа – тяговий електропривод змінного струму", яка дає змогу визначити і проаналізувати характеристики та параметри чотириквADRантного перетворювача.

У результаті аналізу встановлено, що найбільш раціональною структурою сучасного електроприводу змінного струму є активний чотириквADRантний випрямляч, автономний інвертор напруги та асинхронні тягові двигуни.

Дана структура дозволяє забезпечити коефіцієнт потужності електрорухомого складу близький до одиниці.

Список використаних джерел

1. Денісов, В.А. Електроприводи змінного струму із частотним керуванням: Навчальний посібник – Тольятті: ТДУ, 2013 – 119 с.
2. Денісов, В.А. Теорія та перехідні процеси електромагнітних пристроїв та електромеханічних перетворювачів енергії: - електронне навчальний посібник - Тольятті: Вид-во ТГУ, 2014. - 162 с.
3. Герман-Галкін, С.Г. Simulink. Проектування мехатронних систем СПб.: Видавництво: Корона - Вік, 2013. - 368
4. Овчинніков, І.С.: Вентильні електричні двигуни та їх привід, Курс лекцій Видавництво: Корона - Принт, 2016, 336с.
5. Ткаченко, Н.І. Надійність технічних систем та техногенний ризик: навчальний посібник – сел. Персіановський: Донський ГАУ, 2015. - 60 с.
6. Копилов, І.П., Математичне моделювання електричних машин М.: Вища школа, 2014. - 327 с.
7. Копилов, І.П. Електричні машини: навч. для Вищих навчальних закладів, М.: Вища школа, 2013. - 617 с.
8. Чорних, І.В. Моделювання електротехнічних пристроїв MATLAB, Sim Power Systems та Simulink, Спб.: Пітер, 2013. - 318 с.
9. H.Z.Azazi, E.E. EL-Kholy, S.A.Mahmoud and S.S.Shokralla, «Review of Passive and Active Circuit for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC-DC Converters» 2013 г., King Abdulaziz University, Faculty of Engineering, Electrical Engineering Department, Saudi Arabia .
10. J. M. Bourgeois, «CIRCUITS FOR POWER FACTOR CORRECTION WITH REGARDS TO MAINS FILTERING» 2013 г., STMicroelectronics, Italy
11. S. B. Mehta, Dr. J. A. Makwana, « Power factor improvement of SMPS using PFC Boost converter» 2014 г., International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management, India .

12. Neetha John, Mohandas R., Suja C Rajappan, «Energy Saving Mechanism Using Variable Frequency Drives» 2013 г., International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, India .

13. Москаленко, В. В. Електричний привід: Підручник/В.В Москаленко. - М.: НІЦ ІНФРА-М, 2015. - 400 с.

14. Денисов, В.А., Третьякова М.М., Теорія та перехідні процеси електромагнітних пристроїв та електромеханічних перетворювачів енергії. - Тольятті: Кассандра, 2017. - 108с.

15. Васильєв, Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропроводу: навч. вузів/Б.Ю. Васильєв - Москва: Солон-Прес, 2015. - 267 с.

16. Вантажів, Л. Н. Методи математичного дослідження електричних машин. - Москва: Держенерговидав, 2013. - 264 с.

17. Зінов'єв, Г. С. Силовая електроніка: учеб.посібник для акад. бакалаврату. У 2 ч. ч. 1 / Г. С. Зінов'єв; НДТУ. - 5-те вид., Випр. та дод.; Гріф РОЗУМ. - Москва: Юрайт, 2016. - 390 с.

18. Паршин А. М. Джерела живлення електротехнологічних установок : підручник / А. М. Паршин, В. Н. Тимофєєв, М. В. Первухін ; Сибірський федеральний університет. - Красноярськ :Сиб. федеральний. ун-т, 2015. - 108 с.

19. Решмін, Б. І. Імітаційне моделювання та системи управління: навч.-практ. посібник / Б. І. Решмін. - Москва: Вологда: Інфра-Інженерія, 2016. - 74 с.

20. Гайдук, А. Р. Теорія автоматичного управління в прикладах та завданнях з рішеннями в MATLAB: навч. посібник / О. Р. Гайдук, В. Є. Беляєв, Т. А. П'явченко. - 4-те вид., Стер. - Санкт-Петербург: Лань, 2017. – 464 с.

21. Дьяконов, В. П. MATLAB: Повний самовчитель: електронне видання / В. П. Дьяконов. - Саратов: Профосвіта, 2017. – 768 с.

22. Кудінов, Ю. І. Теорія автоматичного управління (з використанням MATLAB - SIMULINK): учеб.посібник / Ю. І. Кудінов, Ф. Ф. Пащенко. - Санкт-Петербург: Лань, 2016. - 256 с.

23. Денисов, В.А. Навантажувальний пристрій для налаштування електроприводів з вентильним двигуном/В.А. Денисов, Р.Г. Мазитов // У зб. тр-ів

(ПЕЕЕ2017): Проблеми електротехніки, електроенергетики, електротехнології, V Всеросійська науково-технічна конференція, Тольятті, 1-2 листопада 2017 р. – С. 486 – 491.

24. Ощепков, А.Ю. Системи автоматичного управління: теорія, застосування, моделювання в MATLAB / А.Ю. Ощіпків. - СПб.: Лань. – 2013. – 208 с.

25. Осіна, А.В. Синтез систем модального управління з ідентифікаторами/О.В. Осіна, Т.В. Ягодкіна / / Вісник Московського енергетичного інституту. - 2013. - № 2. - С. 109-114.

26. Шабад, В.К. Електромеханічні перехідні процеси в електроенергетичних системах, навчальний посібник для студентських установ вищої професійної освіти, / Шабад, В.К Академія, 2013. - 194 с.91

27. Масленников, В.В Основна елементна база електронних пристроїв, Імпульсні джерела живлення від А до Z., . Навчальний посібник / Масляників, В.В - Санкт-Петербург: НДУ ІТМО,2014. - 148 с.

28. Мальц, Е.М. Електротехніка та електричні машини / Мальц, Е.М: - Корона повік 2013 р. – 304 с.

29. Давидов, М.В. Моделювання, комп'ютерне проектування та технологія виробництва електронних засобів. / Давидов, М.В Видавництво: Мінськ БДУІР 2013р., 281 с.

30. Allen, J.P.C., “Starting Now: A review of reduced voltage ac motor starters.,” Proc. IEEE Annual Textile, Fiber and Film Industry Technical Conference Charlotte, NC, May 2014, pp. 1-10.

Додаток А – Ілюстраційний матеріал до кваліфікаційної роботи

Український державний університет залізничного транспорту
Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

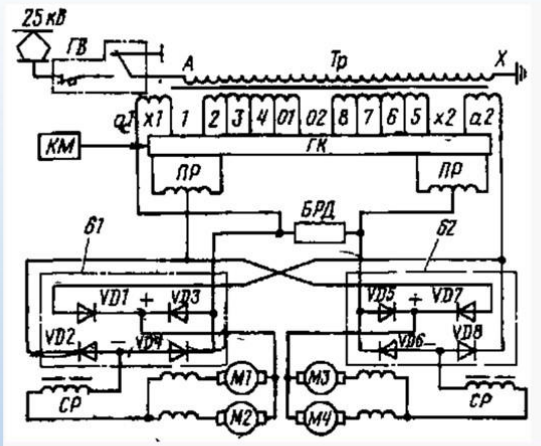
ВАСИЛЕЦЬ ВЛАДИСЛАВ ЕДУАРДОВИЧ

ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ

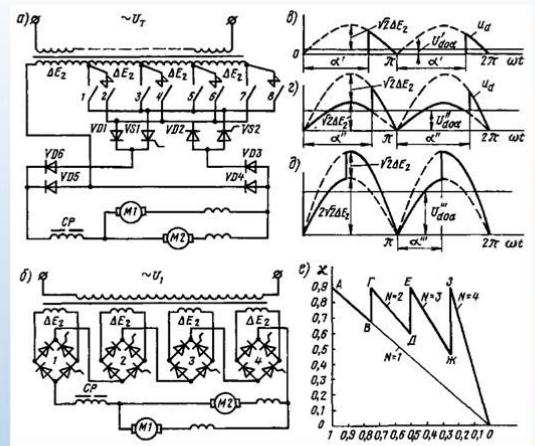
Дипломна робота
на здобуття освітньо-кваліфікаційного рівня
магістр

Науковий керівник:
к.т.н., доц.
Плахтій О.А.

2024



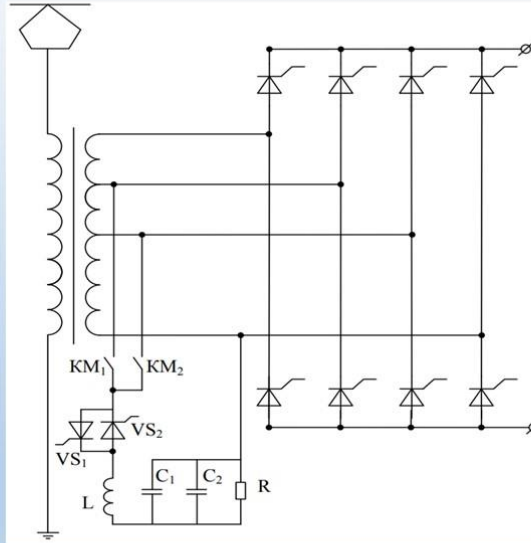
Силовая схема электровоза ВЛ80к с диодными выпрямителями



Схемы плавного міжступеневого (а) та плавного безконтактного (б) регулювання напруги (напівкерованими мостами), діаграми напруг (в, г і д) и коефіцієнта потужності випрямляча електровоза ВЛ60

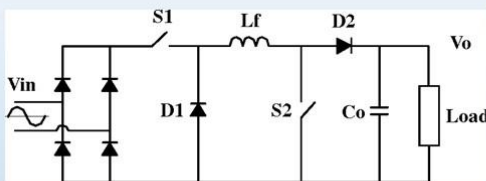
Зазвичай в електрорухомому складі змінного струму використовуються діоди або тиристори випрямлячі. Недоліком цих випрямлячів є суттєва емісія вищих гармонік та реактивної складової потужності

Схема підключення регульованого компенсатора реактивної потужності тиристорного випрямляча

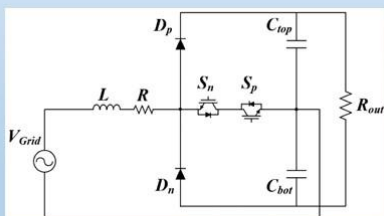


Для зниження реактивної потужності можуть бути використані статичні компенсатори реактивної потужності, які дещо покращають коефіцієнт потужності, однак компенсація є неповною і залишаються вищі гармоніки струмів.

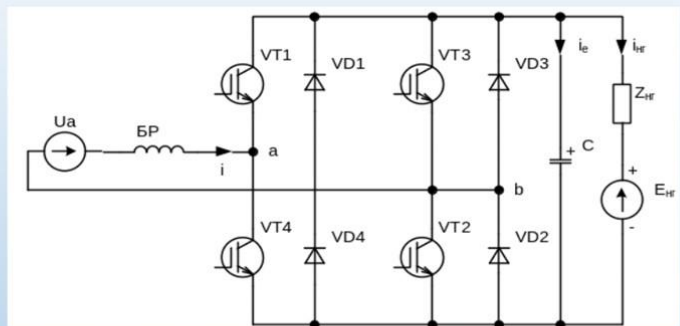
Схеми активних випрямлячів з корекцією коефіцієнта потужності



Однонаправлений підвищуючий активний випрямляч



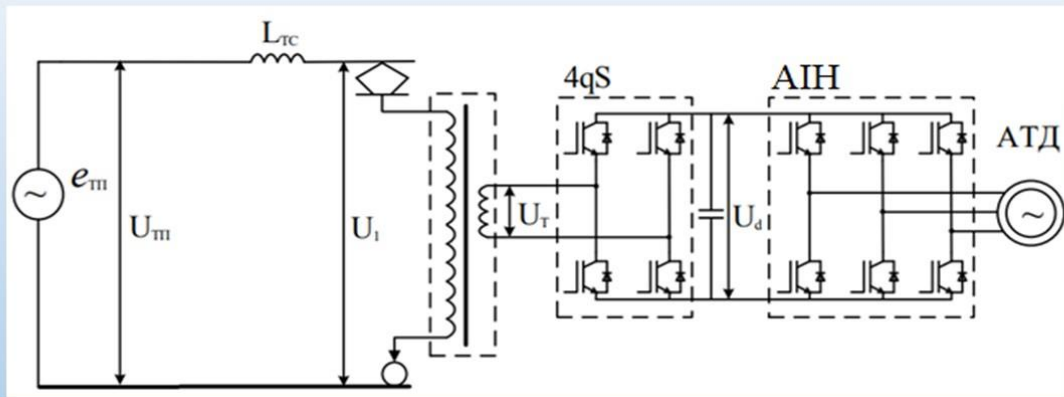
Однонаправлений підвищуючий активний Вієнна випрямляч



Активний чотириквADRANTний випрямляч

Існують схеми активних випрямлячів, що забезпечують однонаправлену та двонаправлену передачу електричної енергії. Перевага схем двонаправленою передачею енергії є можливість реалізації рекуперації на ЕРС.

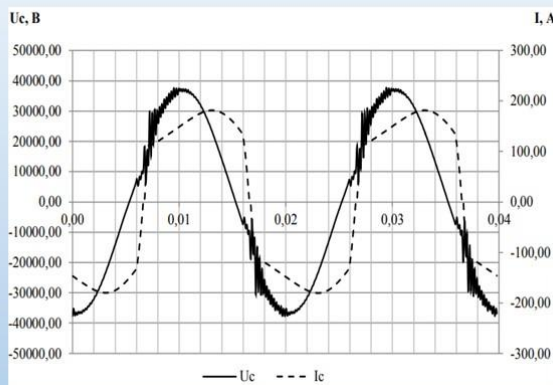
Спрощена схема тягової мережі змінного струму і перспективної тягового електроприводу



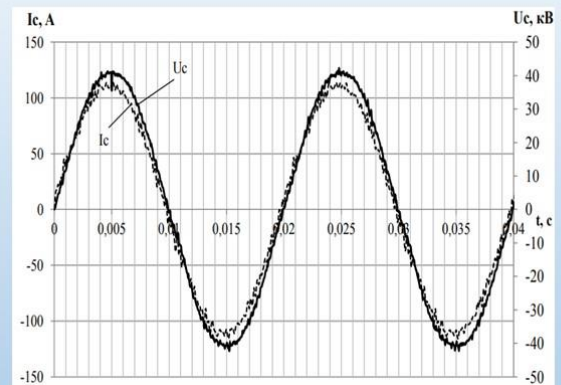
Спрощена принципова схема тягової мережі та силового ланцюга електровоза з 4qS-перетворювачем

Наразі комбінація асинхронного тягового двигуна, трифазного інвертора напруги і активного чотириквADRантного випрямляча є найперспективнішою і застосовується на більшості сучасного електрорухомого складу змінного струму.

Існуючі експериментальні дані науковців, щодо форм струму ЕРС з тиристорним і активним чотириквADRантним випрямлячем

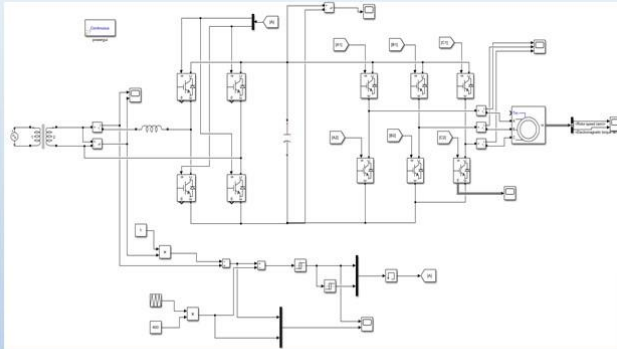


Осцилограми напруги та струму на струмоприймачі електровоза і струму мережевої обмотки тягового трансформатора з тиристорним випрямлячем



Осцилограми струму і напруги первинної обмотки тягового трансформатора електровоза з чотирьохквADRантним перетворювачем

Імітаційна модель тягового електропривода з активним чотириквadrантним випрямлячем одноканальним ШІМ керуванням

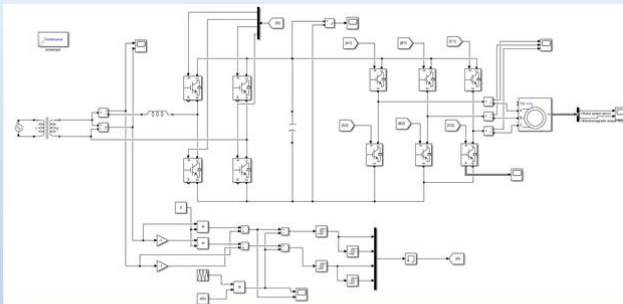


Таблиця 3.1 – Параметри імітаційної моделі

Параметр	Значення
Напруга контактної мережі змінного струму, кВ	25
Напруга вторинної обмотки тягового трансформатора, В	800
Напруга в ланці постійного струму тягового електроприводу, В	1400
Вхідна індуктивність активного випрямляча, мГн	0,5
Вихідна ємність активного випрямляча, мФ	6
Струм навантаження фази інвертора, А	200÷1200
Частота модуляції ШІМ, кГц	4

Розроблена модель тягового електроприводу з активним чотириквadrантним перетворювачем складається з наступних складових: живляча мережа (джерело напруги, еквівалентний активний та індуктивний опір; тяговий трансформатор; активний чотириквadrантний випрямляч; одноканальна система керування активного випрямляча; трифазний автономний інвертор напруги; системи керування інвертора з ШІМ.

Імітаційна модель тягового електропривода з активним чотириквadrантним випрямлячем ОДНОКАНАЛЬНИМ ШІМ керуванням

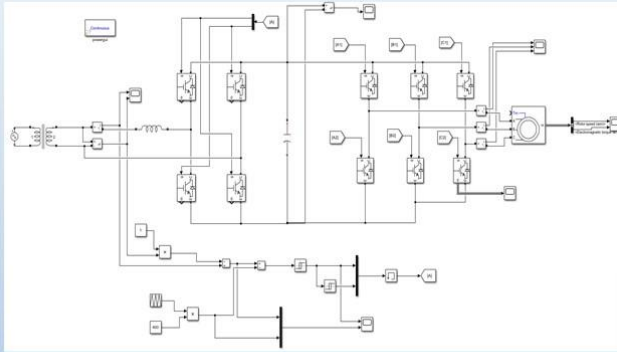


Таблиця 3.1 – Параметри імітаційної моделі

Параметр	Значення
Напруга контактної мережі змінного струму, кВ	25
Напруга вторинної обмотки тягового трансформатора, В	800
Напруга в ланці постійного струму тягового електроприводу, В	1400
Вхідна індуктивність активного випрямляча, мГн	0,5
Вихідна ємність активного випрямляча, мФ	6
Струм навантаження фази інвертора, А	200÷1200
Частота модуляції ШІМ, кГц	4

Двоканальна система керування активного випрямляча відрізняється тим, що на пілкоподібний опорний сигнал ШІМ подаються дві сунусоїди сигналу завдання зміщені одна від одної на 180 градусів. При цьому кожен з каналів керує окремою парою транзисторів

Імітаційна модель тягового електропривода з активним чотириквADRантним випрямлячем ДВОКАНАЛЬНИМ ШІМ керуванням

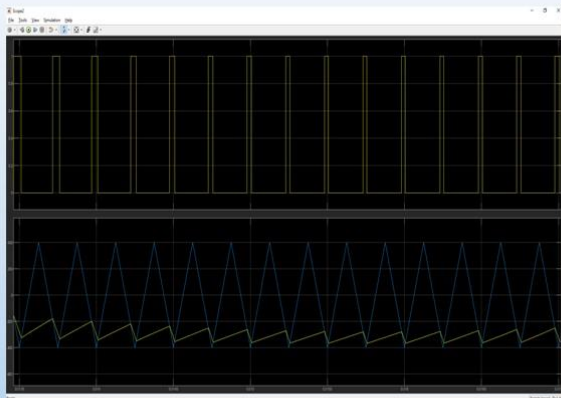


Таблиця 3.1 – Параметри імітаційної моделі

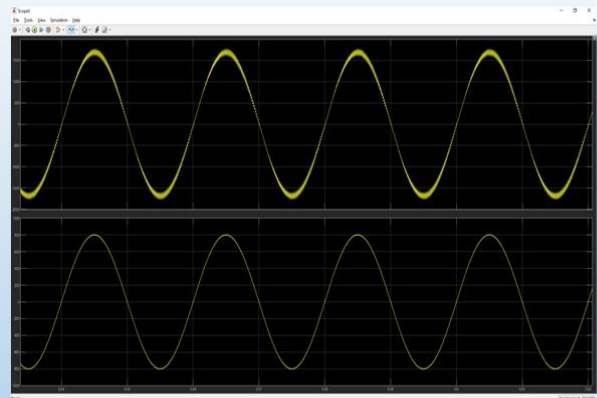
Параметр	Значення
Напруга контактної мережі змінного струму, кВ	25
Напруга вторинної обмотки тягового трансформатора, В	800
Напруга в ланці постійного струму тягового електроприводу, В	1400
Вхідна індуктивність активного випрямляча, мГн	0,5
Вихідна ємність активного випрямляча, мФ	6
Струм навантаження фази інвертора, А	200÷1200
Частота модуляції ШІМ, кГц	4

Розроблена модель тягового електроприводу з активним чотириквADRантним перетворювачем складається з наступних складових: живляча мережа (джерело напруги, еквівалентний активний та індуктивний опір; тяговий трансформатор; активний чотириквADRантний випрямляч; одноканальна система керування активного випрямляча; трифазний автономний інвертор напруги; системи керування інвертора з ШІМ.

Результати моделювання



Процес формування імпульсів керування при роботі одноканальної ШІМ модуляції

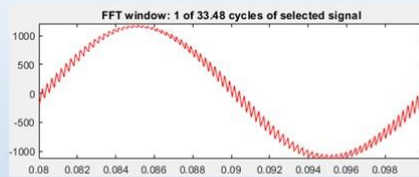


Осцилограми вхідного струму та вхідної напруги активного випрямляча в режимі випрямлення

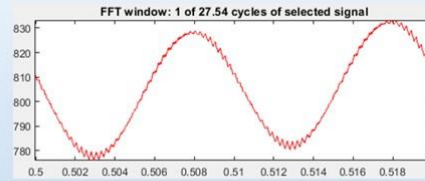
Як видно з результатів моделювання, активний чотириквADRантний випрямляч забезпечує формування синусоїдальної форми вхідного струму зі зсувом по фазі, відносно вхідної напруги, близьким до нуля, що зумовлює зниження вмісту вищих гармонік, зниження долі реактивної потужності і формування коефіцієнту потужності близького до одиниці.

Порівняємо результати роботи одноканальної та двоканальної системи керування активного випрямляча.

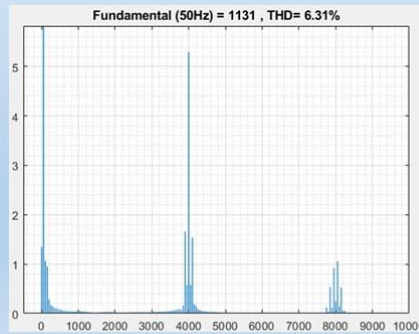
Гармонійний аналіз вхідного струму та вихідної напруги активного випрямляча з ОДНОКАНАЛЬНОЮ системою керування



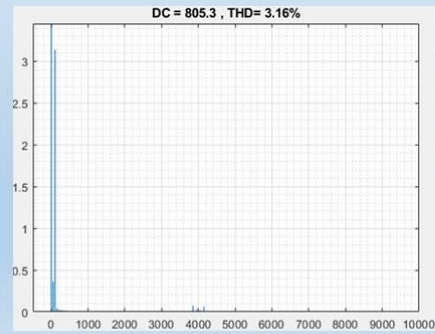
Осциллограмма вхідного струму



Осциллограмма вихідної напруги

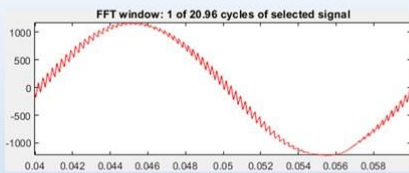


Гармонійний аналіз вхідного струму

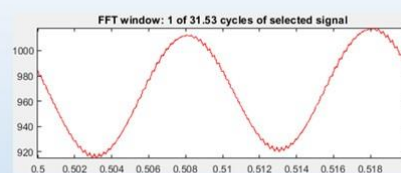


Гармонійний аналіз вихідної напруги

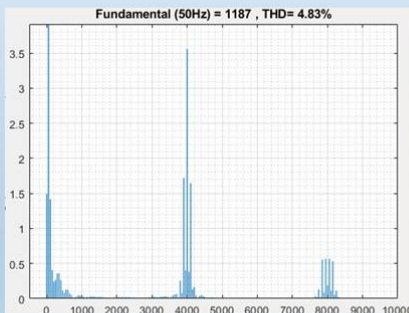
Гармонійний аналіз вхідного струму та вихідної напруги активного випрямляча з ДВОКАНАЛЬНОЮ системою керування



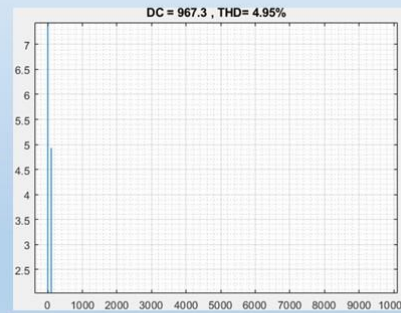
Вхідний струм



Вихідна напруга на напруга



Гармонійний аналіз вхідного струму



Гармонійний аналіз вихідної напруги

Як видно з результатів моделювання двоканальна система керування активного випрямляча забезпечує покращені показники якості, а саме менший вміст вищих гармонік вхідного струму та вихідної напруги

Висновки

Для електрорухомого складу змінного струму перспективною є структура тягового електроприводу, яка складається активного чотириквADRантного випрямляча, трифазного інвертора напруги, асинхронного двигуна.

У програмі комп'ютерного моделювання Matlab Simulink розроблена комп'ютерна модель "тягова мережа – тяговий електропривод змінного струму", яка дає змогу визначити і проаналізувати характеристики та параметри чотириквADRантного перетворювача.

Визначено, що дана структура електроприводу електровозу змінного струму дозволяє забезпечити коефіцієнт потужності близький до одиниці та формування струму мережі близького до синусоїди з коефіцієнтом гармонійних спотворень менше 5%.