

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА МОРСЬКА АКАДЕМІЯ»
ЗАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ АВТОМАТИКИ ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ
Кафедра: «Електричної інженерії та електроніки»

ДИПЛОМНА РОБОТА МАГІСТРА

на тему:

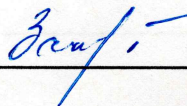
«Дослідження динамічних процесів високовольтних каскадних перетворювачів частоти з векторним керуванням в суднових асинхронних електроприводах»

Виконав: студент 6 курсу, групи 3601

Спеціальності:

271 Морський та річковий транспорт»

(шифр і назва спеціальності)



Захаров І. С.

(підпис, прізвище та ініціали)

допущений до захисту 17.12.2021

(дата малого захисту)

Завідуючий кафедрою Муха Н.Й.

(підпис, прізвище та ініціали)

Керівник Захарченко В.М.

(підпис, прізвище та ініціали)

Нормоконтроль Самонов С.Ф.

(підпис, прізвище та ініціали)

Рецензент Гвоздьов Ю.М.

(підпис, прізвище та ініціали)

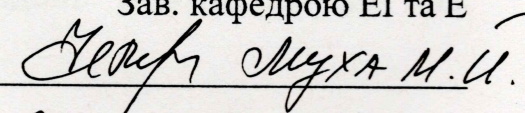
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА МОРСЬКА АКАДЕМІЯ»

Навчально-науковий інститут автоматики та електромеханіки

Кафедра електричної інженерії та електроніки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою ЕІ та Е


« 01 » / 10 2021 р.

ЗАВДАННЯ

до дипломної роботи курсанта

Захаров Іван Сергійович

Тема : «Дослідження динамічних процесів високовольтних каскадних перетворювачів частоти з векторним керуванням в суднових асинхронних електроприводах».

Керівник роботи _____ Захарченко В.М.,

затверджена наказом ректора академії від 07 грудня 2021 р. № 19131. Термін здачі курсантом закінченої роботи до 15.12.2021 р.

2. Вихідні дані до роботи:

3. Зміст дипломної роботи (перелік питань, що підлягають розробці) освітньо-кваліфікаційного рівня «магістр», спеціальності 271 річковий та морський транспорт:

3.1. Розглянути типові структури високовольтних перетворювачів частоти;

3.2. провести дослідження формування ШІМ;

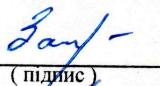
3.3. розглянути метод корекції, який засновано на методі балансування напруг;

3.4. забезпечити симетрію амплітуд та зберегти просторове положення лінійних напруг при пошкодженні секції в фазі;

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітки
1	Основні топології перетворювача частоти та методи його керування.	19.10.2021- 29.10.2021	Виконав
2	Аналіз та вибір основних топологій високовольтного перетворювача частоти.	02.11.2021- 16.11.2021	Виконав
3	Основні методи реалізації ШІМ.	23.11.2021- 26.11.2021	Виконав
4	Електропривод змінного струму з ШІМ-керуванням.	26.11.2021- 29.11.2021	Виконав
5	Автономні інвертори з широтно – імпульсною модуляцією для асинхронних електроприводів.	29.11.2021- 30.11.2021	Виконав
6	Порівняння векторного та скалярного керування.	30.11.2021- 01.12.2021	Виконав
7	Опис моделі системи.	02.12.2021- 08.12.2021	Виконав
8	Аналіз та обґрунтування метода додавання 3-ої гармоніки при аварійному режимі.	08.12.2021- 13.12.2021	Виконав

Курсант-дипломник


 (підпис)
Захаров І.С.
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи


 (підпис)
Захарченко В.М.
(прізвище та ініціали)

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АІН – автономний інвертор напруги

АД – асинхронний двигун

ККД – коефіцієнт корисної дії

ПЧ – перетворювач частоти

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

БПЧ – безпосередній перетворювач частоти

ТО – технічне обслуговування

ПК – персональний комп'ютер

ВПЧ – високовольтний перетворювач частоти

РЕФЕРАТ

Дослідження динамічних процесів високовольтних каскадних перетворювачів частоти з векторним керуванням в суднових асинхронних електроприводах

Дипломна робота магістра: 94 стр., 52 рис., 2 табл., 30 джерел

Робота спрямована на дослідження динамічних процесів високовольтних перетворювачів частоти, включаючи компенсацію аварійних ситуацій в багаторівневих високовольтних перетворювачах частоти, які побудовано за каскадною топологією. Проведено дослідження різних типів перетворювачів частоти, їх топології, методи керування.

Електромагнітні та електромеханічні процеси в багаторівневому високовольтному перетворювачі частоти, побудованому за каскадною топологією, досліджено в пакеті програм Matlab Simulink. Метою дослідження є заміна скалярного керування, яке дуже поширене у даній групі перетворювачів, на векторне з урахуванням збалансованої роботи в аварійних ситуаціях, що дозволяє виконувати регулювання у більш розширеному діапазоні швидкості та електромагнітного моменту. Досліджено методи реалізації ШІМ, серед яких основну увагу приділено синусоїдальній ШІМ додаванням 3-ї гармоніки. Виконано аналіз та пошук методів компенсації аварій одного або декількох Н-мостів для зменшення часу перехідного процесу та мінімізацію ударних навантажень. Для використаного методу балансування лінійних напруг з додавання 3-ої гармоніки вперше розраховано коефіцієнти використання джерел живлення та показано, що в більшості аварійних режимів додавання 3-ї гармоніки збільшує енергетичну ефективність перетворювача частоти, але є декілька ситуацій, в яких 3-ю гармоніку необхідно вимикати.

Алгоритми, які використано в розробленій моделі, може бути перетворено в програмне забезпечення реальних перетворювачів частоти. Для цього в роботі надано необхідне математичне забезпечення, таблиці і графіки, що пояснюють використані методи.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНА МОДУЛЯЦІЯ, АВТОНОМНИЙ ІНВЕРТОР НАПРУГИ, АВАРІЯ, ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНА МОДУЛЯЦІЯ.

ABSTRACT

Investigation of dynamic processes of high-voltage cascade frequency converters with vector control in ship asynchronous electric drives.

Master's thesis: 94 pages, 52 figures, 2 tables, 30 sources

This work is aimed at studying the dynamic processes of high-voltage frequency converters, namely the compensation of emergencies in multi-level high-voltage frequency converters, which are built on a cascade topology. In this paper, different types of frequency converters, their topologies, control methods were analyzed.

A multi-level high-voltage frequency converter was chosen, which was analyzed in the Matlab Simulink software package, and it was decided to replace scalar control, which is very common in this group of converters, with vector control. Methods of PWM implementation are studied, among which the main attention is paid to sinusoidal PWM and the method of adding the 3rd harmonic. The last part of the work is aimed at analyzing and finding methods to compensate for the emergency mode of the system, reduce the transient time and minimize shock loads. To compensate for emergencies, the method of voltage balancing using the addition of the 3rd harmonic was used. It is shown that in most of these modes the addition of the 3rd harmonic increases the energy efficiency of the inverter, but there are accidents in which the addition of the 3rd harmonic must be turned off.

FREQUENCY CONVERTER, PULSE WIDTH MODULATION, AUTONOMOUS VOLTAGE INVERTER, ACCIDENT, SPATIAL-VECTOR MODULATION.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	6
РЕФЕРАТ	7
ВСТУП.....	10
1.ОСНОВНІ ТОПОЛОГІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ ЙОГО КЕРУВАННЯ.....	12
2.АНАЛІЗ ТА ВИБІР ОСНОВНИХ ТОПОЛОГІЇ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ	21
3.РЕАЛІЗАЦІЯ ШІМ	29
3.1Основні методи реалізації ШІМ	29
3.2 Електропривод змінного струму з ШІМ-керуванням	33
3.3 Автономні інвертори з широтно – імпульсною модуляцією для асинхронних електроприводів	39
3.4 Порівняння векторного та скалярного керування	45
4. МОДЕЛЮВАННЯ ТА КОМПЕНСАЦІЯ АВАРІЇ В ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАСКАДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ	51
4.1 Опис системи моделювання.....	51
4.2 Моделювання системи при аварійному режимі.....	73
ВИСНОВКИ.....	88
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	91

ВСТУП

Автоматизація сучасних потужних технологічних процесів базуються на застосуванні регульованих приводів двигунів, серед яких значну долю починають складати високовольтні перетворювачі частоти. Вони мають застосування у досить широкому спектрі та їх використання на судах на сьогодні є актуальною темою через зниження енергоспоживання, яке у морі обумовлено споживанням палива.

Високовольтний електропривод є, мабуть, єдиним рішенням для надпотужних застосувань допустимих струмових навантажень на обмотки двигунів та силових шин.

Привод із регулюванням частоти високовольтних двигунів зумовлює вимоги режимів експлуатації механізмів технологічних процесів, що не допускають надмірного споживання електричної енергії лінії живлення. Зменшуються втрати у електродвигуні при зменшенні навантаження під час роботи.

Актуальність роботи – в цієї галузі залишаються невирішеними низка питань, пов'язаних з оптимізацією алгоритмів комутації транзисторів, підвищенням ефективності використання джерел живлення, мінімізацією збитку при аварії окремих транзисторів або секцій, так як все це стосується обладнання з потужністю в одиниці – десятки мегават.

Мета роботи полягає у розробці методу корекції лінійних напруг при пошкодженні секції високовольтної багаторівневої каскадної системи ПЧ, для мінімізації ударних навантажень під час переходу від штатного до аварійного режиму роботи, а також покращення електромагнітної сумісності судової високовольтної мережі з потужним асинхронним двигуном.

Для реалізації зазначеної мети в роботі необхідно розв'язати наступні **задачі**:

- розглянути типові структури високовольтних перетворювачів частоти;
- створити математичну модель системи в пакеті програм MATLAB Simulink SimPowerSystems «Перетворювач частоти – асинхронний двигун з вентиляторним навантаженням» з векторним керуванням;

- розглянути метод корекції при пошкодженні секції в фазі, який засновано на зміщенні нульової точки та повороту фазних напруг для збереження просторового положення та балансування трикутника лінійних напруг;
- провести дослідження алгоритмів формування ШІМ на виході каскадного АІН.

Об'єкт дослідження - електромагнітні та електромеханічні процеси високовольтного потужного АД при його роботі від багаторівневого АІН.

Гіпотеза - запропонований метод корекції забезпечує симетрію амплітуд та зберігає просторове положення лінійних напруг при пошкодженні секції в фазі.

Методи досліджень.

Теоретичні дослідження проводяться з використанням методів теоретичних основ електротехніки, теорії електроприводу, методів математичного моделювання електромеханічних систем.

Матеріали дослідження доповідались на I науково-технічній конференції молодих вчених «Інновації та технології на морському та внутрішньому водному транспорті» та на XI міжнародній науково-технічній конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика»:

Захаров І.С., Бушер В. В., Ду Синь, Цзян Хайлун «Моделювання каскадних перетворювачів частоти з векторним керуванням» – 9 с.

Захаров І. С. Дослідження високовольтних каскадних перетворювачів частоти в суднових асинхронних електроприводах – 3 с.

1. ОСНОВНІ ТОПОЛОГІЇ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ ЙОГО КЕРУВАННЯ.

Частотний перетворювач – це електротехнічний пристрій який виконує функцію регулювання частоти мережі та тим самим змінює частоту обертання електродвигуна. Основна сфера застосування цих пристроїв – зміна частоти обертання та обертаючого моменту асинхронного електродвигуна. Принцип дії управління та регулювання заснований на залежності швидкості обертання магнітного поля від частоти напруги живлення. Асинхронні електродвигуни широко використовуються як електроприводи промислового обладнання, також асинхронні електродвигуни широко поширені у морському виконанні, це пов'язано з їх порівняно простою конструкцією, ремонтпридатністю та досить плавним регулюванням. Основними недоліками асинхронних електродвигунів є чутливість до змін параметрів мережі, постійна швидкість обертання, великі пускові струми. Але якщо використовувати на судні частотні перетворювачі можливо усунути ці недоліки, заощадити електроенергію (а це паливо) і розширити сферу використання електродвигунів змінного струму. Частотні перетворювачі розрізняються за конструкцією, принципом дії, способом управління. За конструктивним виконанням перетворювачі частоти поділяють на дві великі групи:

- Електромашинні або індукційні - перетворювачі частоти є двигунами змінного струму, включені в режим генератора. Застосовуються такі електротехнічні пристрої відносно рідко, в умовах, де утруднене або неможливе застосування електронних частотних перетворювачів.
- Електронні - напівпровідникові ПЧ складаються із силової частини, виконаної на транзисторах або тиристорах, та схеми управління на базі мікроконтролерів. Це електротехнічне обладнання придатне для трифазних та однофазних приводів будь-якого призначення. Розрізняють НП з безпосереднім зв'язком з мережею живлення і пристрої з проміжною ланкою постійного струму.

Розглянемо основні топології електронних перетворювачів частоти.

Безпосередні перетворювачі частоти - перетворювачі без проміжної ланки постійного струму які здійснюють безпосередній зв'язок електричної машини з мережею змінного струму. Формування кривої вихідної напруги проводиться з відрізків кривої напруги мережі живлення завдяки циклічному підключенню за допомогою силових напівпровідникових приладів. Такі частотні перетворювачі побудовані на базі швидкодіючих тиристорних перетворювачів, включених за мостовими, перехресними, нульовими та зустрічно-паралельними схемами.

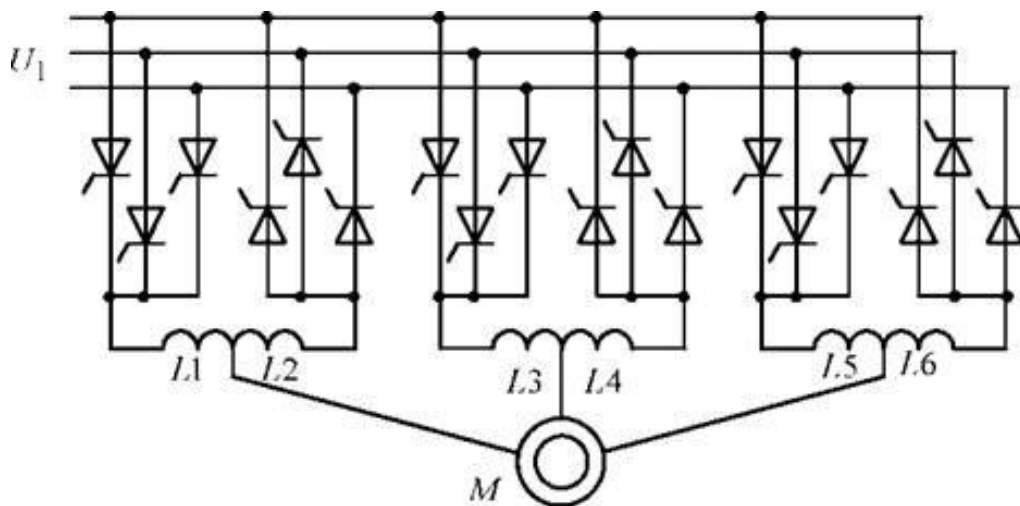


Рисунок 1.1 - Система "БПЧ - асинхронний двигун".

Основою силової схеми перетворювача частоти із безпосереднім зв'язком є реверсивний тиристорний перетворювач. Багатофазний вихід перетворювача частоти з безпосереднім зв'язком досягається використанням кількох реверсивних перетворювачів з однофазним виходом (рисунок 1.1).

Вихідна однофазна напруга низької частоти забезпечується циклічною зміною кутів відкриття тиристорів. Комутація струму тиристорами кожної групи безпосереднього перетворювача частоти одного напрямку здійснюється напругою мережі (рисунок 1.2). Більшість безпосередніх перетворювачів частоти передбачає спільне узгоджене управління реверсивними групами тиристорів. В цьому випадку для обмеження зрівняльних струмів служать обмежувальні реактори $L1...L6$, що збільшує масу та габаритні розміри перетворювача, а також знижує його енергетичні показники.

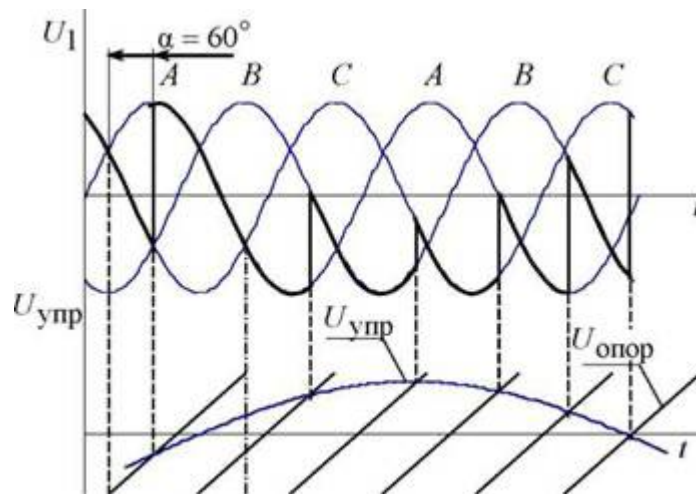


Рисунок 1.2 - Вихідна однофазна напруга безпосереднього перетворювача частоти.

На діаграмах напруги (рисунок 1.2) керування відбувається при змінному куті керування (α). Закон зміни керуючої напруги $U_{\text{кер}}$ в безпосередньому перетворювачі частоти визначається спеціальним задатчиком. У розглянутому випадку керуюча напруга змінюється за синусоїдальним законом. У деяких випадках застосовують напругу, що управляє, прямокутної форми. Трифазна система керуючих напруг прямокутної форми, зрушена для кожної з фаз на 120 градусів наведено на рисунку 1.3. Якщо кожен із керованих випрямлячів безпосереднього перетворювача частоти охопити глибокими негативними зворотними зв'язками по струму, то перетворювач набуває властивостей джерела струму. Таким чином, безпосередні перетворювачі частоти можуть працювати як джерело напруги або в режимі джерела струму.

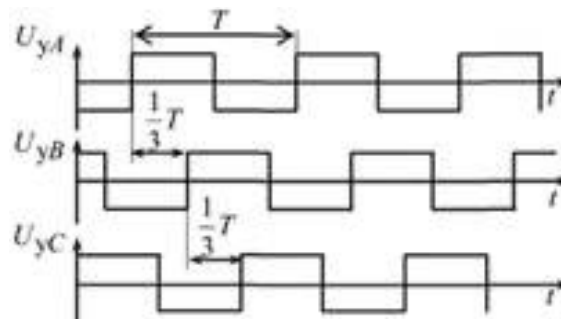


Рисунок 1.3 - Трифазна система керуючих напруг прямокутної форми.

Переваги безпосередніх перетворювачів частоти:

- Можливість рекуперації електроенергії в мережу при роботі в режимі гальмування двигуна. Безпосереднє увімкнення забезпечує двосторонній обмін електрикою.
- Високим ККД за рахунок одноразового перетворення частоти.
- Можливість нарощування потужності за рахунок приєднання додаткових перетворювачів.
- Широкий діапазон низьких частот. Безпосередні перетворювачі забезпечують стабільну роботу приводу на малих швидкостях.

Недоліки безпосередніх перетворювачів частоти:

- Апроксимована форма вихідної напруги з наявністю постійних складових та субгармонік. Така форма змінної напруги на виході пристрою викликає додаткове нагрівання двигуна, знижує момент, створює перешкоди.
- Частота напруги на виході перетворювача не перевищує аналогічну характеристику напруги мережі. Таким чином, за допомогою цих пристроїв можна лише знижувати швидкість обертання двигунів.
- Основна сфера безпосередніх перетворювачів - електроприводи на базі асинхронних та синхронних двигунів великої та середньої потужності.

Перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму - частотні перетворювачі цієї топології виконані з урахуванням схеми подвійного перетворення. Живильна мережна напруга перетворюється на постійне, потім згладжується і інвертується в змінну вихідну напругу заданої частоти.

Плюси перетворювачів із проміжною ланкою постійного струму:

- Можливістю отримання вихідної напруги з частотою як вище, так і нижче за аналогічний параметр мережі живлення. ПЧ на базі схеми подвійного перетворення використовують для високо-середньо-і низькошвидкісних електроприводів.

- Чистою синусоїдальною формою напруги на виході. Схема перетворювача дозволяє отримувати змінну напругу з мінімальним відхиленням від синусоїдальної форми.
- Можливістю побудови простих та складних силових та керуючих схем для приводів з різними вимогами до швидкості реагування, діапазону швидкостей.
- Можливість адаптації до мереж постійного струму. Перетворювачі цього типу можна пристосувати для живлення від резервних та аварійних джерел постійного струму без додаткових пристроїв. Це дозволяє застосовувати такі ПЧ у приводах відповідального обладнання із резервними джерелами електроенергії.

Різноманітністю алгоритмів керування. Перетворювачі зі ланкою постійного струму можна запрограмувати та адаптувати практично до всіх електроприводів, у тому числі і претензійних, де потрібне особливо точне регулювання швидкості та моменту.

Мінуси перетворювачів із проміжною ланкою постійного струму:

- Відносно велику масу та габарити, що обумовлено наявністю випрямного, фільтруючого та інверторного блоків.
- Збільшені втрати потужності. Схема подвійного перетворення дещо зменшує загальний ККД.

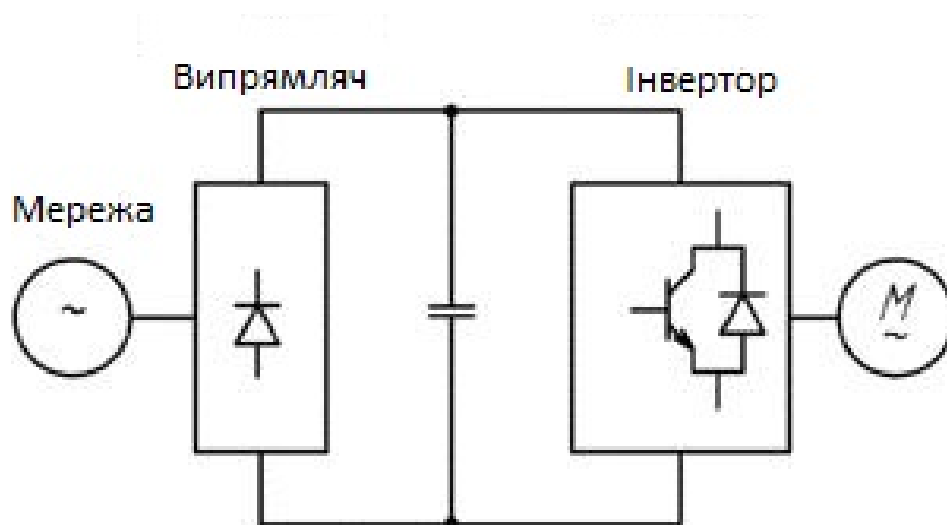


Рисунок 1.4 – ПЧ з проміжною ланкою постійного струму.

Складаються такі перетворювачі з кількох основних блоків:

- Випрямляч. Для ПЧ використовуються діодні та тиристорні перетворювачі постійного струму. Перші відрізняються високою якістю постійної напруги практично з повною відсутністю пульсації, низькою вартістю та надійністю. Однак діодні випрямлячі не дозволяють реалізувати можливість рекуперації електроенергії у мережу при гальмуванні двигуна. Випрямлячі на тиристорах забезпечують можливість протікання струму в обох напрямках і дозволяють відключати перетворювач від мережі без додаткової апаратури, що комутує.
- Фільтри. Вихідна напруга тиристорних керованих випрямлячів має значну пульсацію. Для її згладжування використовують реактори, ємнісні або індуктивно-ємнісні фільтри.
- Інвертор. У ПЧ використовують інвертори напруги та струму. Останні забезпечують рекуперацію електроенергії в мережу та застосовуються для керування електричними машинами з частим пуском, реверсом та зупинкою, наприклад, крановими двигунами. ПЧ з урахуванням інверторів напруги видають на виході напруга форми “чистий синус”. Завдяки цьому перетворювачі такого типу набули найбільш широкого поширення.
- Мікропроцесори. Цей блок здійснює керування вхідним випрямлячем, прийом та обробку сигналів з датчиків, взаємодію з автоматизованою системою вищого рівня, запис та зберігання інформації про події, формує вихідну напругу ПП відповідної частоти. А також виконує функції захисту від перевантажень, обриву фази та інших аварійних та ненормальних режимів роботи.

За принципом управління розрізняють два основних види частотних перетворювачів:

ПЧ зі скалярним керуванням.

ПЧ видають на виході напругу певної частоти і амплітуди підтримки певного магнітного потоку в обмотках статора. ПЧ з таким принципом регулювання відрізняються відносно низькою вартістю, простотою конструкції. Нижня межа регулювання швидкості становить близько 10% номінальної частоти обертання. Їх можна використовувати для керування відразу кількома

двигунами. Скалярні ПЧ використовують для приводів насосних агрегатів, вентиляторів та інших пристроїв та обладнання, де не потрібно підтримувати швидкість обертання ротора незалежно від навантаження.

ПЧ з векторним керуванням.

Мікропроцесорні пристрої перетворювачів із векторним управлінням автоматично обчислюють взаємодію магнітних полів статора та ротора. ПЧ такого типу забезпечують постійну частоту обертання ротора незалежно від навантаження. Вони використовуються для обладнання, де необхідно підтримувати необхідний момент сили при низьких швидкостях, високу швидкодію та точність регулювання. Застосування векторних ПЧ дозволяє регулювати частоту обертання, задавати потрібний момент на валу. ПЧ з векторним управлінням діляться на перетворювачі бездатчикового типу та пристрої зі зворотним зв'язком за швидкістю. Останні використовуються для приводів із широким діапазоном регулювання швидкості до 1:1000, необхідності позиціонування точного положення валу, регулювання моменту при низьких швидкостях, точної підтримки частоти обертання, запуску двигуна з номінальним моментом. Перетворювачі без датчика швидкості застосовують для приводів із нижчими вимогами.

Режими керування частотними перетворювачами

У більшості моделей сучасних частотних перетворювачів реалізована можливість керування в кількох режимах:

1) Ручне керування. Пуск та зупинка електродвигуна здійснюються з панелі або пульта керування ПЧ. При цьому перетворювач здійснює регулювання частоти обертання та зупинку у разі виникнення аварійних ситуацій автоматично.

2) Зовнішнє управління.

ПЧ з підтримкою інтерфейсів передачі можна підключати до віддаленого ПК контролю поточних параметрів і завдання режимів роботи приводу.

3) Управління по дискретним входам чи “сухим контактам”.

У такому режимі ПЧ є виконавчим механізмом зовнішньої системи управління.

4) Управління з подій.

Деякі моделі ПЧ дозволяють запрограмувати час запуску або зупинки, роботу двигуна в іншому режимі. Перетворювачі такого типу застосовують повністю або частково автоматизованого технологічного обладнання.

Переваги частотних перетворювачів.

Основні переваги використання частотних перетворювачів:

1) Економія електроенергії.

Застосування ПЧ дозволяє знизити пускові струми і регулювати споживану потужність двигуна в залежності від фактичного навантаження. 2) Збільшення терміну служби промислового устаткування.

Плавний пуск та регулювання швидкості обертання моменту на валу дозволяють збільшити міжремонтний інтервал та продовжити термін експлуатації електродвигунів. Можливість відмовитися від редукторів, дроселюючих засувки, електромагнітних гальм та іншої регулюючої апаратури, що знижує надійність та збільшує енергоспоживання обладнання.

3) Відсутність потреби проводити технічне обслуговування.

НП не мають рухомих частин, що потребують регулярного чищення та мастила.

4) Можливість віддаленого керування та контролю параметрів обладнання з електроприводом.

У багатьох ПЧ реалізована можливість підключення віддалених пристроїв телеметрії та телемеханіки, вони можуть вбудовуватись у багаторівневі системи автоматизації.

5) Широкий діапазон потужності двигунів. Частотні перетворювачі встановлюють як на однофазні конденсаторні двигуни потужністю менше 1 кВт, так і синхронні електромашини потужністю в десятки МВт.

6) Захист електродвигуна від аварій та аномальних режимів роботи.

ПЧ комплектують захистом від перевантажень, коротких замикань, пропадання фаз. Перетворювачі також забезпечують перезапуск при поновленні подачі електроенергії після її відключення. Можливість точного безступеневого регулювання частоти обертання без втрат потужності, що неможливо при використанні редукторів.

7) Зниження рівня шуму працюючого двигуна.

Можливість заміни двигунів постійного струму асинхронними. Використання частотно-регульованих приводів дає значний економічний ефект. Зниження витрат досягається за рахунок скорочення споживання електроенергії, витрат на ремонт та ТО двигунів та обладнання, можливості використання більш дешевих асинхронних електродвигунів із короткозамкненим ротором, а також скорочення інших виробничих витрат. Середній термін окупності частотних перетворювачів становить від 3 місяців до трьох років.

2. АНАЛІЗ ТА ВИБІР ОСНОВНИХ ТОПОЛОГІЙ ВИСОКОВОЛЬТНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

Частка високовольтних асинхронних та синхронних двигунів, які використовуються у електроприводі насосів та вентиляторів, суттєва. Переведення їх у режим з регульованою частотою обертання забезпечить значний енергозберігаючий ефект. Для регулювання частоти обертання двигунів широкого застосування отримали дволанкові перетворювачі частоти. Такі пристрої перетворюють електроенергію мережі живлення в електроенергію з необхідними значеннями напруги, струму і частоти в два етапи. На першому етапі за допомогою випрямляча проводиться перетворення змінного струму та напруги з частотою 50 Гц в постійний струм та напругу. На другому етапі за допомогою автономних інверторів постійний струм і напруга перетворюються на змінні, але вже з новими, необхідними для забезпечення бажаного режиму роботи електродвигуна значеннями струму, напруги та частоти. ККД дволанкового високовольтного перетворювача частоти (ВПЧ) дуже високий - до 98%, що обумовлено ефективністю сучасних силових напівпровідникових приладів, працюючих у ключовому режимі. Основними критеріями ефективності роботи ВПЧ є, забезпечення електромагнітної сумісності із системою електропостачання, а також забезпечення електромагнітної сумісності ПЧ та двигуна, що дозволяє використовувати стандартні двигуни практично без їх розвантаження за потужністю. Будучи джерелом вищих гармонік, автономні інвертори впливають як на втрати в двигуні та його допустиме навантаження, так і на ізоляцію статора. Потужні автономні інвертори струму на тиристорах зі штучною комутацією привабливі тим, що можуть бути побудовані на відносно дешевих високовольтних керованих вентилях (тиристорах) з послідовним з'єднанням їх у плечах інвертора для досягнення необхідної величини граничної напруги, що замикається. Незважаючи на відносну простоту схемних рішень, вони не отримали широкого застосування через властиві їм недоліки:

- відхилення від синусоїдальної форми вихідного струму та підвищені рівні комутаційних піків у вихідній напрузі що, зокрема, обмежує діапазон

регулювання швидкості двигуна та виключає застосування цих перетворювачів для живлення дво полюсних (3000 об/хв) синхронних та асинхронних двигунів із масивним ротором;

- погана електромагнітна сумісність з мережею живлення, що визначається низьким $\cos \phi$, і спотворенням форми струму на вході перетворювача.

Схема високовольтного перетворювача частоти, побудованого на основі автономного інвертора струму із загальним тиристорнодіодним вузлом штучної комутації, наведено на рисунку 2.1. Перетворювач складається з керованого випрямляча (VT-B), інвертора (VT-I), побудованих на одноопераційних тиристорах, індуктивного фільтра L_ϕ і загального пристрою штучної комутації, що містить конденсатори C_K , діодний міст VD і комутуючі тиристори VT-K1 і VT-K2.

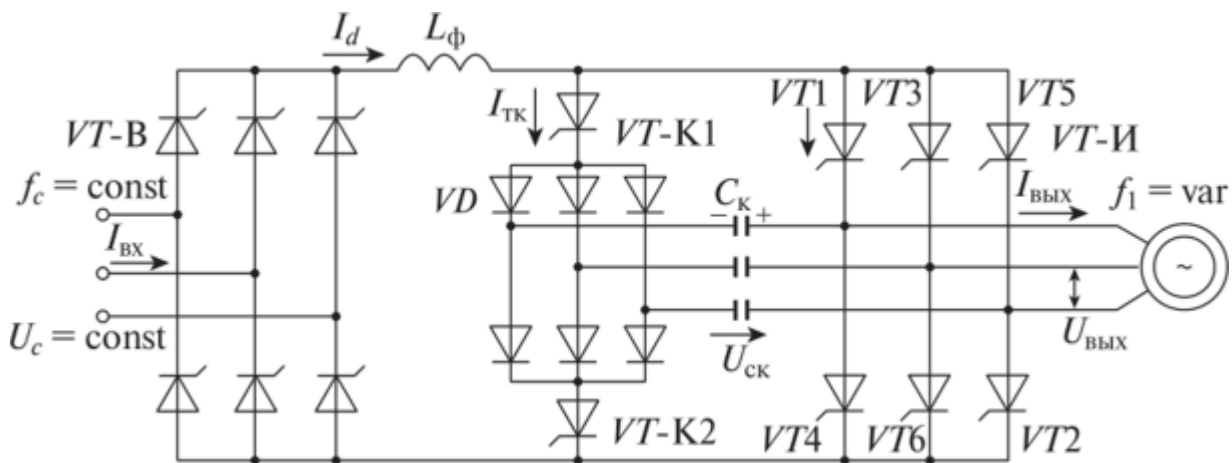


Рисунок 2.1. - Перетворювач частоти на основі інвертора струму з тиристорнодіодним вузлом примусової комутації.

Комутація тиристорів інвертора відбувається наступним чином. Нехай в даний момент часу струм проводять тиристори VT1 та VT2. Для комутації струму з тиристора VT1 та VT3, тобто для замикання VT-1 і відмикання VT3, одночасно подають відпираючі імпульси на тиристор VT3 і комутуючий тиристор VT-K1. До цього конденсатор C_K , був заряджений із полярністю, показаною на схемі. При відмиканні тиристора VT-K1 потенціал його катода стає рівним потенціалу його анода, до проміжку анод - катод тиристора VT1 прикладається негативна напруга з конденсатора C_K , і тиристор VT1 замикається

після переходу струму з нього на тиристор VT3. Аналогічно комутуючий тиристор VT-YA виробляє замикання тиристорів F73 і VT5 інвертора, а тиристор VT-K2, що комутує, - замикання тиристорів F72, VT4 і VT6. Регулювання значення вихідної частоти проводиться інвертором VT-I, а регулювання величини вихідного струму здійснюється в цій схемі за допомогою керованого випрямляча VT-B. Для високовольтних перетворювачів найбільшого поширення набули схеми з автономними інверторами напруги. Спочатку стали використовуватися схеми з низьковольтними перетворювачами частоти (на 690 В), які технологічно були найбільш відпрацьовані. У цих схемах (рисунк 2.2) на вході перетворювача частоти передбачений понижувальний трансформатор (6,0/0,69 кВ), а на виході - трансформатор, що підвищує 0,69/6,0 або 10,0 кВ.

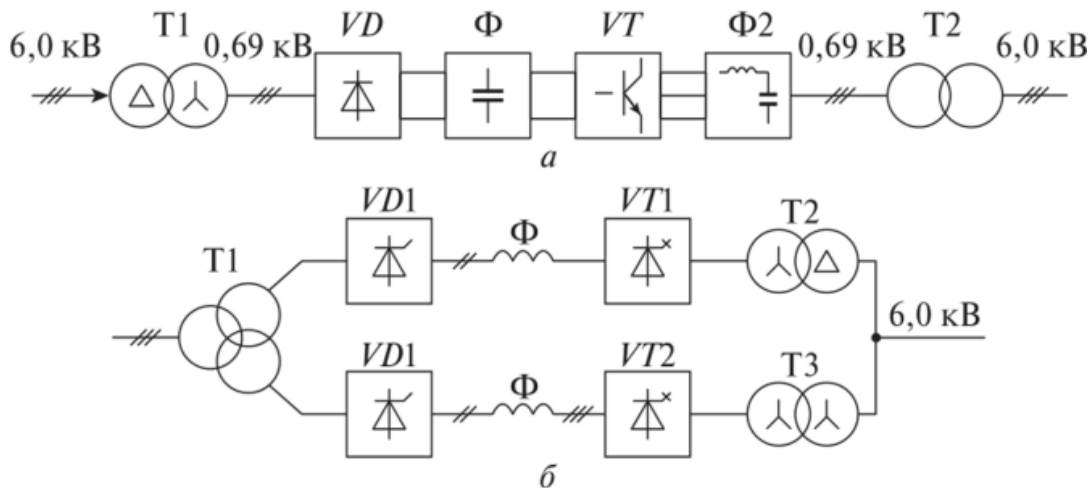


Рисунок 2.2 - Структурні схеми двотрансформаторних перетворювачів частоти; а) - двотрансформаторна схема з низьковольтним інвертором напруги; б) - двотрансформаторна схема з двома низьковольтними інверторами струму.

Для покращення форми вихідної напруги у схемі (рисунк 2.2, а) на виході низьковольтного перетворювача частоти встановлений фільтр вищих гармонік Ф2. Поліпшена якість форми вихідного струму у схемі рис. 43 б забезпечується використанням двох каналів перетворення зі зниженням струмів вихідних трансформаторів T2 і T3, що мають різні групи сполук.

У схемах високовольтних перетворювачів частоти виникає необхідність послідовного з'єднання напівпровідникових приладів. При цьому можливе одночасне покращення форми вихідної напруги перетворювачів. З цією метою

напруга ланцюга постійного струму ділиться за допомогою послідовно включених конденсаторів і напруга зниженого рівня подається на групи транзисторів інвертора напруги, включені послідовно. Такі схеми одержали назву багаторівневих. На рисунку 2.3 представлена трирівнева схема інвертора напруги. Схема містить 12 модулів повністю керованих вентилів, виконаних на транзисторах IGBT із зворотними діодами. У кожному модулі послідовно з'єднані кілька транзисторів. Напруги між модулями розподіляються за допомогою конденсаторів та діодів, що утворюють нульову точку. Залежно від того, які модулі включені, лінійна напруга на виході інвертора набуває значення що дозволяє для формування кривої вихідної напруги використовувати не лише широтно-імпульсну, а й амплітудну модуляцію.

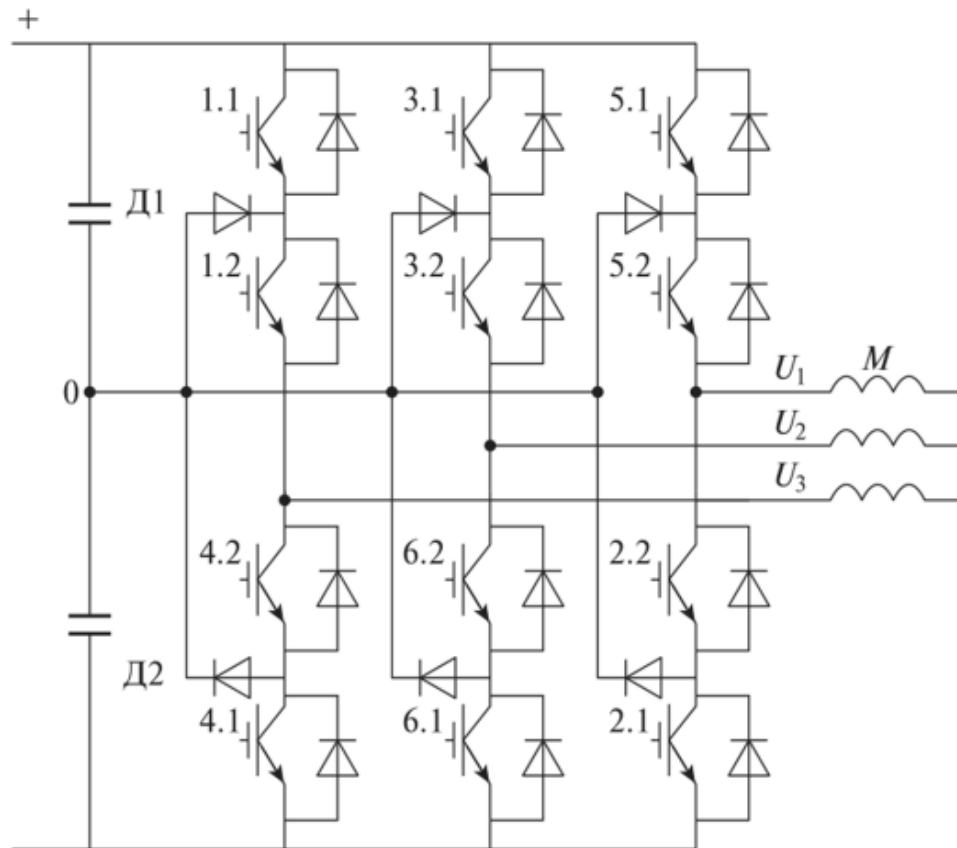


Рисунок 2.3 - Схема високовольтного трирівневого інвертора напруги.

Принцип формування вихідної напруги ілюструється графіками на рисунку 2.4. При формуванні негативної напівхвилі вихідної напруги спочатку відкриваються вентиля 1.1, 1.2; 2.1, 2.2 та 6.1, 6.2. При цьому за допомогою включення-вимкнення цих вентилів формується крива('Д) періоду напруги.

Після зниження вихідної напруги менше U набір працюючих вентилів змінюється і струм проходить ланцюгом (О-Д1-1.2-навантаження- 2.2 і 6.2). Аналогічно формується позитивна напівхвиля напруги живлення.

В результаті такої побудови схеми та використання легких вихідних фільтрів форма і струму, і напруги на виході перетворювача буде близька до синусоїдальної. У той же час ця схема автономного інвертора напруги зі штучною нульовою точкою дозволяє вдвічі знизити напругу, що прикладається до вентиляльних модулів.

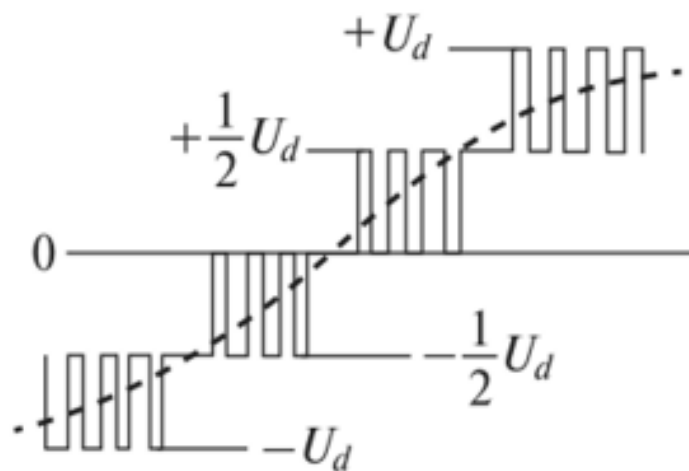


Рисунок 2.4 Формування вихідної напруги у трирівневому інверторі.

Подальшим розвитком багаторівневої топології є використання чотирирівневих інверторів напруги (рис. 2.5). Тут за допомогою конденсаторів напруга ланки постійного струму поділяється на три частини, що дозволяє отримати чотири рівні напруги, що подається на інвертор. У поєднанні з ШІМ вихідна напруга та струм мають практично синусоїдальну форму, що дозволяє відмовитися від вихідних фільтрів.

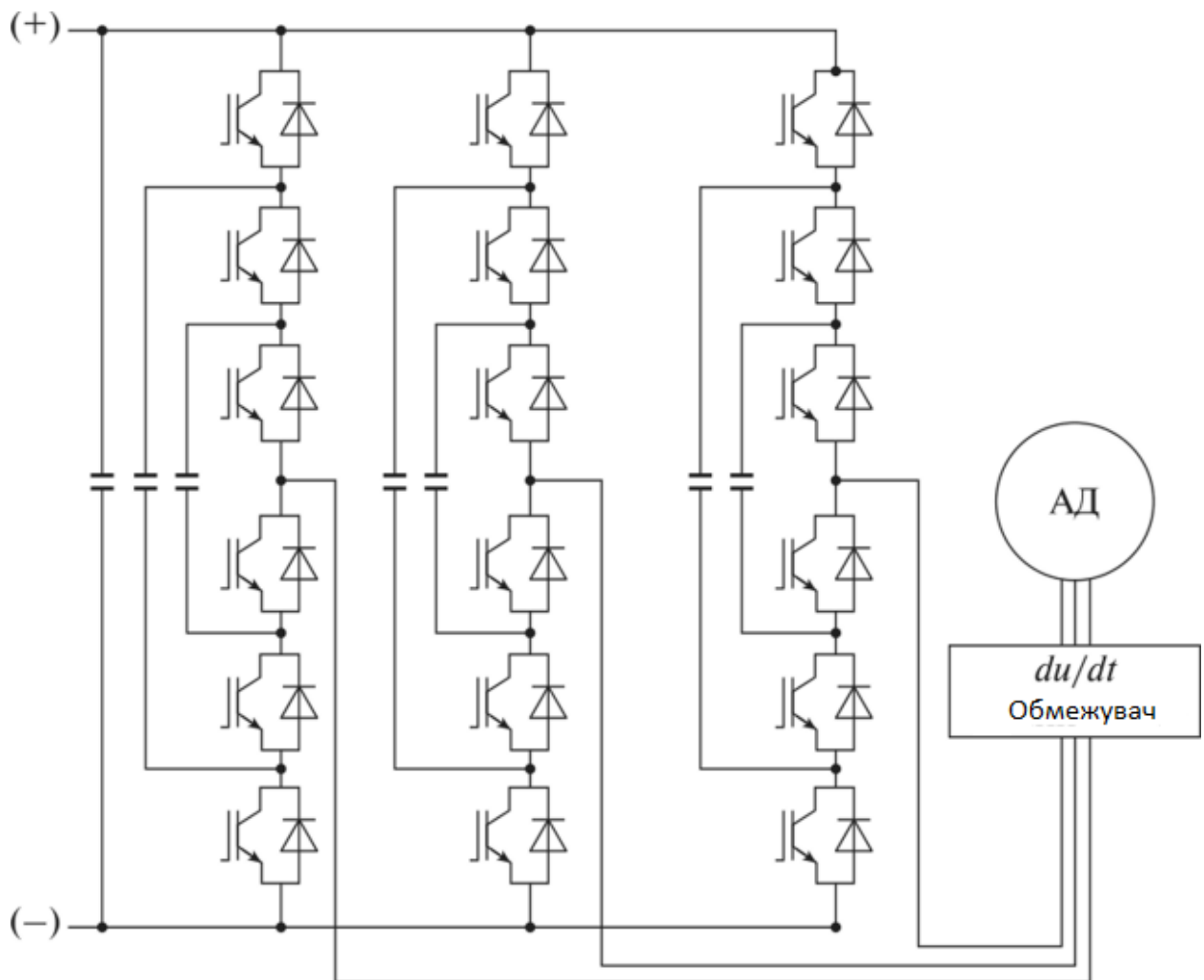


Рисунок 2.5 - Схема чотирирівневого інвертора напруги.

Для потужних високовольтних перетворювачів частоти виникає завдання паралельного з'єднання інверторів через вихідний зрівняльний реактор. Такі схеми отримали назву багатотактних інверторів. При складанні струмів їх гармонійні складові частково взаємно компенсуються, рахунок чого зменшується спотворення струмів і напруг. Для високовольтних перетворювачів принцип складання струмів може поєднуватися з багаторівневою побудовою перетворювачів. Такі схеми багатотактно-багаторівневих перетворювачів перспективні для електроприводів особливо великої потужності. Найбільш широкого поширення набули багаторівневі перетворювачі частоти, в яких розподіл напруги здійснюється за допомогою багатообмотувального трансформатора. Вони отримали назву каскадних. Основою такого перетворювача є трифазний силовий трансформатор із 15 групами вторинних обмоток (рисунок 2.6). Вторинні обмотки з'єднані в трикутник і зміщені фазою

напруги на 60° відносно один одного. Це дозволяє зменшити вплив перетворювача на мережу живлення, так як при багатопульсній схемі випрямлення струм в мережі має мінімальні спотворення.



Рисунок 2.6 - Схема багаторівневого каскадного перетворювача частоти

Кожна група вторинних обмоток живить окремий однофазний інвертор напруги. Силовий осередок інвертора (рисунок 2.7) має трифазний випрямляч, конденсаторний фільтр, однофазний інвертор на транзисторних модулях IGBT і байпасний тиристорний ключ (К). Цим ключем кожен інвертор може бути шунтований при необхідності знизити вихідну напругу перетворювача. У разі відмови інвертора він також шунтується, а перетворювач загалом зберігає працездатність.

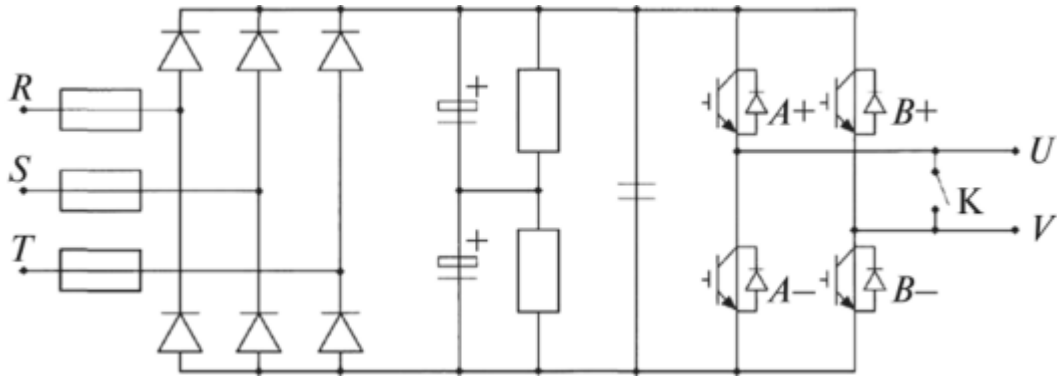


Рисунок 2.7 - Схема силового осередку каскадного перетворювача частоти.

Принцип формування вихідної напруги перетворювача пояснюється рис.2.8. Максимальна напруга окремого осередку становить 690 В. Послідовне з'єднання п'яти осередків дозволяє отримати максимальне значення діючої фазної напруги на виході перетворювача 3450 (лінійне - 6000 В). Фази напруги окремих осередків зсунуті на 12° за допомогою системи керування, що забезпечує взаємну компенсацію вищих гармонік.

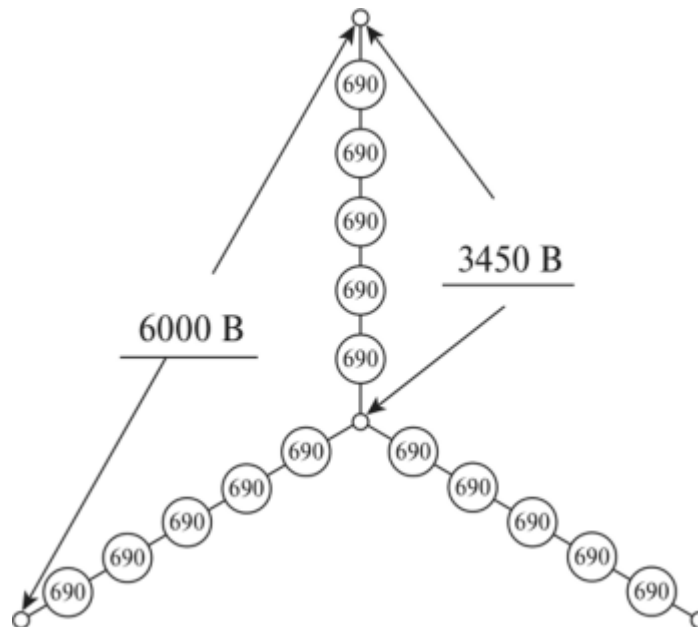


Рисунок 2.8 - Принцип складання напруг у перетворювачі на 6 кВ

Регулювання величини вихідної напруги проводиться синхронною ШІМ струму в кожному осередку або одночасним шунтування осередків у всіх фазах перетворювача. В результаті такої побудови схеми струм і напруга на виході перетворювача мають практично синусоїдальну форму.

3.РЕАЛІЗАЦІЯ ШІМ.

Проблеми формування високоякісної вихідної напруги напівпровідникових перетворювачів частоти і напруги інтенсивно вивчаються спеціалістами у всьому світі, починаючи з другої половини 50-х років минулого століття. Найпоширенішим методом керування перетворювачами є широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Її вивченню присвячено багато досліджень, проведених останніми десятиріччями. Основні проблеми ШІМ полягають у раціональному виборі стаціонарних станів ключів перетворювача. Від цього вибору залежить не тільки можливість забезпечення максимального теоретично можливого коефіцієнта модуляції (коефіцієнта використання напруги вхідного джерела живлення), але також якість сформованої вихідної напруги.

3.1 Основні методи реалізації ШІМ.

При широтно-імпульсній модуляції вихідного сигналу незмінними залишаються амплітуда, частота та фаза вихідного сигналу. Зміни під впливом інформаційного сигналу піддається тривалість (ширина) прямокутного імпульсу. В англomовній технічній літературі позначається аббревіатурою PWM (PulseWidth Modulation). Принцип роботи ШІМ полягає у тому що сигнал, промодульований по ширині імпульсу, формується двома способами:

- аналоговим;
- цифровим.

При аналоговому способі створення ШІМ-сигналу несе у вигляді пилкоподібного або трикутного сигналу подається на вхід, що інвертує компаратора, а інформаційний - на неінвертуючий. Якщо миттєвий рівень несучої вище модулюючого сигналу, то виході компаратора нуль, якщо нижче – одиниця. На виході виходить дискретний сигнал з частотою, що відповідає частоті несучого трикутника або пилки, і довжиною імпульсу, пропорційною рівню модулюючої напруги.

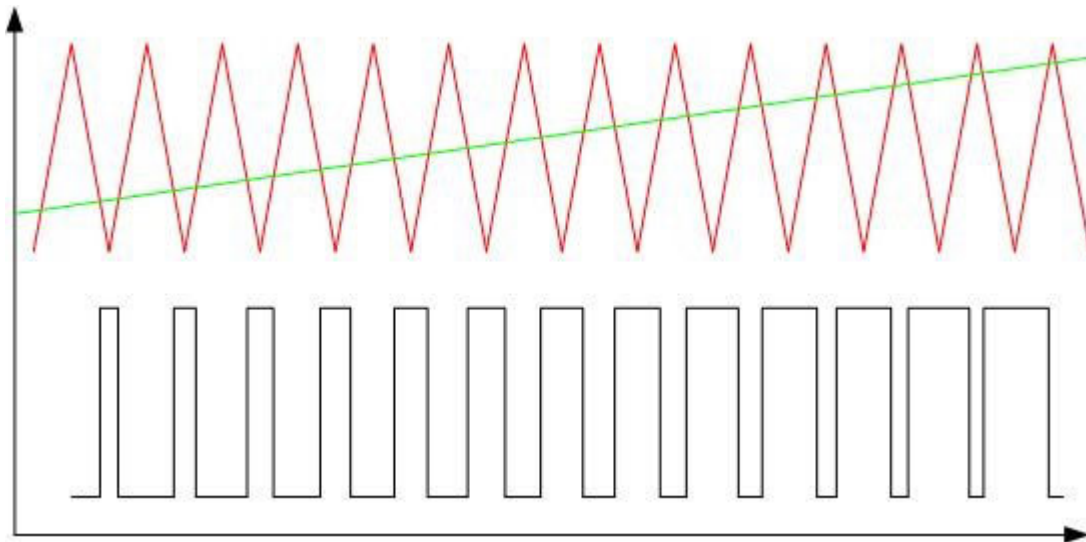


Рисунок 3.1 - Приклад модуляції по ширині імпульсу трикутного сигналу лінійно-зростаючим.

Як приклад наведена модуляція по ширині імпульсу трикутного сигналу лінійно-зростаючим. Тривалість вихідних імпульсів пропорційна до рівня вихідного сигналу. Аналогові ШІМ-контролери випускаються і у вигляді готових мікросхем, усередині яких встановлено компаратор та схема генерації несучої. Є входи для підключення зовнішніх частотних елементів і подачі інформаційного сигналу. З виходу знімається сигнал, що управляє потужними зовнішніми ключами. Також є входи зворотного зв'язку – вони потрібні підтримки встановлених параметрів регулювання. Такою є, наприклад, мікросхема TL494. Для випадків, коли потужність споживача відносно невелика, випускаються ШІМ-контролери із вбудованими ключами. На струм до 3 А розрахований внутрішній ключ мікросхеми LM2596.

Цифровий спосіб здійснюється застосуванням спеціалізованих мікросхем чи мікропроцесорів. Довжина імпульсу регулюється внутрішньою програмою. У багатьох мікроконтролерах є вбудований модуль для апаратної реалізації ШІМ, для отримання PWM-сигналу треба активувати модуль та задати параметри його роботи. Якщо такий модуль відсутній, то ШІМ можна організувати програмним методом. Цей метод дає ширші здібності і надає більше свободи рахунок гнучкого використання виходів, але задіює більшу кількість ресурсів контролера.

Важливими характеристиками ШІМ сигналу є:

- амплітуда (U);
- частота (f);
- шпаруватість (S) або коефіцієнт заповнення (D).

Амплітуда у вольтах визначається залежно від навантаження. Вона має забезпечувати номінальну напругу живлення споживача. Частота сигналу, що модулюється за шириною імпульсу, вибирається з таких міркувань:

- Чим вища частота, тим вища точність регулювання.
- Частота не повинна бути нижчою за час реакції пристрою, яким керують за допомогою ШІМ, інакше виникнуть помітні пульсації регульованого параметра.
- Чим вище частота, тим вище комутаційні втрати.
- При керуванні електродвигуном частоту доводиться виводити за межі ділянки, що чує людиною, - 25 кГц і вище. Тому що при нижчій частоті ШІМ виникає неприємний свист.

Ці вимоги часто суперечать одна одній, тому вибір частоти у випадках – це пошук компромісу.

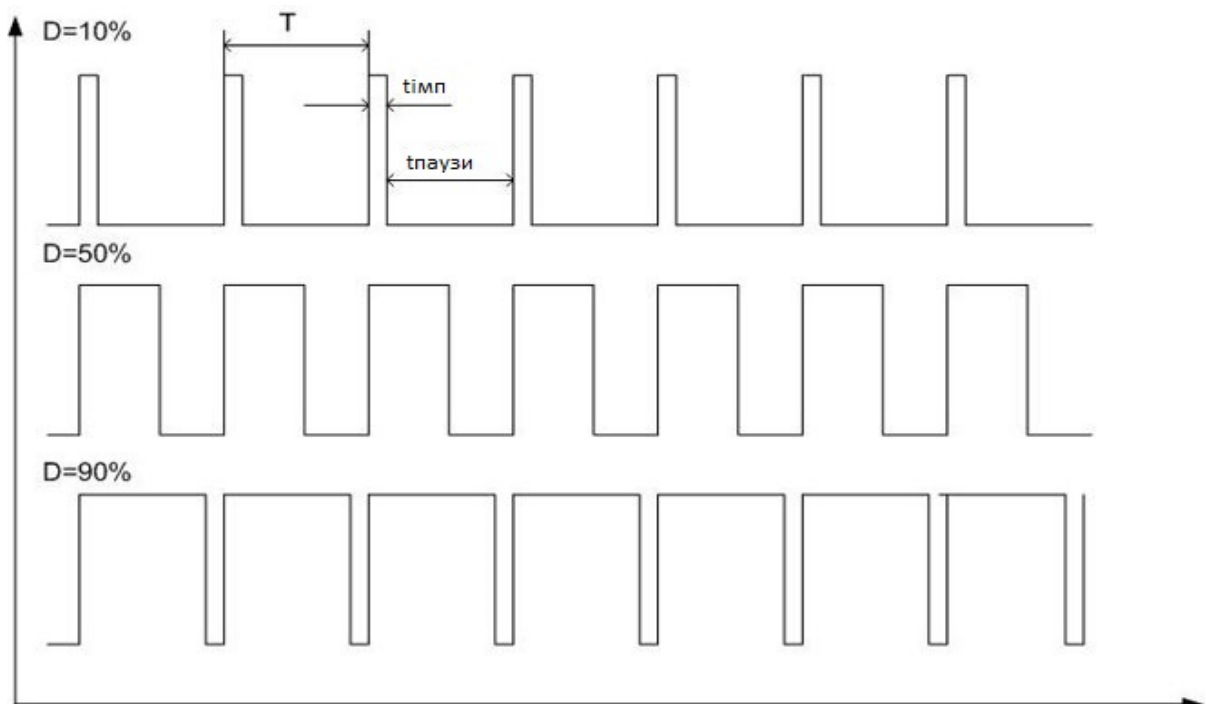


Рисунок 3.2 – Діаграма основних параметрів ШІМ.

Величину модуляції характеризує шпаруватість. Так як частота проходження імпульсів стала, то стала і тривалість періоду $T = \frac{1}{f}$. Період складається з імпульсу та паузи, що мають тривалість, відповідно, $t_{\text{імп}}$ та $t_{\text{паузи}}$, причому $t_{\text{імп}} + t_{\text{паузи}} = T$. Відношення тривалості імпульсу до періоду - $S = \frac{t_{\text{імп}}}{T}$. Але на практиці виявилось зручніше користуватися зворотною величиною – коефіцієнтом заповнення $D = \frac{1}{S} = \frac{T}{t_{\text{імп}}}$. Ще зручніше виражати коефіцієнт заповнення у відсотках.

3.2 Електропривод змінного струму з ШІМ-керуванням.

Через техніко-економічні причини сучасні електроприводи здебільшого створюються на базі асинхронного короткозамкнутого електродвигуна, який простіший за конструкцією, дешевше, має менші капітальні та експлуатаційні витрати. Успіхи технології напівпровідникової силової техніки дозволили створити модульні напівпровідникові перетворювачі на значні потужності, що реалізують різноманітні теоретичні розробки регульованого електроприводу змінного струму. Основним способом отримання якісних пускових, регулювальних та гальмівних властивостей регульованого електроприводу змінного струму, порівнянних з аналогічними властивостями регульованого електропривода постійного струму, є частотний спосіб керування, що дозволяє отримати високоякісне регулювання, різні функціональні властивості асинхронного електроприводу. Однак це супроводжується досить складними системами керування з використанням інтелектуальних напівпровідникових перетворювачів. Параметричний спосіб керування асинхронним електроприводом має певні обмеження щодо діапазону отримання регулювальних характеристик, розширення якого призводить до збільшення габаритної потужності електродвигуна і, як правило, до неповного використання цієї потужності.

Однак у питаннях організації процесів пуску є альтернативним частотному управлінню, що підтверджується промисловим випуском пристроїв плавного пуску. У побудові регульованого електропривода змінного струму є особливість, яка полягає в тому, що його керування виконується по одному каналу за обмотками статора двигуна, а також існує складність у вимірі ряду координат електропривода. Одним із можливих способів регулювання координат асинхронного двигуна є зміна напруги на статорних обмотках. Для реалізації такого способу регулювання між мережею живлення і обмотками статора вмикається регулятор напруги. Як нього можуть виступати електромагнітний перетворювач, електростатичний апарат –автотрансформатор, фазорегулятор, індукційний регулятор, напівпровідниковий перетворювач: транзисторний,

тиристорний, симисторний. Механічна характеристика $M = f(\delta)$ асинхронного двигуна на основі теорії узагальненої машини описується наступним виразом, з якого видно залежність моменту двигуна від напруги живлення :

$$M_s = \frac{3}{2} \frac{|\bar{u}_s|^2 a_{12} a_{21} \delta}{R_s [a_{11}^2 + \omega_s^2 \delta_k^2 + \delta^2 + 2a_{12} a_{21} \omega_s \delta]}, \quad (3.1)$$

де $|\bar{u}|$ – модуль вектора фазної напруги, що живить обмотки статора; R_s – активний опір обмотки статора фази; ω_s – частота обертання магнітного поля статора; $\delta = \omega_s - \omega_r$ – параметр абсолютного ковзання; ω_r – частота обертання ротора; δ_k – критичне значення параметра абсолютного ковзання; a_{11}, a_{12}, a_{21} – коефіцієнти, складені з параметрів еквівалентної схеми електродвигуна змінного струму. Аналіз якості механічних характеристик при параметричному регулюванні за регулювальними, пусковими та перевантажувальними властивостями дозволяє зробити такі висновки:

- зі зменшенням напруги зменшуються значення пускового та максимального значення моменту двигуна;
- реалізується невеликий діапазон регулювання швидкості;
- зменшується модуль жорсткості статичних характеристик, що сприяє погіршенню точності регулювання.

Параметричне регулювання швидкості найбільш прийнятно для механізмів з вентиляторною механічною характеристикою $M_{ст} = f(\omega^2)$. У переважній більшості випадків зміна напруги на обмотках статора асинхронного двигуна виконується напівпровідниковими регуляторами напруги, які реалізують фазовий спосіб керування $u(t) = U_{max} \sin \alpha$ (параметричне управління, рисунок 3.3 а).

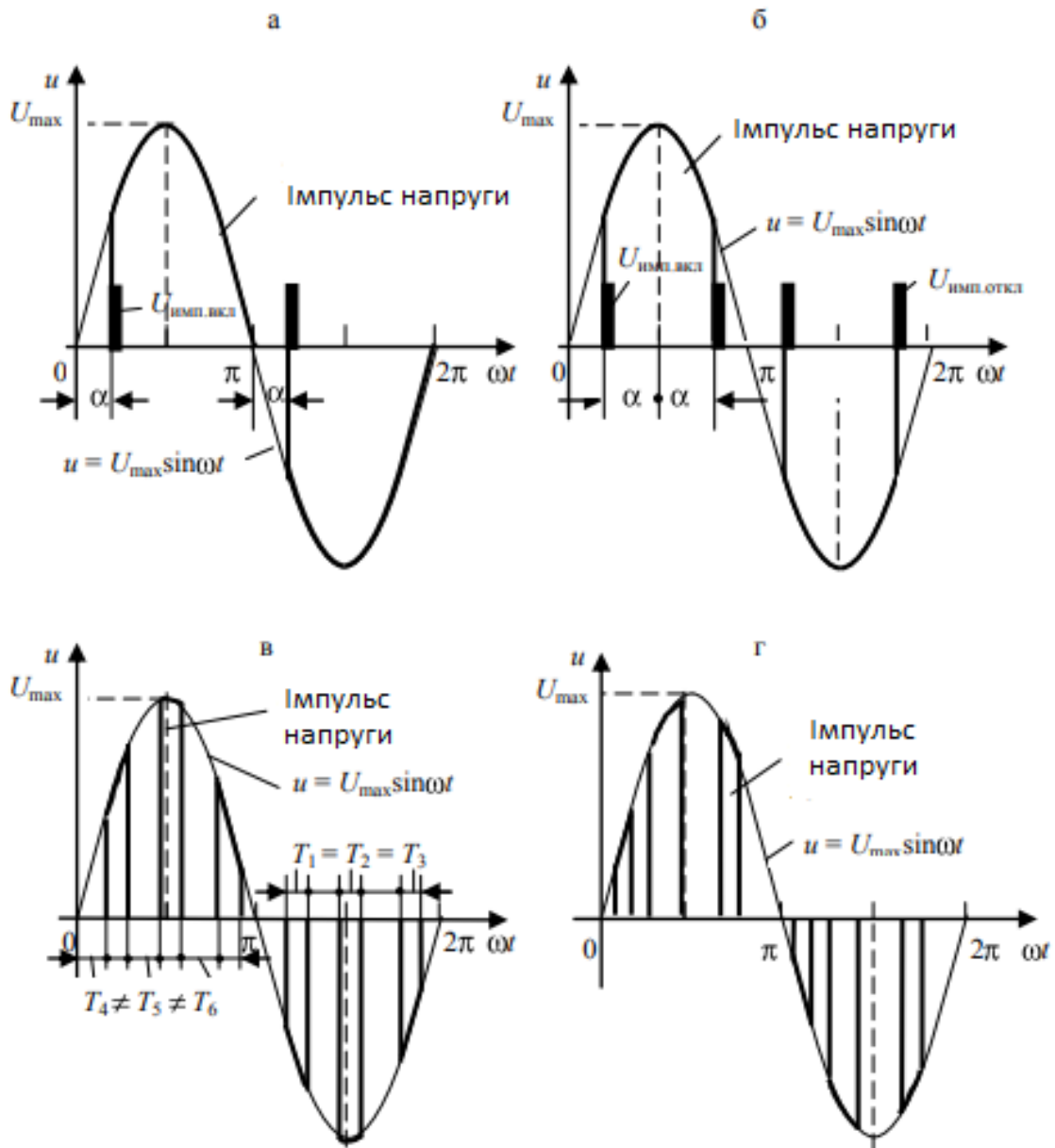


Рисунок 3.3- Епюри формування регульованої напруги.

Особливість такого застосування полягає в тому, що в результаті перетворення вхідного регулятора напруги на обмотки статора подається вихідна несинусоїдальна напруга, якісний гармонійний склад якого погіршується із збільшенням кута управління α . Відомо, що в цьому випадку вищі гармонійні складові:

- по-перше, здійснюють додаткове нагрівання двигуна;
- по-друге, гармонійні складові струму з номерами $3k+1$

і $3k-1$ ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$) створюють у повітряному зазорі двигуна відповідно прямо і назад поля і електромагнітні моменти, що обертаються, в результаті чого

утворюються коливання результуючого моменту на валу двигуна та, як наслідок, його швидкості;

- по-третє, гармонійні складові струму з номерами $3k$ утворюють пульсуючі поля, що не беруть участь у створенні пускового моменту двигуна, отже, ще більше зменшують значення пускового моменту, послаблюючи динаміку пуску.

Але формування регульованої напруги на обмотках статора може бути виконано менш простим способом. Можливі наступні прийоми його формування, а саме:

- з одного імпульсу, симетрично розташованого щодо центру напівсинусоїди (рисунок 3.3 б);
- з кількох імпульсів однакової ширини, які довільно розташовані на напівперіоді (рисунок 3.3 в);
- з декількох імпульсів різної ширини, які довільно розташовані на напівперіоді (рисунок 3.3 г);
- з кількох імпульсів однакової ширини, розташованих на напівперіоді певним чином (рисунок 3.4).

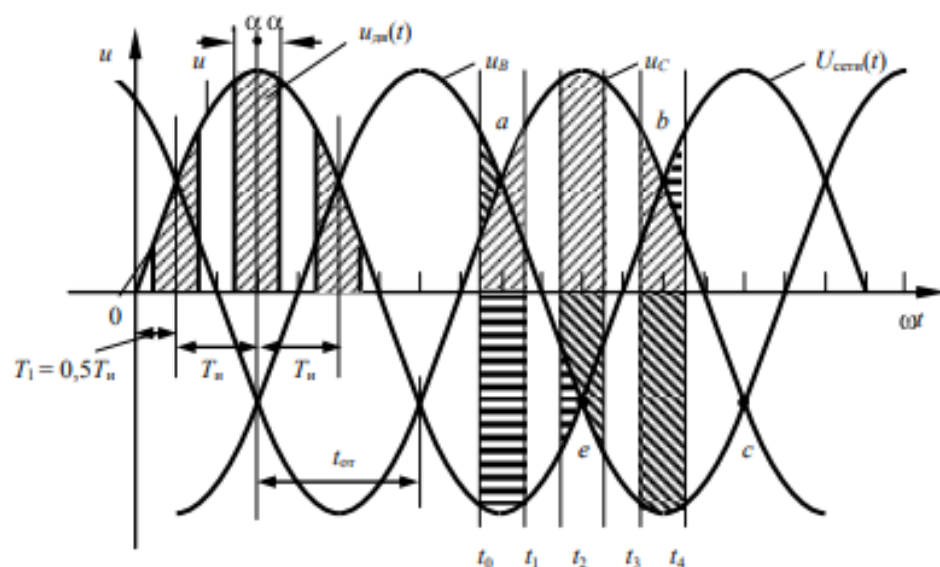


Рисунок 3.4 - Епюри формування ШІМ-напруги: U_a, U_b, U_c – система трифазної напруги мережі живлення; а, б, с, е – точки перетину напівперіодів напруги; $u_{дв А}(t)$ – імпульс ШІМ-напруги фази А, що подається на обмотку статора

двигуна; $U_{\text{мережі}}(t)$ – напруга мережі живлення; α - кут регулювання; T_l - відстань до центру першого пульсу; $T_{\text{імп}}$ – відстань між імпульсами; $t_{\text{від}}$ - відрізок часу, на якому формується ШІМ-напруга.

У завдання кожного з цих варіантів входить зменшення вищих гармонійних складових живильному обмотку двигуна напрузі. Епюри напруги при даному широтно-імпульсному формуванні наведено на рисунку 3.4. Розглянемо останній варіант та одну з його інтерпретацій, а саме формування напруги на кожному напівперіоді з імпульсів, центри яких відстоять одна від одної на відстань $\pi/2m$, де $m = 3, 6, 9, 12, \dots$ – ціле число імпульсів у напівперіоді. Центр першого імпульсу розташовується в точці $\pi/2m$ від початку напівперіоду, положення фронтів кожного імпульсу змінюється в той і інший бік від центру імпульсу (рисунок 3.4) . Крім того, кількість імпульсів на кожному напівперіод трифазної системи напруги вибирається зі співвідношення $n = 2mk \pm 1$, де $k = 1, 2, 3, 4, \dots$, а n – номер обраної гармоніки, яка має бути присутньою в промодульованому напрузі. Якщо у напрузі допускаються 5, 7, 11, 13.... гармонік, то число пульсів на напівперіоді $m = 3$, якщо 11, 13, 23, 25, то $m = 6$. Отже, аналізований спосіб широтно-імпульсної модуляції змінного напруги здійснює придушення певних гармонік, чим покращує гармонійний склад напруги живлення і тим самим енергетичні показники, а також дозволяє сформувати симетричну трифазну систему як для фазних, так і для лінійних напруг. Інші способи не дозволяють отримати симетричну трифазну систему напруги. Кут регулювання може змінюватися за будь-яким законом: лінійному, пропорційному, прямокутному, синусоїдальному і т.п.

3.3 Автономні інвертори з широтно – імпульсною модуляцією для асинхронних електроприводів.

Для керування всіма перетворювачами частоти та напруги з можливістю активного формування вхідного струму спільною особливістю є використання широтно-імпульсної модуляції як для формування вихідної напруги, так і струму, інжектованого перетворювачем в мережу живлення. В автономному інверторі напруги (АІН) з некерованим випрямлячем можливості ШІМ звужуються до формування тільки вихідної напруги. На рисунку 3.5 зображено максимально спрощену схему трифазного АІН, на якій джерело живлення умовно розбивається на дві рівних частини, кожна з яких позначена як $\frac{U_{dc}}{2}$. Така розбивка допомагає в аналізі процесів ШІМ при застосуванні підходів і методів, що дають змогу підняти коефіцієнт передачі, тобто коефіцієнт використання вхідної напруги U_{dc} для отримання теоретичного максимуму неспотвореної вихідної напруги інвертора. Умовний потенціал точки "0" (рисунок 3.5) ділить різницю потенціалів між позитивною та негативною шиною ланки постійного струму інвертора на дві рівних частини. Інвертор складається з шести повністю керованих двоквадрантних ключів $S_A^+, S_B^+, S_C^+, S_A^-, S_B^-, S_C^-$. Кожен з них складається з повністю керованого елемента (транзистора, тиристора, що закривається примусово по управляючому електроду, тощо) та зворотного діода, який відкривається та закривається пасивно. Навантаження АІН зображено у вигляді трьох опорів Z_a, Z_b, Z_c , з'єднаних в «зірку» для зручності розгляду процесів формування вихідних напруг і струмів. Середня точка навантажувальної зірки N має зважений потенціал, який не є фіксованим і залежить від комбінацій увімкннутих і розімкнутих ключів $S_A^+ \div S_C^-$. Навантаження Z_a, Z_b, Z_c приймаємо однаковими (симетричними) і лінійними, адже вихідна напруга $U_{aN} U_{bN} U_{cN}$ формується співвідношеннями опорів навантаження і найменша несиметрія чи нелінійність однозначно впливає на процес формування вихідної напруги.

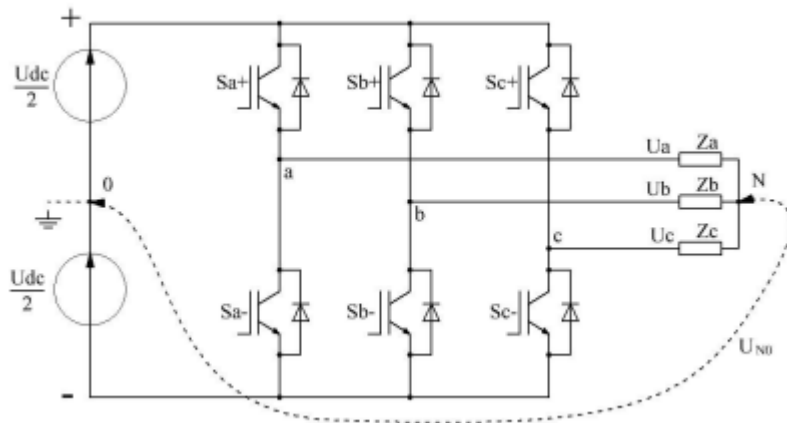


Рисунок 3.5 – Схема трифазного автономного інвертора напруги.

Розглянемо стаціонарні стани ключів АІН, які не призводять до можливих аварійних ситуацій (наприклад, струмів короткого замикання між позитивною та негативною шинами інвертора). Коректні (дозволені) стаціонарні стани ключів передбачають, що в кожній зі стійок (поєднані послідовно ключі $S_A^+, S_A^-, S_B^+, S_B^-, S_C^+, S_C^-$ один з ключів перебуває у ввімкненому стані, а другий – у розімкненому. До дозволених можна також віднести стани, в яких обидва ключі розімкнуті та в яких струм навантаження протікає через зворотні діоди, але при розгляданні проблем ШІМ ці стани не аналізуються, бо вони є додатковими і дійсними тільки на час перехідного процесу перемикання ключів. При деяких поясненнях ШІМ в перетворювачах з однократною модуляцією формування квазісинусоїдального вхідного струму також не передбачається і формується тільки вихідна напруга, що не дає змоги при використанні цих технічних рішень задовольнити вимоги електромагнітної сумісності в системі "мережа живлення – напівпровідниковий перетворювач".

У зв'язку з цими обмеженнями такі пристрої не знайшли широкого застосування. Найбільш логічним видається підхід, при якому так званий опорний сигнал з частотою ШІМ може формуватися зубчастим (одностороннім) чи трикутним (двостороннім). У першому випадку при зміні сигналу завдання своє розташування на часовій діаграмі періоду ШІМ змінює тільки один фронт вихідного імпульсу керування ключами перетворювача, а в другому – розташування змінюють обидва фронти вихідних імпульсів. У свою чергу кожен

з наведених видів модуляції можна класифікувати за типами дискретизації (вибірки) при порівнянні сигналів завдання та опорних сигналів.

Для односторонньої ШІМ дискретизація може поділятися на природну і симетричну, а для двосторонньої – на природну, симетричну та асиметричну. У фізичному аспекті двостороння ШІМ відрізняється тим, що її опорний сигнал має рівносторонню трикутну форму, а фронти дискретних цифрових імпульсів керування ключами перетворювача на часовій діаграмі періоду ШІМ співпадають з моментами порівняння (перетину) кривих сигналу завдання та опорного сигналу. Період вибраної ШІМ складається з двох півперіодів за рахунок того, що рівносторонній трикутний опорний сигнал двічі протягом періоду модуляції порівнюється з сигналами завдання. В загальному випадку співвідношення між величинами періодів вихідної напруги перетворювача (сигналів задання) та опорного сигналу вибирається досить значним для забезпечення прийнятної якості вихідної електроенергії, що і дає змогу умовно приймати частини тривалостей застосування стаціонарних станів на півперіодах ШІМ рівними між собою для кожного зі стаціонарних станів. Безумовно, таке спрощення призводить до деякого погіршення гармонічного складу вихідного сигналу, адже для абсолютної рівності на двох півперіодах опорного сигналу частин робочого інтервалу стаціонарних станів ключів (умовних половин) потрібно, щоб графіки сигналів завдання вихідних напруг були паралельними між собою та до осі абсцис часової діаграми, що неможливо у зв'язку з гармонічним характером сигналів завдання. Прийнято вважати, що при приблизних співвідношеннях між частотою ШІМ та частотою завдання вихідної напруги наведені допущення при дискретизації сигналів керування уже не призводитимуть до суттєвих спотворень миттєвих значень вихідних напруг, а вибрану ШІМ за таких співвідношень умовно можна вважати симетричною по відношенню до середини періоду опорного сигналу.

Таким чином, вибрана двостороння широтноімпульсна модуляція є природною за способом фізичної реалізації і в той же час умовно симетричною для вибраного діапазону співвідношень між частотою опорного сигналу та

вихідною частотою перетворювача. Останнім часом все більш широкого розповсюдження набувають векторні підходи до реалізації широтно-імпульсної модуляції. Відмінність векторних підходів від скалярних полягає в тому, що при векторній ШІМ система керування перетворювача формує, наприклад, трифазну систему вихідних напруг у вигляді просторового вектора напруги, який визначається двома параметрами – кутом повороту стосовно нульового положення та модулем. Для пояснення принципів векторного керування наведено співвідношення, за допомогою яких миттєві значення фазних електричних і магнітних величин, наприклад, напруги, можуть бути представлені просторовим вектором :

$$\bar{U} = \frac{2}{3}(U_a + \bar{a}U_b + \bar{a}^2U_c) \quad (3.2)$$

$$\bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2};$$

де U_a, U_b, U_c – миттєві значення фазних напруг у трифазній синусоїдальній системі, причому $U_a + U_b + U_c = 0$. Перетворення просторового вектора у миттєві значення здійснюється за формулою:

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \text{Re} \left\{ \begin{bmatrix} \bar{U} \\ \bar{U}\bar{a}^2 \\ \bar{U}\bar{a} \end{bmatrix} \right\} \quad (3.3)$$

На векторній діаграмі (рисунок 3.6) показана побудова просторового вектора напруги відповідно до визначення (3.2).

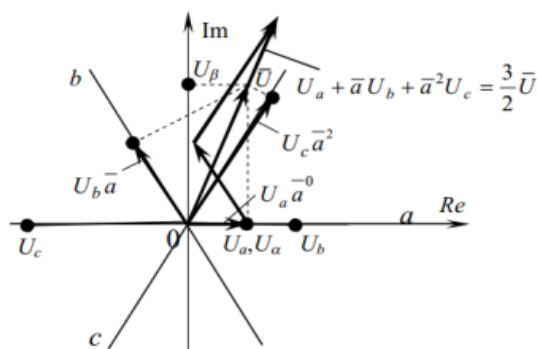


Рисунок 3.6 – Векторна діаграма

Миттєві значення фазних напруг відкладені на дійсній осі комплексної площини з урахуванням тієї обставини, що їх алгебраїчна сума дорівнює нулю і полярність однієї з напруг протилежна полярності двох інших, тобто для даного розташування просторового вектора (рисунок 3.6)

$U_c = -(U_a + U_b)$. Ці значення співпадають з проекціями просторового вектора на осі фаз a,b,c. Просторовий вектор може бути заданий у вигляді:

$\bar{U} = (U_\alpha + U_\beta)^2$, де

$$U_\alpha = \frac{2}{3} \left(U_a - \frac{U_b + U_c}{2} \right) = U_a; \quad U_\beta = \frac{U_b - U_c}{\sqrt{3}} \quad (3.4)$$

Розглянемо один з можливих варіантів побудови спрощеної блок-схеми системи керування АІН, зображеної на рисунку 3.7.

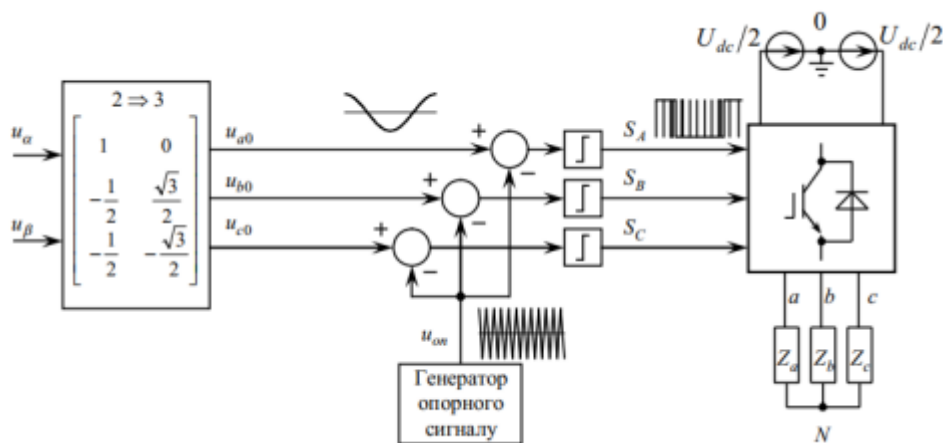


Рисунок 3.7 – Блок-схема системи керування АІН.

Після перетворення координат сигнали заданих вихідних напруг інвертора $u_{a0}u_{b0}u_{c0}$ надходять на суматори, де вони додаються до опорних сигналів, після чого подаються на блоки виділення фронтів. На виходах цих блоків формуються цифрові сигнали керування силовими ключами $S_A^+ \div S_C^-$. Генератор опорного сигналу задає частоту, з якою на навантаженні формуються набори (комплекти) вихідних напруг, що відповідають стаціонарним станам ключів АІН. Саме вибір цих стаціонарних станів, їх взаємного розташування на періоді опорного сигналу та відносних тривалостей їх застосування на цьому періоді і задає як середнє значення вихідної напруги АІН, так і якісні показники її. Опорний сигнал при двосторонній симетричній модуляції має рівносторонню

трикутну форму, за якої при зміні сигналу задання обидва фронти вихідних імпульсів $S_a \div S_c$ керування ключами (рисунок 3.7) змінюють своє розташування на півперіодах ШІМ, на відміну від односторонньої модуляції, в процесі якої зміна значення сигналів завдання призводить до зміни розташування тільки одного з цих фронтів. Аналіз векторної широтно – імпульсної модуляції та ШІМ, основою яких є порівняння сигналів задання вихідних напруг з опорним сигналом, підтверджує повну ідентичність фізичних процесів формування вихідних напруг та вхідних струмів при використанні цих методів модуляції. Застосування ШІМ дає змогу задовольнити всі основні вимоги до перетворювачів частоти і напруги як у системі "перетворювач – навантаження", так і в системі "мережа живлення – перетворювач" (у випадку, коли схема перетворювача частоти передбачає активне формування вхідного струму і рекуперацію енергії в мережу живлення).

3.4 Порівняння векторного та скалярного керування.

На сьогодні асинхронний двигун має широке поширення у багатьох галузях виробництва. Вони можуть бути встановлені на насосній станції, на конвеєрі, на підйомної установки і т.д. Доцільність використання асинхронних двигунів обумовлена:

- Простотою конструкції;
- Відносно невисокою вартістю;
- Надійністю;
- Досить простою схемою запуску.

Розглянемо докладніше регулювання швидкості обертання АД. Через те що у звичайному режимі роботи асинхронний двигун має стандартну швидкість обертання це обмежує його використання тому виникає необхідність застосування різних редукторних механізмів для зниження частоти до необхідної величини. Однак такі рішення не дозволяють регулювати швидкість обертання у широких діапазонах. У цьому разі переважно використовують скалярний і векторний способи управління.

Розглянемо види керування асинхронним двигуном за допомогою перетворювача частоти. Існує два основних способи: скалярне та векторне управління.

Скалярне регулювання асинхронним електроприводом із скалярним (частотним) керуванням залишається по сьогодні найпоширенішим. В основі методу лежить те, що швидкість двигуна є функцією вихідної частоти. При скалярному управлінні частотно-амплітудна зміна напруги живлення визначається за формулою $U/f = \text{const}$. Це дозволяє забезпечити постійний магнітний потік двигуна. Спосіб досить простий, легко реалізується, але має недоліки:

- неможливо одночасне регулювання моментом і швидкістю, тому вибирається та величина, яка з технологічної точки зору найважливіша;

- вузький діапазон швидкісного регулювання та низький момент на малих швидкостях (малих частотах);
- погана робота з навантаженням, що динамічно змінюється.

Векторне керування. Це метод керування асинхронними двигунами, при якому формуються як гармонічні струми (напруги) фаз, а й забезпечується управління магнітним потоком ротора, а саме, моментом на валу електродвигуна. Векторне управління застосовується у разі, коли у процесі експлуатації навантаження може змінюватись на одній і тій же частоті, тобто немає чіткої залежності між моментом навантаження та швидкістю обертання, а також у випадках, коли необхідно отримати розширений діапазон регулювання частоти за номінальних моментів. Порівнюючи частотний та векторний способи управління можна дійти до висновку, що на низькій частоті обертання валу двигуна номінальний момент можна підтримувати лише при векторному способі регулювання. Для попередньої оцінки та порівняння схем управління електродвигунів вибираємо двигун, параметри якого зведені у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1. – Параметри двигуна.

Число фаз	3
Потужність	37300 Вт
Частота мережі	50 Гц
Лінійна напруга	480 В
Активний опір татора	0,087 Ом
Індуктивність статора	0,8 мГн
Активний опір ротора	0,228 Ом
Індуктивність ротора	34,7 мГн
Індуктивність ланцюга намагнічування	0,8 мГн
Момент інерції двигуна	1,662 кг/м ²
Число пар полюсів	2
Номінальний момент	200 Нм

Проведемо моделювання скалярного та векторного управління.

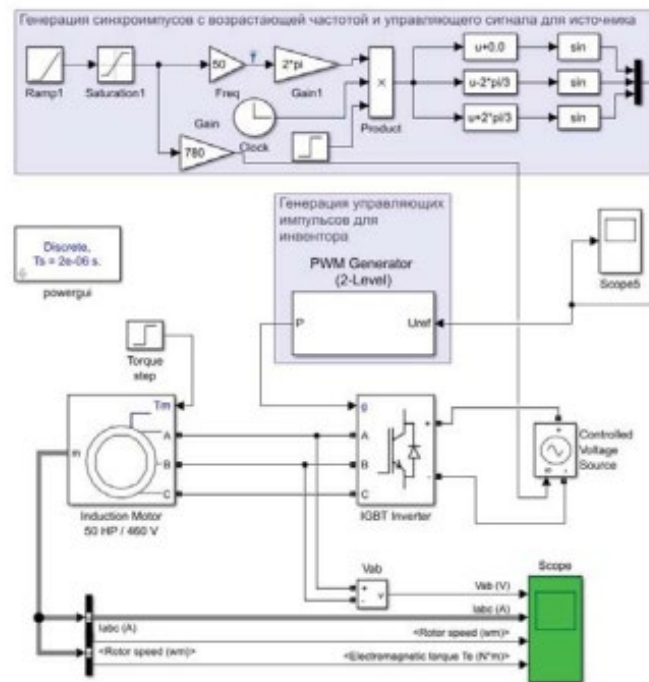


Рисунок 3.8 - Модель скалярного керування в пакеті Matlab/Simulink.

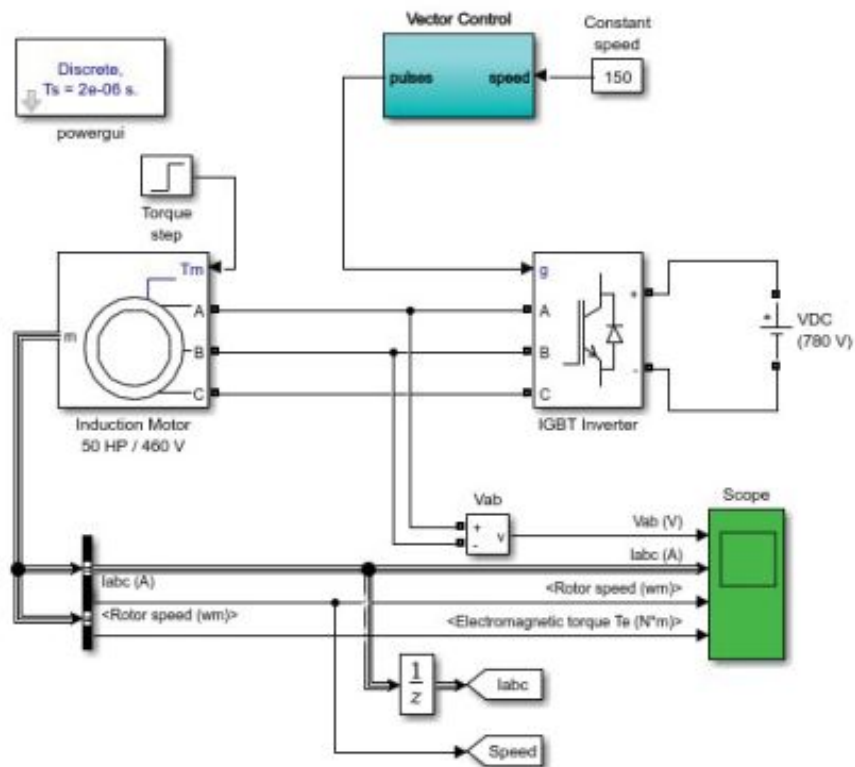


Рисунок 3.9 - Модель із векторним керуванням у пакеті Matlab/Simulink.

1. Результати моделювання за номінальної частоти управління.

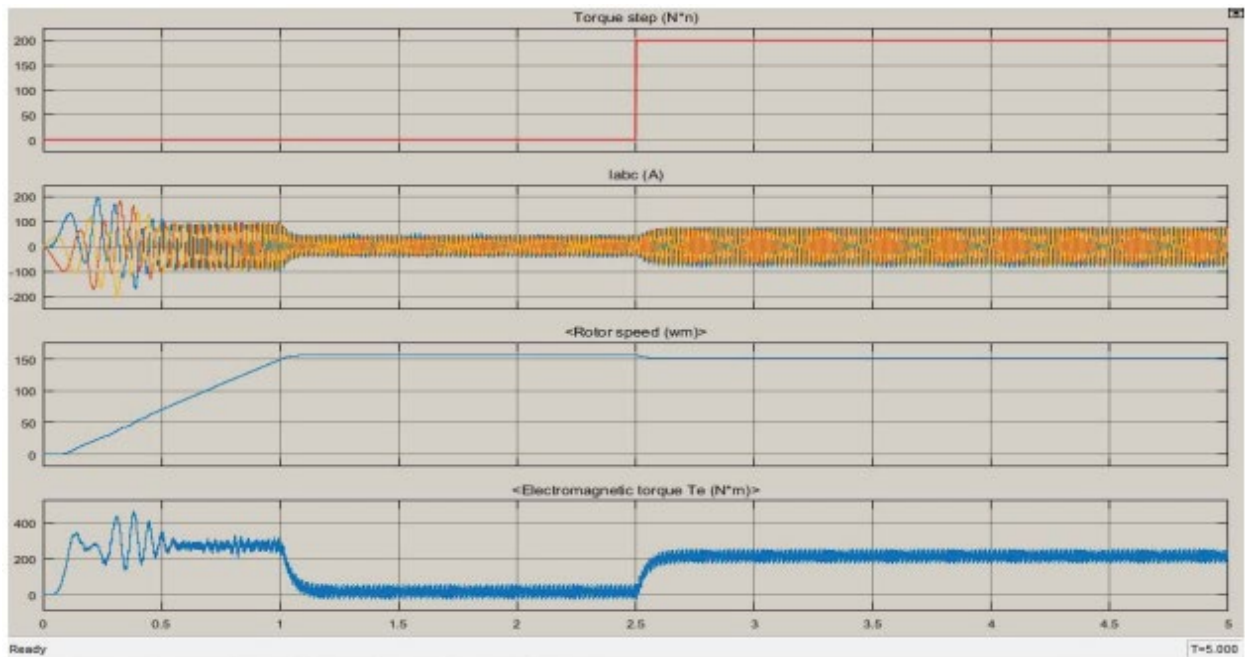


Рисунок 3.9 - Результати моделювання для номінальної частоти 50 Гц ($150 \text{ рад/с} = 1440 \text{ об/хв}$).

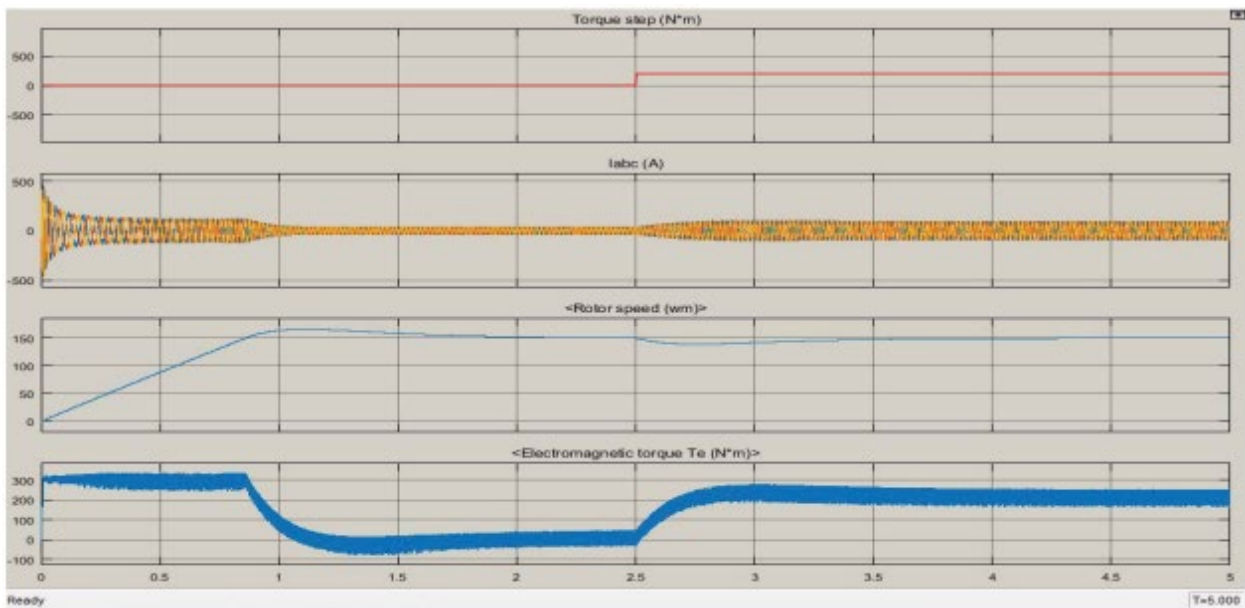


Рисунок 3.10 - Результати моделювання для векторного керування ($150 \text{ рад/с} = 1440 \text{ об/хв}$).

За результатами моделювання на номінальній частоті керування можна зробити висновок, що скалярне та векторне управління забезпечують стабільну швидкість обертання валу двигуна із номінальним моментом.

2. Результати моделювання при 20% номінальній частоті.

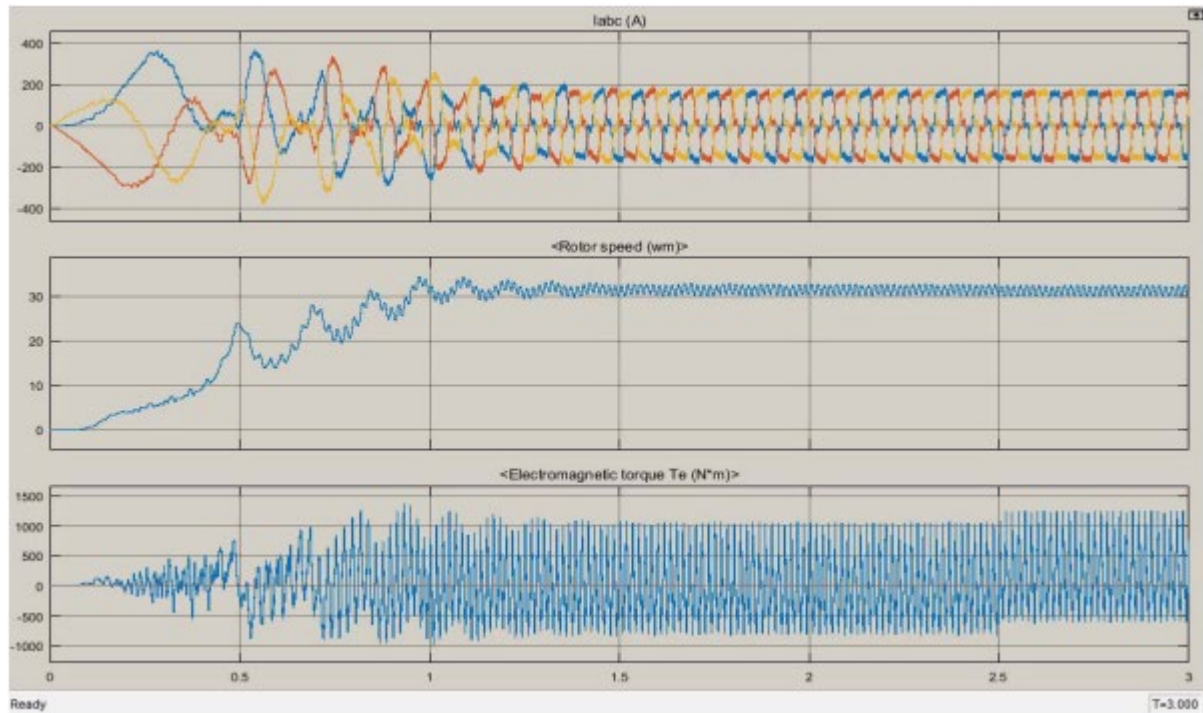


Рисунок 3.11- Результати моделювання при скалярному керуванні (30 рад/с = 286 об/хв).

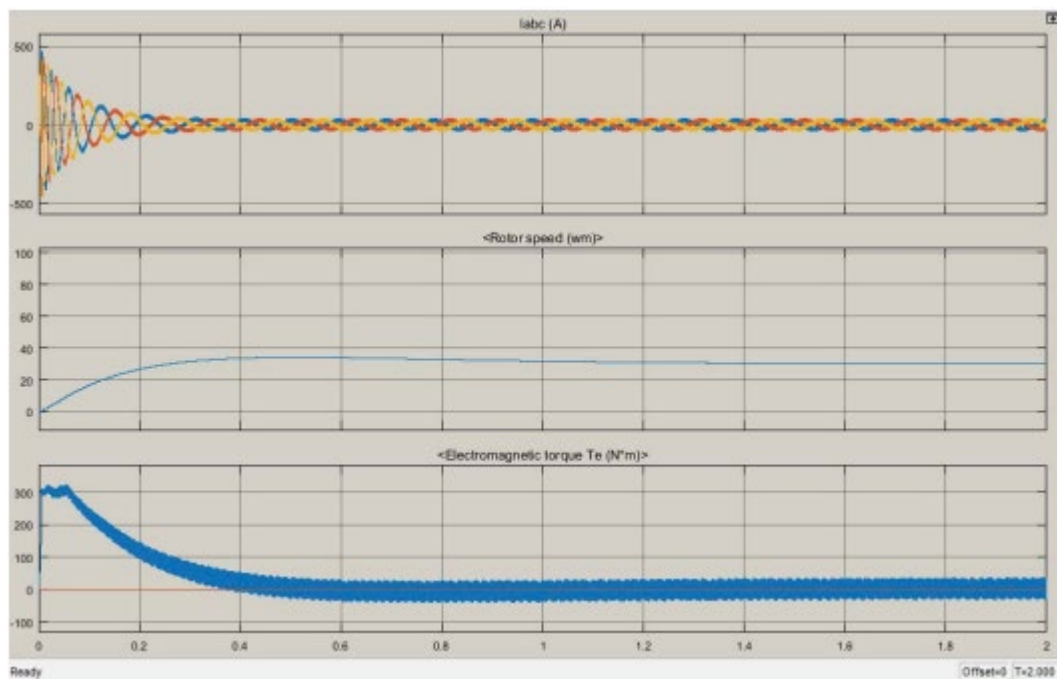


Рисунок 3.12 - Результати моделювання при векторному керуванні (30 рад/с = 286 об/хв).

Аналізуючи отримані результати моделювання слід, що векторне управління на низькій частоті управління підтримує хороші показники регулювання, такі як швидкість регулювання 1 секунда, перерегулювання 5%,

стабільний електромагнітний момент. Скалярне керування на низькій частоті управління має нижчі показники регулювання: час регулювання становило 1,5 секунди, перерегулювання 10%. Також з'явилися високочастотні коливання, які негативно позначаються на точності регулювання швидкості. У результаті можна дійти невтішного висновку, що скалярне управління асинхронним двигуном на низькій частоті управління підходить тільки у випадках, коли не потрібно підтримувати високу точність перехідних характеристик і стабільний момент, в інших випадках потрібно застосовувати векторне керування.

4. МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ З ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ.

4.1 Опис моделі системи.

Високовольтні перетворювачі частоти стають все більш поширеними в різних областях техніки, де необхідні потужні електроприводи. Поряд з загальними позитивними якостями – плавне і економічне регулювання швидкості електричних машин змінного струму – їх впровадження забезпечує багатократне зниження витрати електротехнічних матеріалів, перш за все міді, зменшення маси електроприводу і кабелів, що у сукупності забезпечує незаперечні переваги при проектуванні сучасних електромеханічних систем, до яких відносяться і транспортні системи, у тому числі високошвидкісні поїзда та судна. Саме тому одним з найважливіших завдань при проектуванні сучасного судна є забезпечення високої якості електроенергії на борту. Одним із засобів подачі на електропривод максимально наближеної до синусоїдальної напруги є застосування багаторівневих каскадних перетворювачів частоти. Але в більшості сучасних високовольтних перетворювачах частоти використовують закони скалярного керування. Це пов'язано як з тим, що більшість потужних механізмів не потребують надшвидкого регулювання, так і зі складністю алгоритмів векторного керування, які необхідно додати до вже достатньо складних алгоритмів керування багаторівневими перетворювачами. Мета роботи полягає у модернізації існуючої моделі асинхронного електроприводу з векторним керуванням зі стандартним трифазним IGBT-мостом так, щоб при збереженні основних властивостей електроприводу з'явилась можливість замінити силову частину моделлю каскадного багаторівневого перетворювача.

Необхідність такої заміни полягає ще і в тому, що, на відміну від стандартних перетворювачів, в багаторівневих каскадних ПЧ існує можливість корекції алгоритмів керування силовими ключами для компенсації аварії одного або декількох каскадів. Це неможливо врахувати в базовій моделі електроприводу ас3 або ас4. При аналізі моделі ас3 знайдено сигнали `gate_timing`, які схожі на бажану форму фазної напруги за умови штатної роботи силових ключів. Для

модифікації моделі необхідно сформувати сигнал амплітуди і кута повороту вектору напруги статора, які можна буде передати в систему керування каскадами багаторівневого перетворювача як в штатному, так і в аварійному режимах, наприклад, за методом балансування лінійної напруги. Розраховані в системі векторного керування сигнали `gate_timing` відповідно до методу просторово-векторної модуляції, крім 1-ї, мають ще нескінченний ряд вищих гармонік, кратних 3. Це не дозволяє відновити необхідні величини. Для позбавлення від гармонік, кратних 3, достатньо розрахувати лінійні напруги (рисунок 4.1).

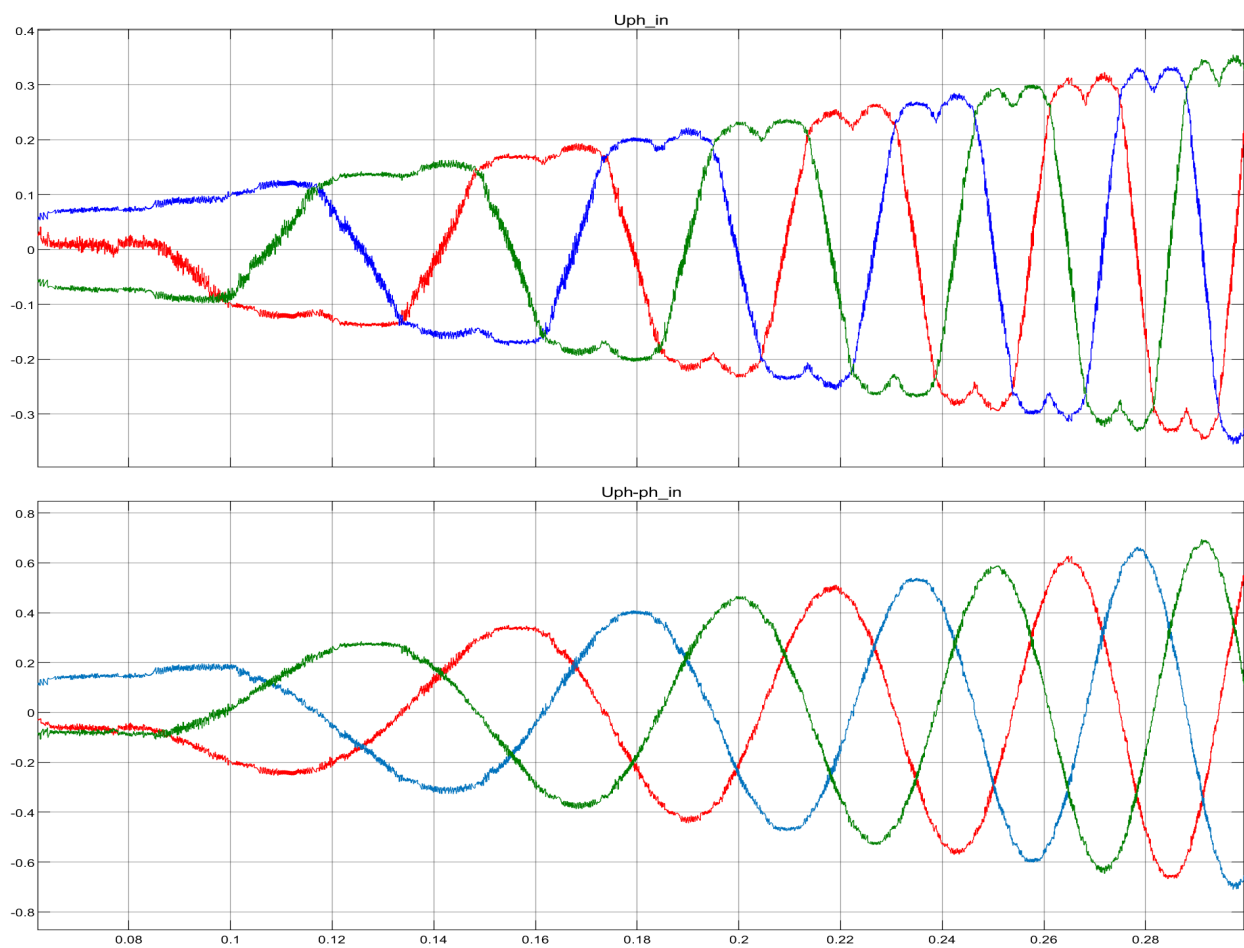


Рисунок 4.1 – Графіки сигналів `gate_timing` (зверху) та відповідної системи лінійних напруг.

Видно, що «верхівки» сигналів лінійної напруги вже «очищені» від вищих гармонік. Це надає змогу відновити амплітуду та кут повороту вектору напруги.

Використаємо для цього наступні залежності. Так як невідомими є дві величини, то достатньо двох рівнянь для кожного моменту часу:

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} U_{AB} = U \sin(\varphi) \\ U_{BC} = U \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} &\Rightarrow \begin{cases} U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \\ \frac{U_{BC}}{U_{AB}} = \frac{\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)}{\sin(\varphi)} = \frac{-\frac{1}{2}\sin(\varphi) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\varphi)}{\sin(\varphi)} \Rightarrow \end{cases} \\
 \begin{cases} U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \\ \frac{U_{BC}}{U_{AB}} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\operatorname{ctg}(\varphi) \end{cases} & \\
 \begin{cases} \varphi = -\operatorname{actg}\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\left(\frac{U_{BC}}{U_{AB}} + \frac{1}{2}\right)\right) \\ U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \end{cases} & \quad (1)
 \end{aligned}$$

Але в програмному забезпеченні Matlab/Simulink функція арккотангенсу відсутня в базовій бібліотеці. Щоб не застосовувати тригонометричні функції перетворення, напишемо рівняння в іншому вигляді.

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} U_{AB} = U \sin(\varphi) \\ U_{BC} = U \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} &\Rightarrow \begin{cases} U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \\ \frac{U_{BC}}{U_{AB}} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}\operatorname{tg}(\varphi) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \\ \operatorname{tg}(\varphi) = -\frac{\sqrt{3}}{2\left(\frac{U_{BC}}{U_{AB}} + \frac{1}{2}\right)} \end{cases} \\
 \begin{cases} \varphi = \operatorname{atg}\left(\frac{-\sqrt{3}}{2\left(\frac{U_{BC}}{U_{AB}} + \frac{1}{2}\right)}\right) \\ U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \end{cases} & \quad (2)
 \end{aligned}$$

Отриманий кут повороту змінюється у діапазоні від $-\pi/2$ до $+\pi/2$. Відповідно, півперіоду відновлене значення напруги позитивне, а півперіоду –

негативне. Саме це дозволяє скоригувати як значення кута, так і напруги. При негативному значенні напруги до кута додається π , що забезпечує зміну кута від $-\pi/2$ до $+3\pi/2$, а в якості U беремо абсолютне значення розрахованого за (2) значення (рисунок 4.2). Бачимо, що під час перехідного процесу враховано всі миттєві зміни напруги і кута, які розраховані регулятором просторового положення електромагнітного поля.

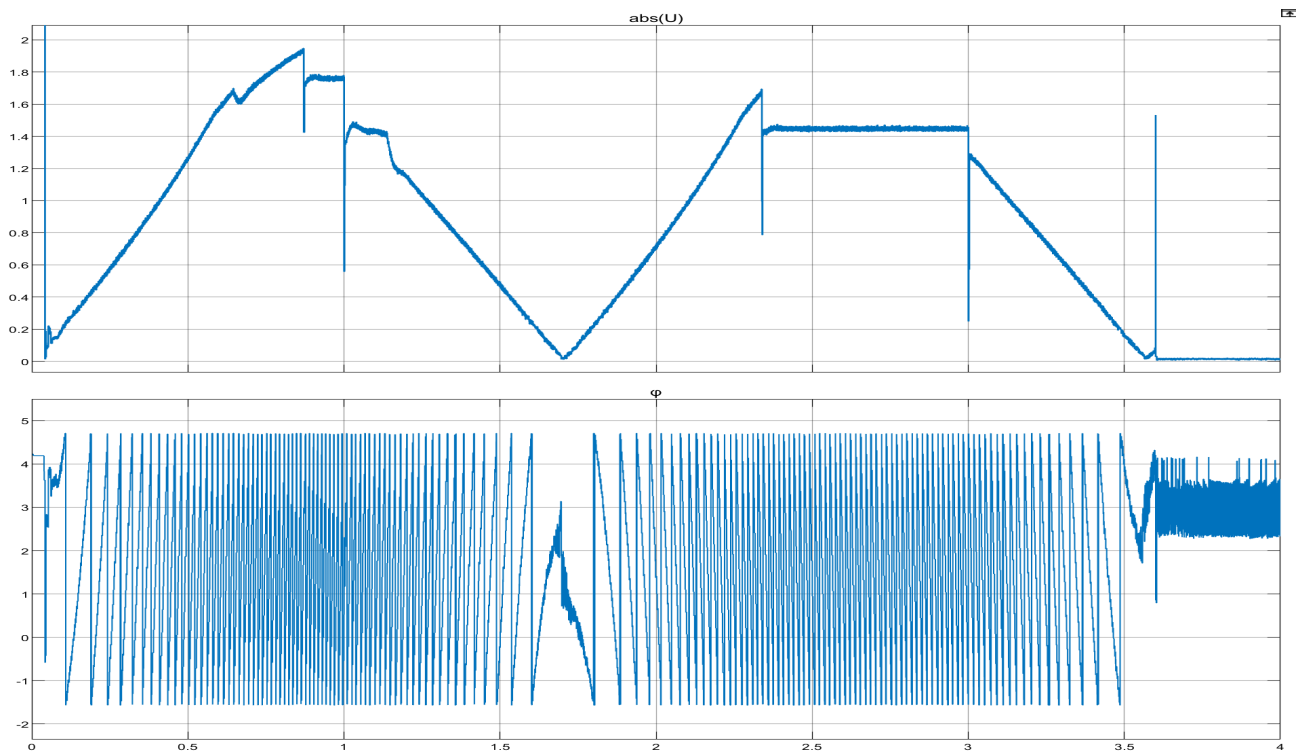


Рисунок 4.2 – Відновлені значення амплітуди та кута повороту вектору напруги.

Тоді сигнали 1-ї гармоніки фазних напруг розраховуються за виразами:

$$U_a = \frac{U}{\sqrt{3}} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$U_b = \frac{U}{\sqrt{3}} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$U_c = \frac{U}{\sqrt{3}} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Для перевірки результатів з відновлених фазних напруг отримано лінійні. На рисунку 4.3 порівняно вихідні та результуючі сигнали. Очевидно, вони співпадають, навіть у швидких динамічних режимах.

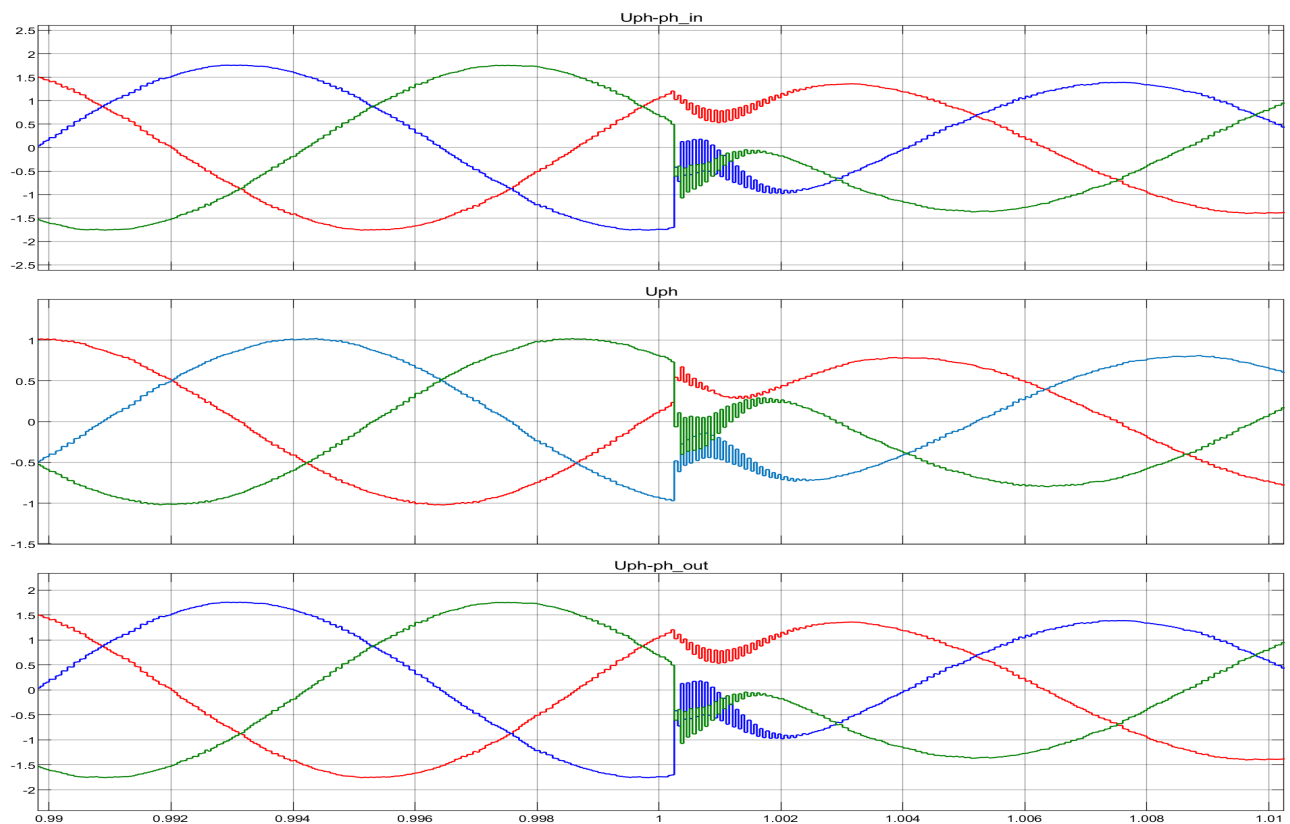


Рисунок 4.3 – Вихідні графіки лінійних напруг (зверху), відновлені фазні напруги (в центрі) та контрольні лінійні напруги (знизу).

В моделі підсистеми `gates_logic` формування імпульсів керування Н-мостами зображеної на рисунку 4.4 реалізовано метод балансування лінійних напруг шляхом зсуву фазних напруг. Для моделювання аварійних ситуацій 5-4-3 використано перемикачі та генератор, який формує сигнали «вмикання» аварійної ситуації з 0.5 до 0.75 с та з 1.1 с.

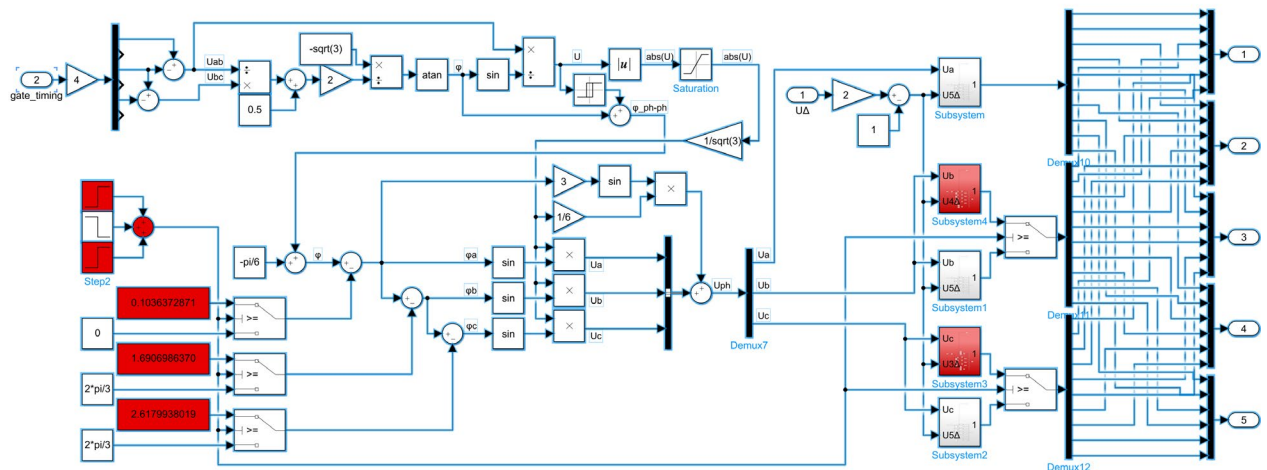


Рисунок 4.4 – Модель підсистеми gates_logic формування імпульсів керування Н-мостами.

Одночасно створено схемні рішення (рисунок 4.5) у вигляді трьох варіантів генератора імпульсів керування транзисторами для 5-и (в штатному режимі в фазах А, В, С), 4-х (аварія в фазі В), та 3-х (аварія в фазі С) каскадів в фазах.

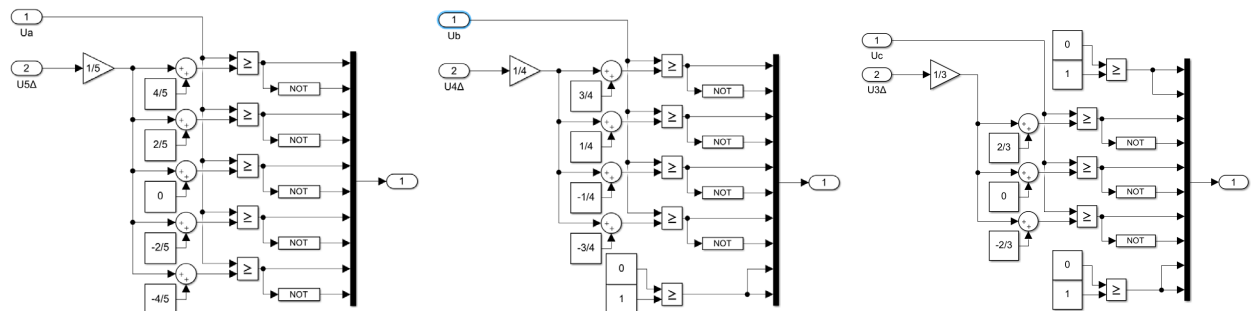


Рисунок 4.5 – Три варіанта генератора імпульсів керування транзисторами для 5-и (в штатному режимі в фазах А, В, С), 4-х (аварія в фазі В), та 3-х (аварія в фазі С) каскадів в фазах.

Після формування сигналів керування транзисторами їх необхідно передати в підсистему силової частини без порушення зв'язків в моделі ac3. Послідовність такої передачі – “gates logic” => “SVPWM” => “F. O. C.” => main mask “ac3” – наведено нижче на рисунку 4.6.

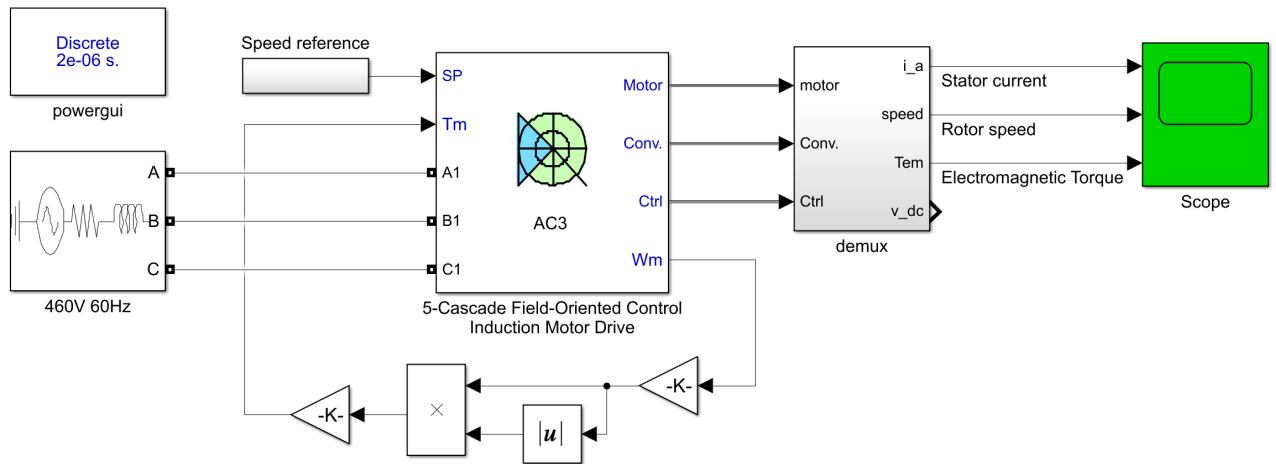


Рисунок 4.6 – Основна модель.

Далі під маскою “ac3” на рисунку 4.6 виконується заміна силової частини – замість трифазного моста підключається трифазний 5-каскадний перетворювач, кожний каскад якого складається з 4-квадрантного інвертора. Схема асинхронного електропривода з векторним керуванням зображена на рисунку 4.7.

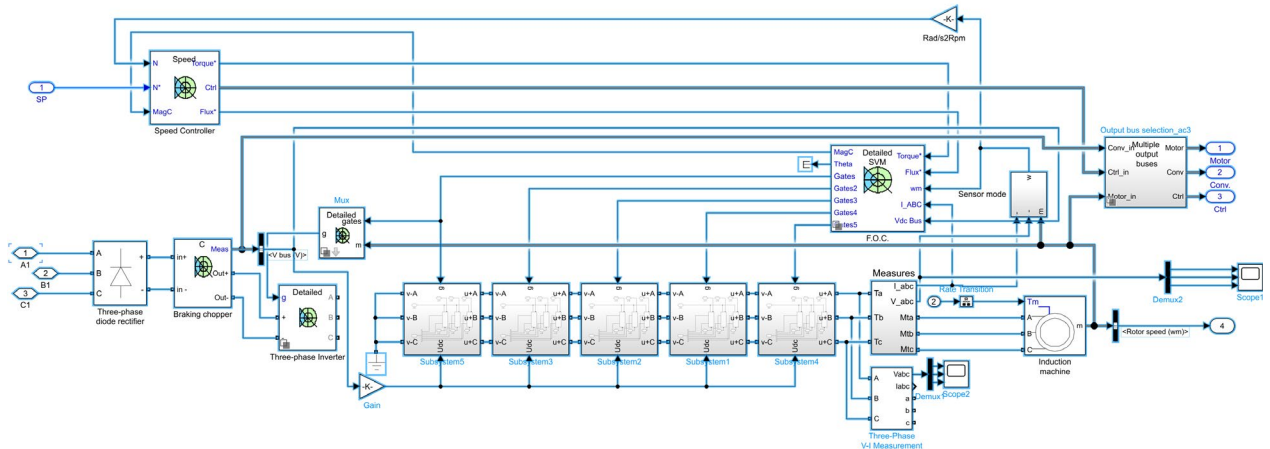


Рисунок 4.7 – Підсистема 5-Cascade Field-Oriented Control Induction Motor Drive.

На рисунку 4.8 зображена схема блоку з трьох мостів і схема окремого Н – моста.

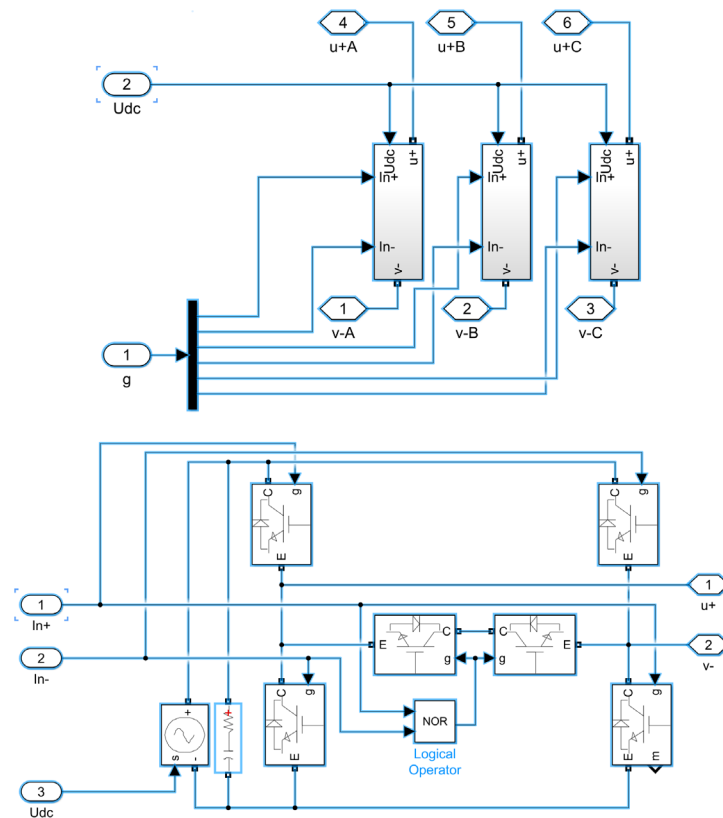


Рисунок 4.8 – Схема блоку з трьох мостів і схема окремого Н-моста.

На рисунку 4.9 зображена підсистема Field Oriented Control (F.O.C.)

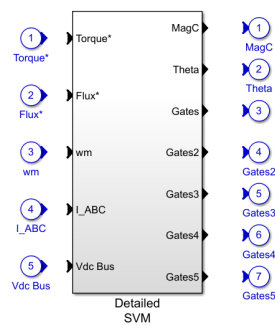


Рисунок 4.9 – Підсистема Field Oriented Control (F.O.C.).

На рисунку 4.10 зображена деталізована підсистема векторної широтно-імпульсної модуляції.

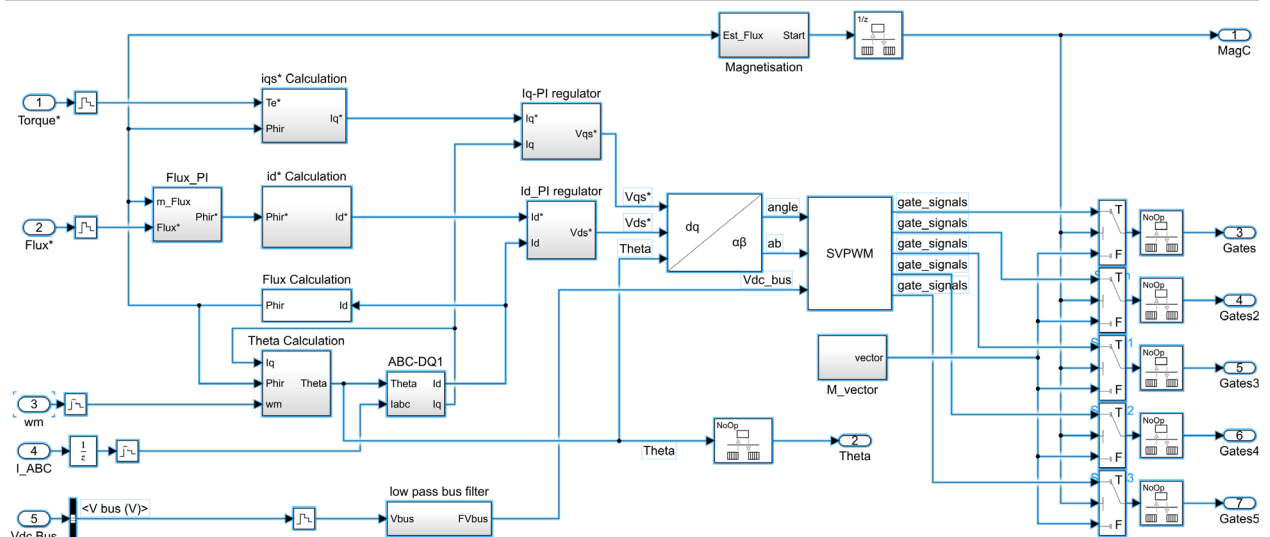


Рисунок 4.10 – Підсистема Detailed SVM

На рисунку 4.11 зображена підсистема SVPWM.

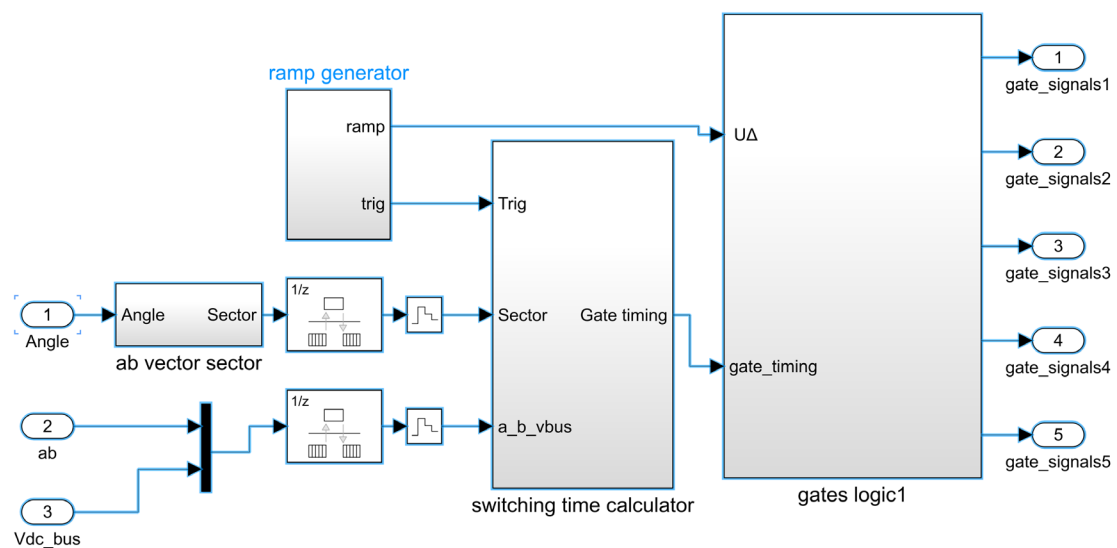


Рисунок 4.11 – Підсистема SVPWM

В результаті отримано декілька варіантів перехідних процесів:

На рисунку 4.12 зображено перехідні процеси струму, швидкості та електромагнітного моменту без корекції кутів за методом балансування. На графіку моменту на відрізках часу з 0.5 с. та 2 с. ми можемо спостерігати шуми які обумовлені аварією.

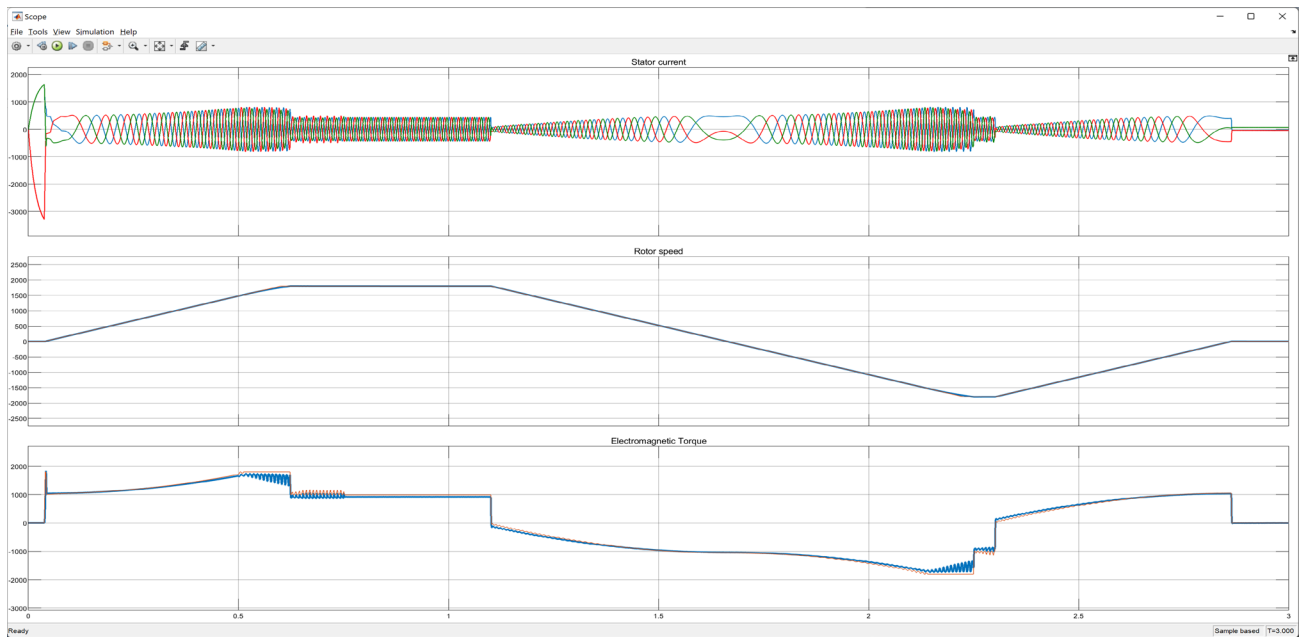


Рисунок 4.12 – Без корекції кутів за методом балансування.

На рисунку 4.13 зображені лінійні напруги на яких ми можемо побачити спотворення форми напруги через аварію.

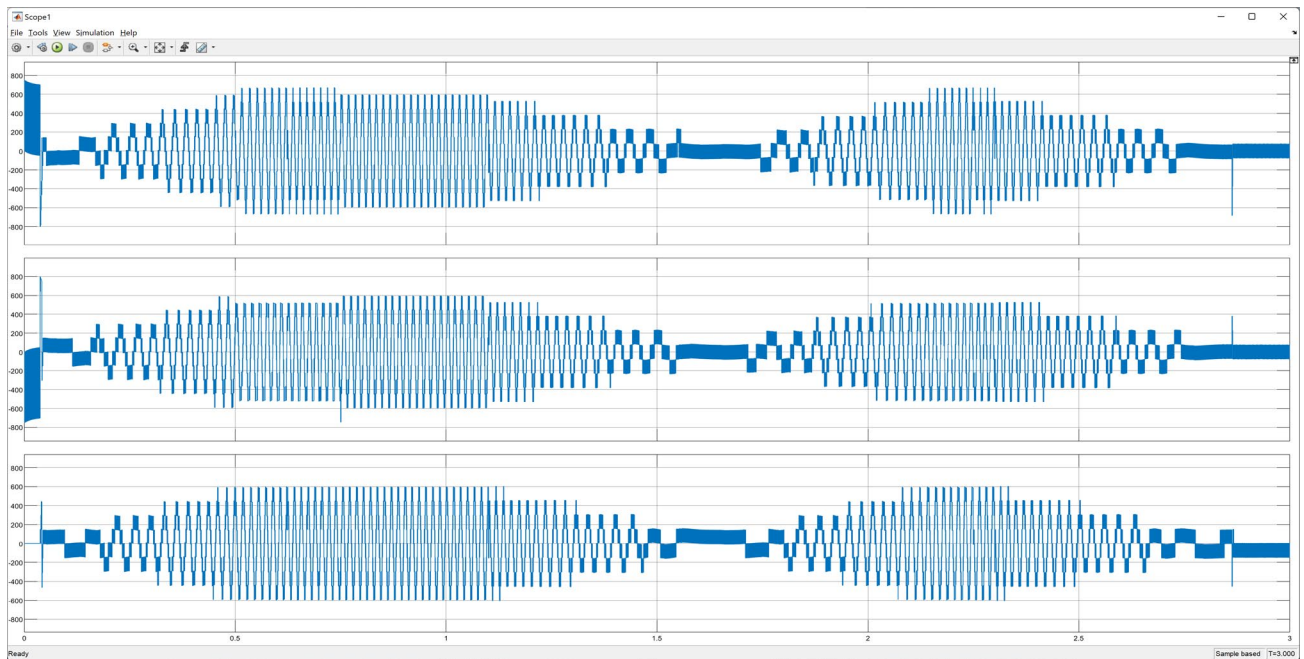


Рисунок 4.13 – Лінійні напруги.

Оптимальні налаштування з корекцією коефіцієнтів в фазах які зображені на рисунку 4.14 допомогли знизити рівень шуму під час аварії.

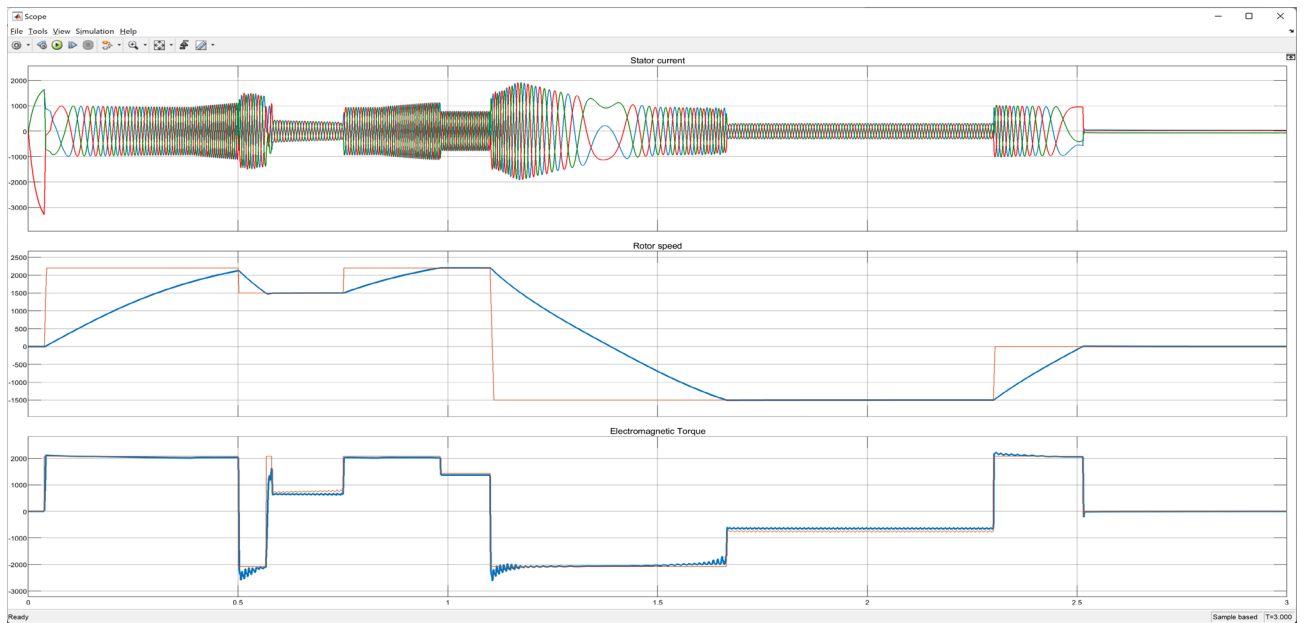


Рисунок 4.14 – Оптимальні налаштування з корекцією коефіцієнтів в фазах.

Без зменшення швидкості під час аварії (рисунок 4.15) ми можемо побачити нестабільний електромагнітний момент з явним рівнем шуму під час аварії це обумовлено тим що під час аварії швидкість не зменшувалась, на відрізку з 0.5 с до 0.75 с це явно видно.

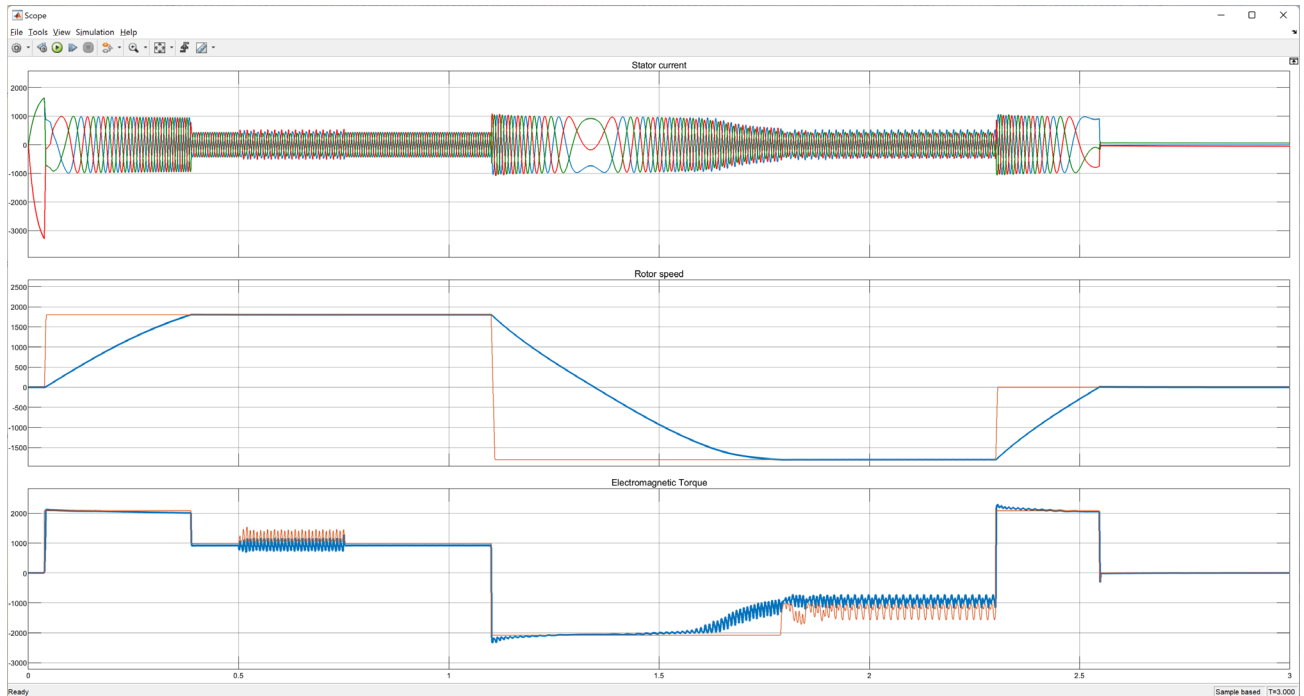


Рисунок 4.15 – Без зменшення швидкості під час аварії

Зображені на рисунку 4.16 перехідні процеси без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (2200) починаючи з 0.5 с. до 0.75 с. та з 1.1 с ми можемо

спостерігати спотворення та шум на графіку електромагнітного моменту під час аварії.

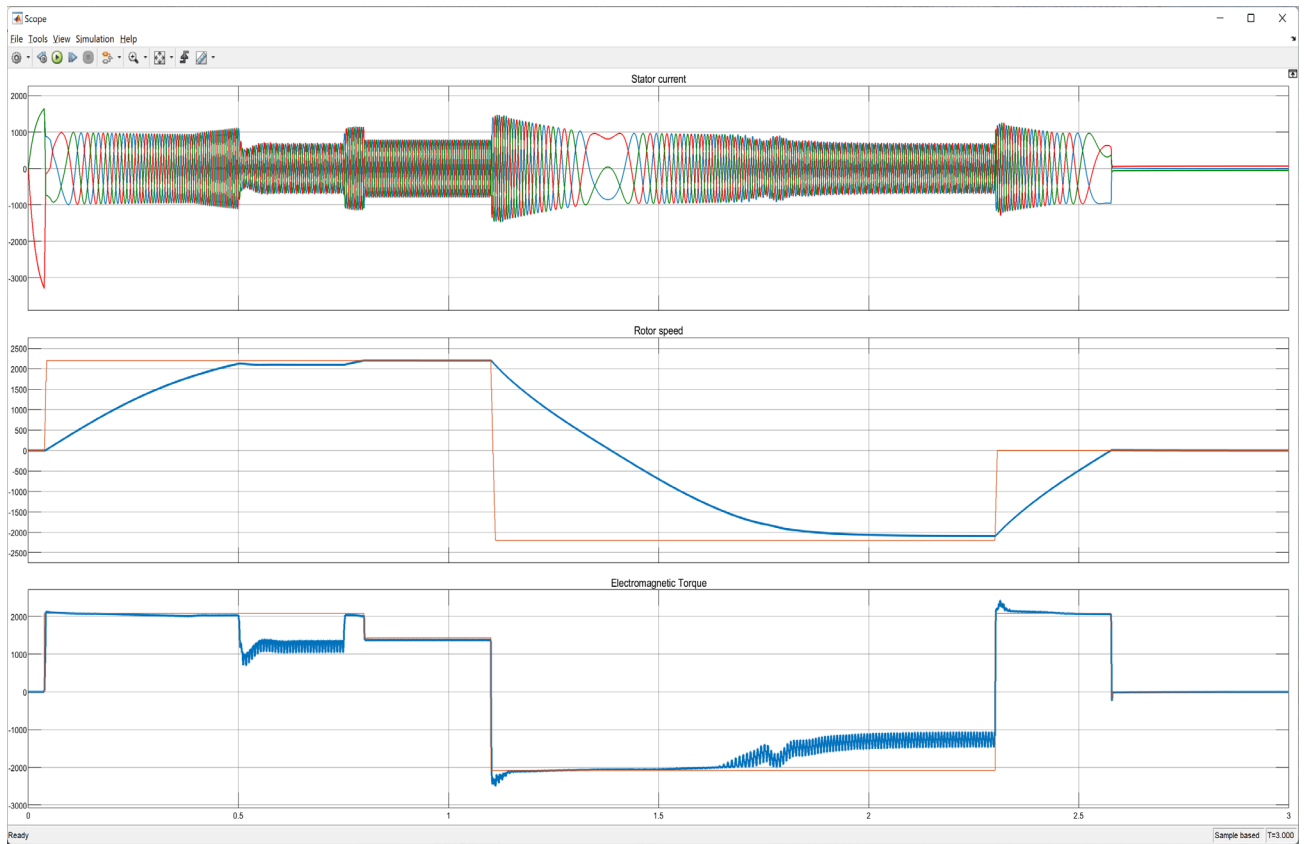


Рисунок 4.16 – Без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (2200) під час аварії.

Без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (2000) на рисунку 4.17 під час аварії починаючи з 0.5 с. до 0.75 с. та з 1.1 с. ми можемо спостерігати спотворення та шум на графіку електромагнітного моменту, але на відміну від попереднього випадку починаючи з 1.1 с. шум зменшився.

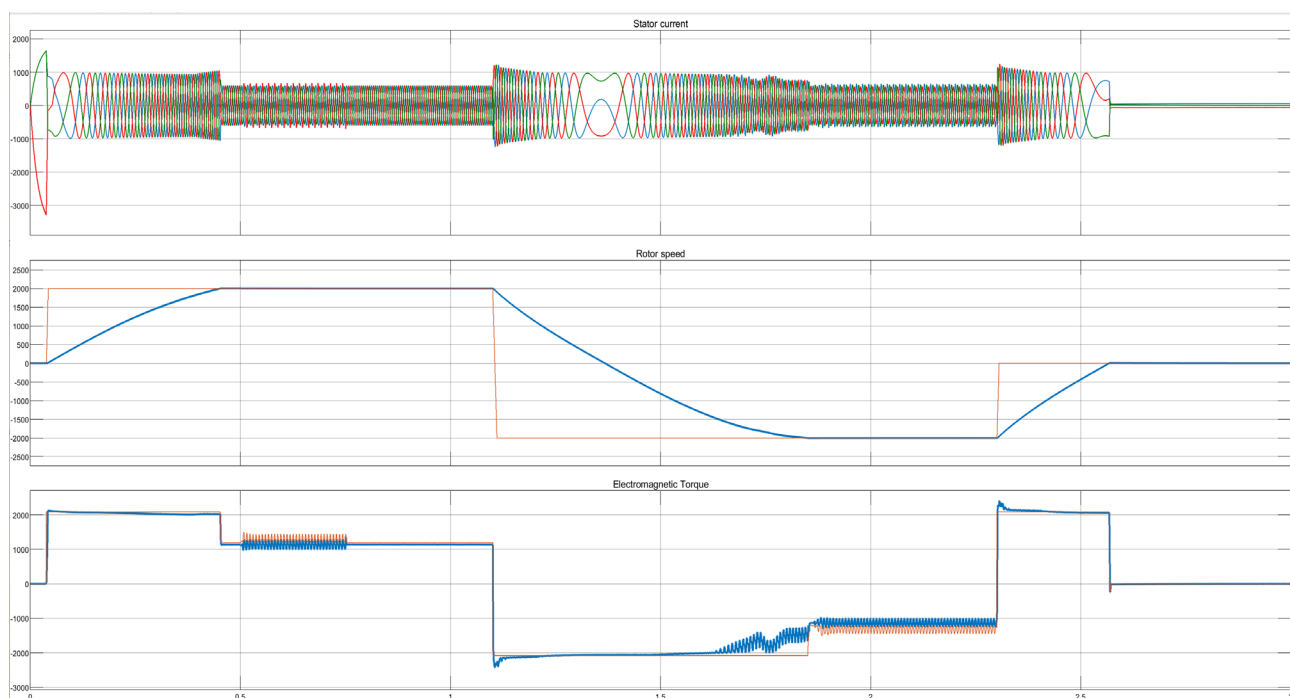


Рисунок 4.17 – Без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (2000) під час аварії.

Без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (1800) під час аварії у перехідному процесі електромагнітного моменту зображеному на рисунку 4.18 можливо побачити що під час аварії через зменшення швидкості шум майже зник.

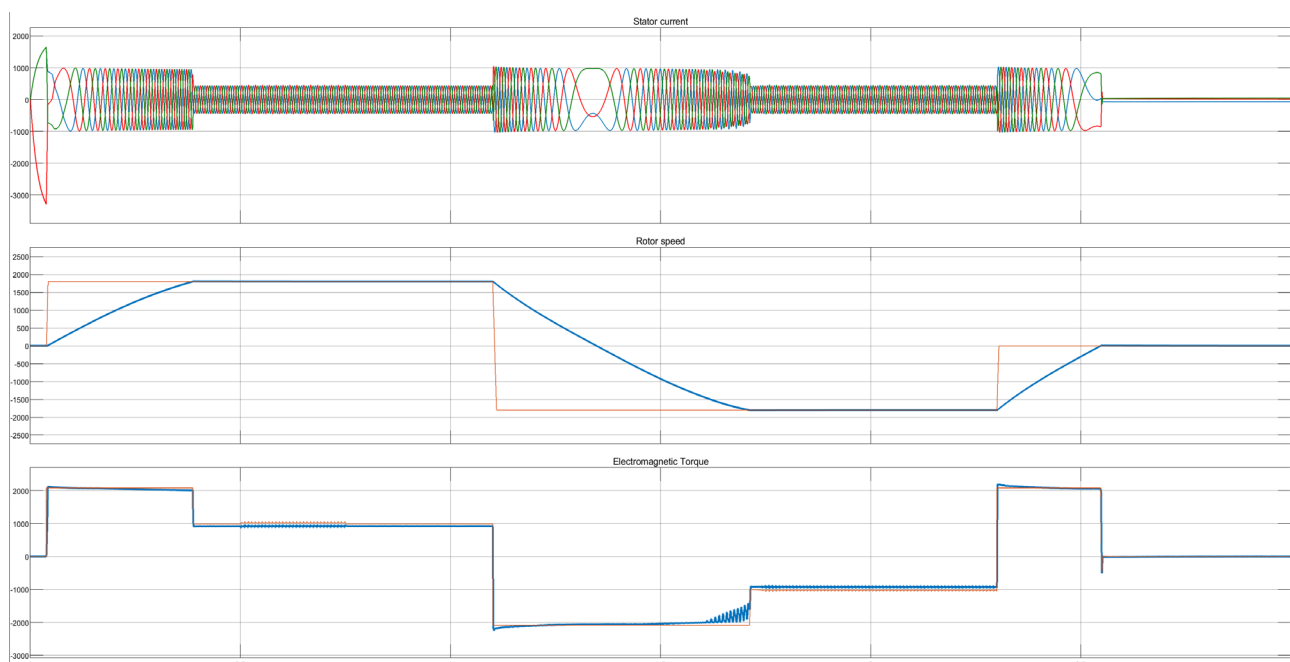


Рисунок 4.18 – Без зміни коефіцієнтів та зменшення швидкості (1800) під час аварії.

На рисунку 4.19 з обмеженням прискорення (3200) та максимальним моментом 2083 не вистачає напруги лише під час розгону з 1400 до 1800. Шуми також присутні але не критичні.

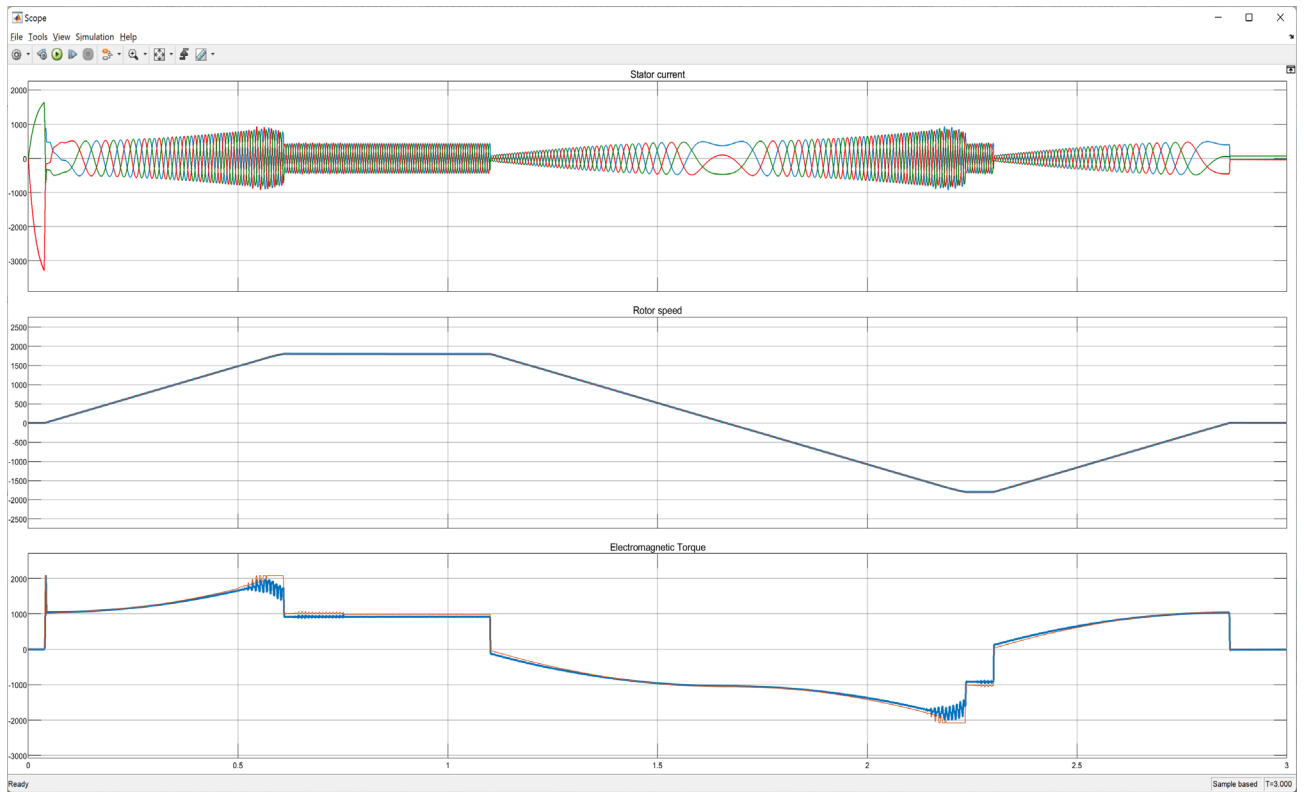


Рисунок 4.19 – З обмеженням прискорення (3200), максимальний момент 2083

У перехідному процесі на графіку електромагнітного моменту зображеному на рисунку 4.20 з обмеженням прискорення (3200) і максимального моменту (1800) шуми можливо помітити з 0.5 с до 0.75 с. та з 2.1 с. на відміну від попередніх випадків де під час аварії з 1.1 с. починалося зашумлення. Оптимальні налаштування з напругою живлення Н-мостів 650/5 В.

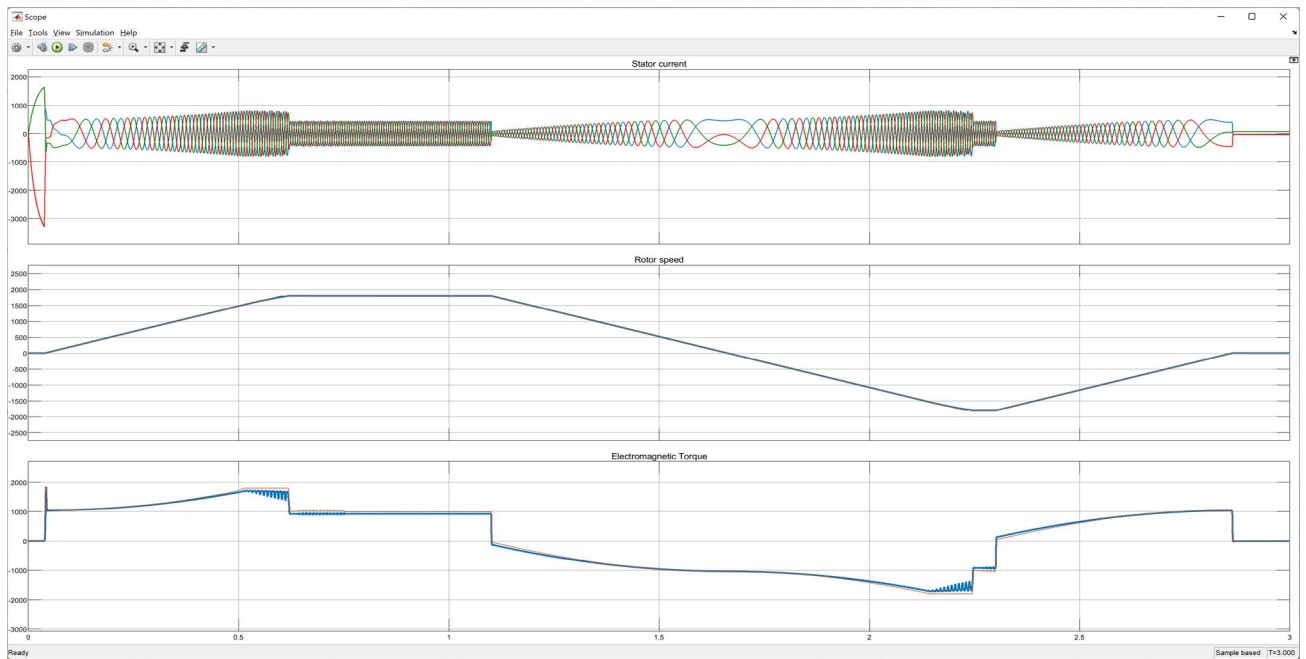
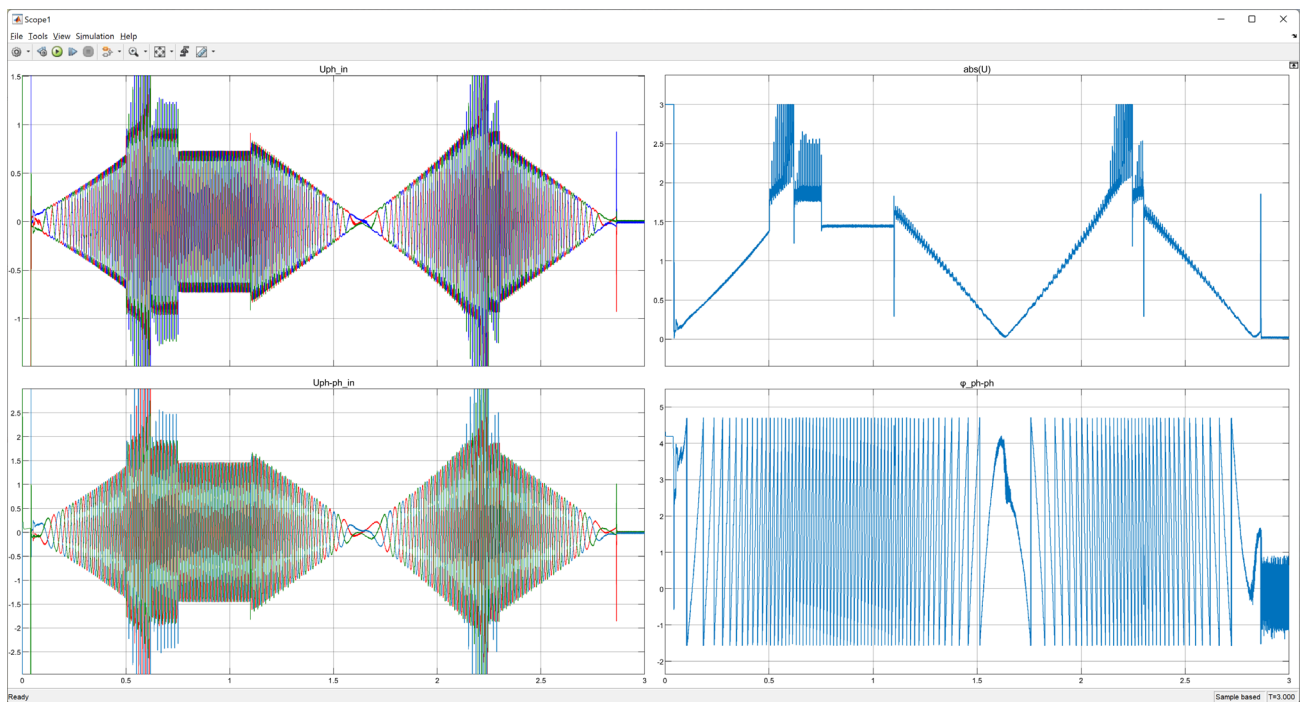


Рисунок 4.20 – З обмеженням прискорення (3200) і максимального моменту (1800).

На рисунку 4.21 зображені сигнали в моделі для останнього випадку, розрахункові фазні та лінійні напруги.



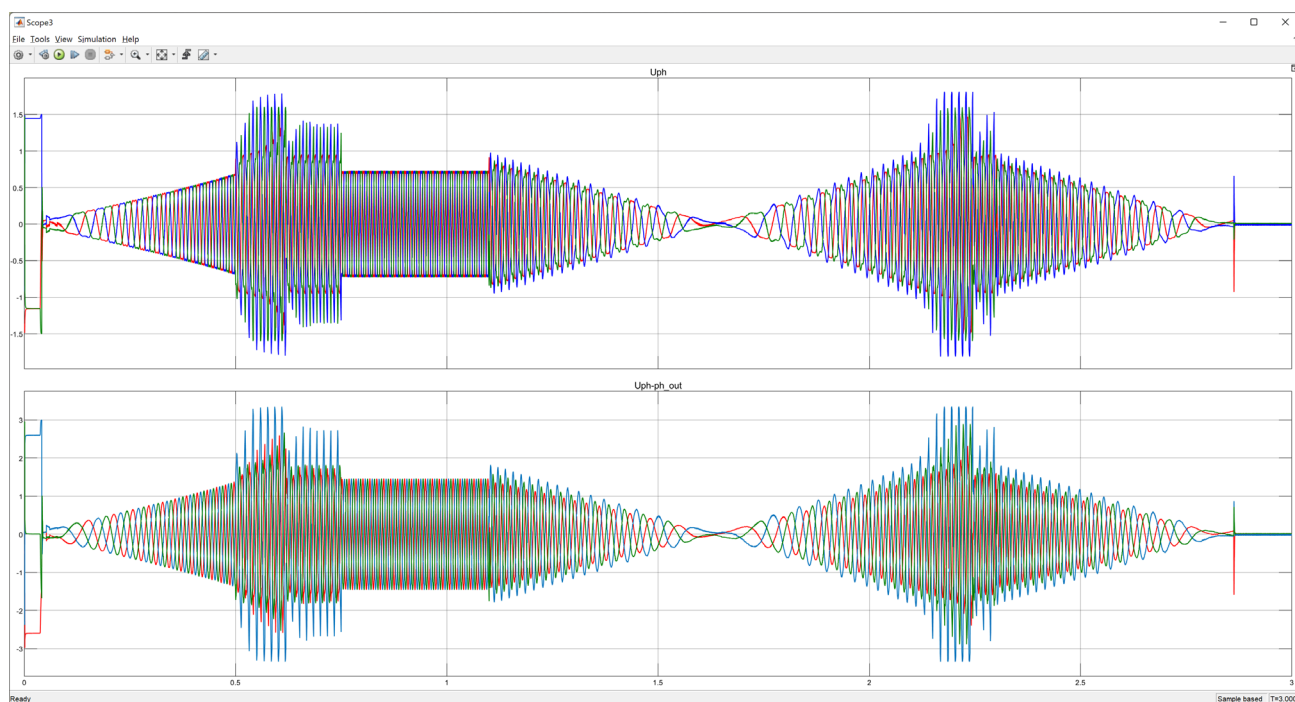


Рисунок 4.21 – Розрахункові фазні та лінійні напруги.

На рисунку 4.22 зображені фактичні фазні напруги для останнього випадку

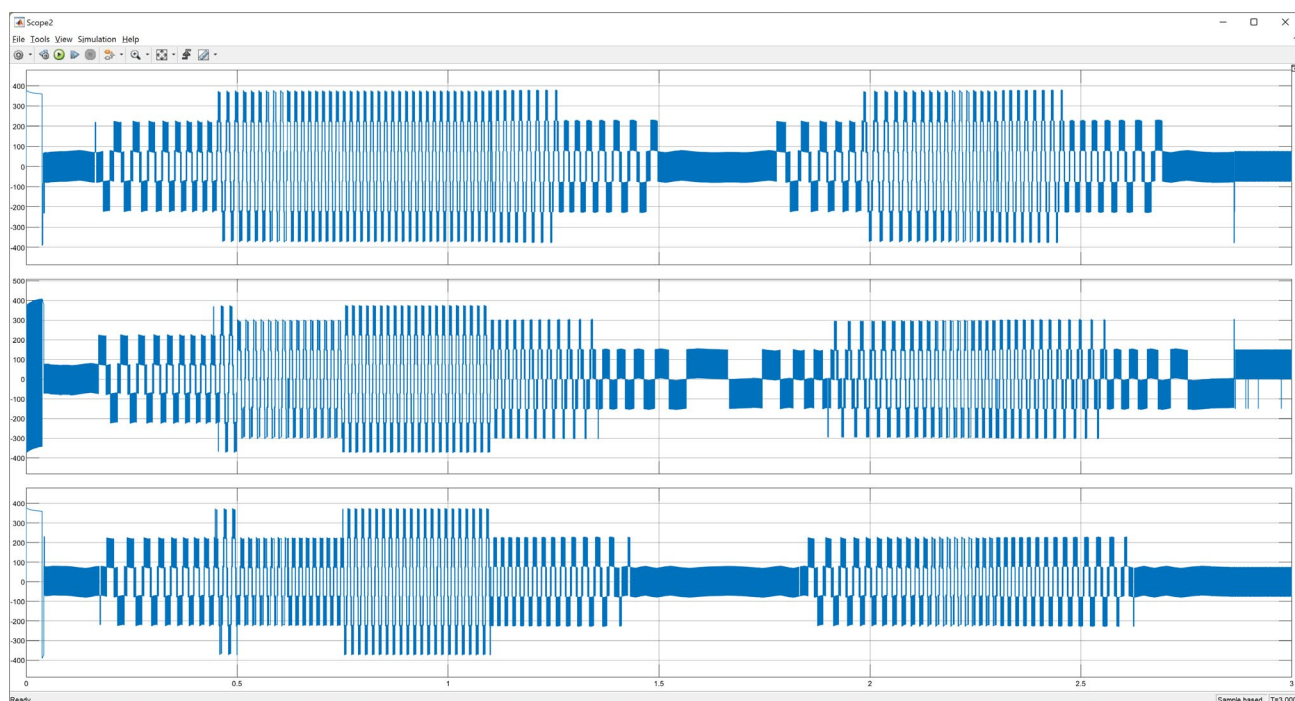


Рисунок 4.22 – Фактичні фазні напруги.

На рисунку 4.23 зображені лінійні напруги для останнього випадку ,ми можемо побачити спотворення форми у вигляді зашумлення “верхівок”.

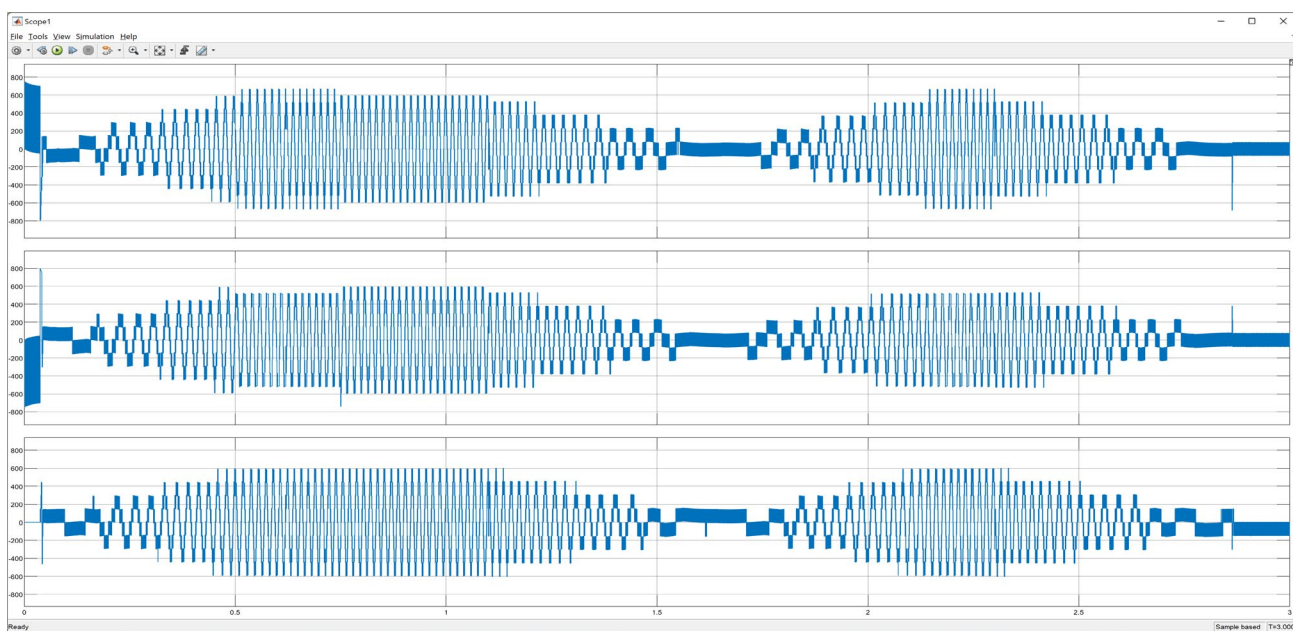


Рисунок 4.23 – Лінійні напруги.

На рисунку 4.24 зображенні перехідні процеси без додавання 3-ї гармоніки та зашумлення у цьому випадку є на проміжках аварії. Та на рисунку 4.25 форма напруги теж має зашумленість на верхівках.

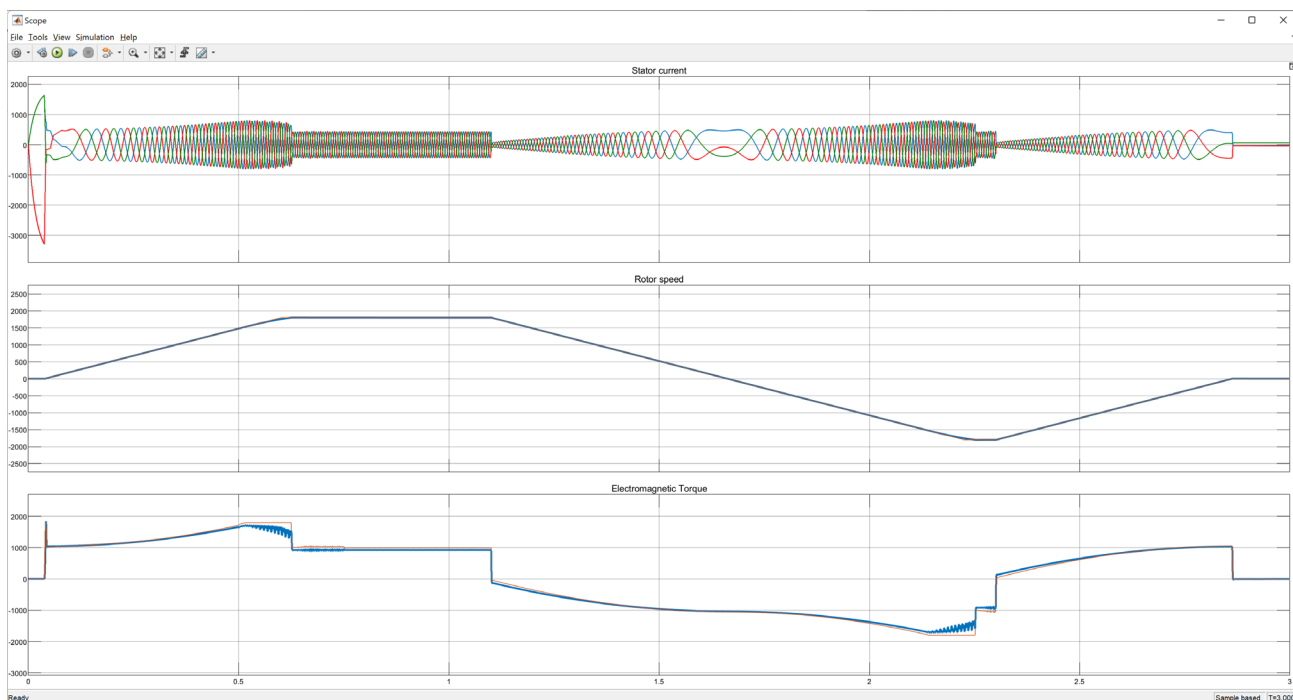


Рисунок 4.24 – Без додавання 3-ї гармоніки.

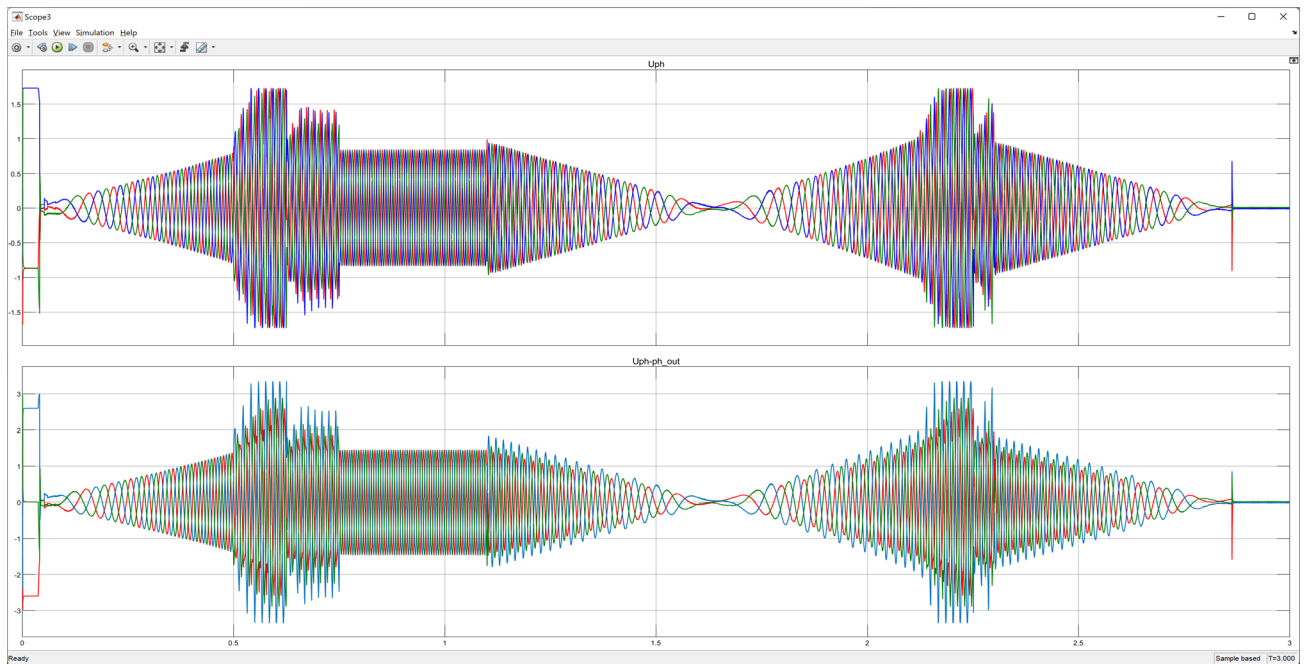


Рисунок 4.25 – Без додавання 3-ї гармоніки.

На рисунку 4.26 зображені пререхідні процеси та на графіку електромагнітного моменту під час аварії при оптимальних налаштуваннях з підвищеною напругою живлення Н-мостів 750/5 В немає спотворення та зашумлення, та аварійний режим роботи не відрізняється від штатного.

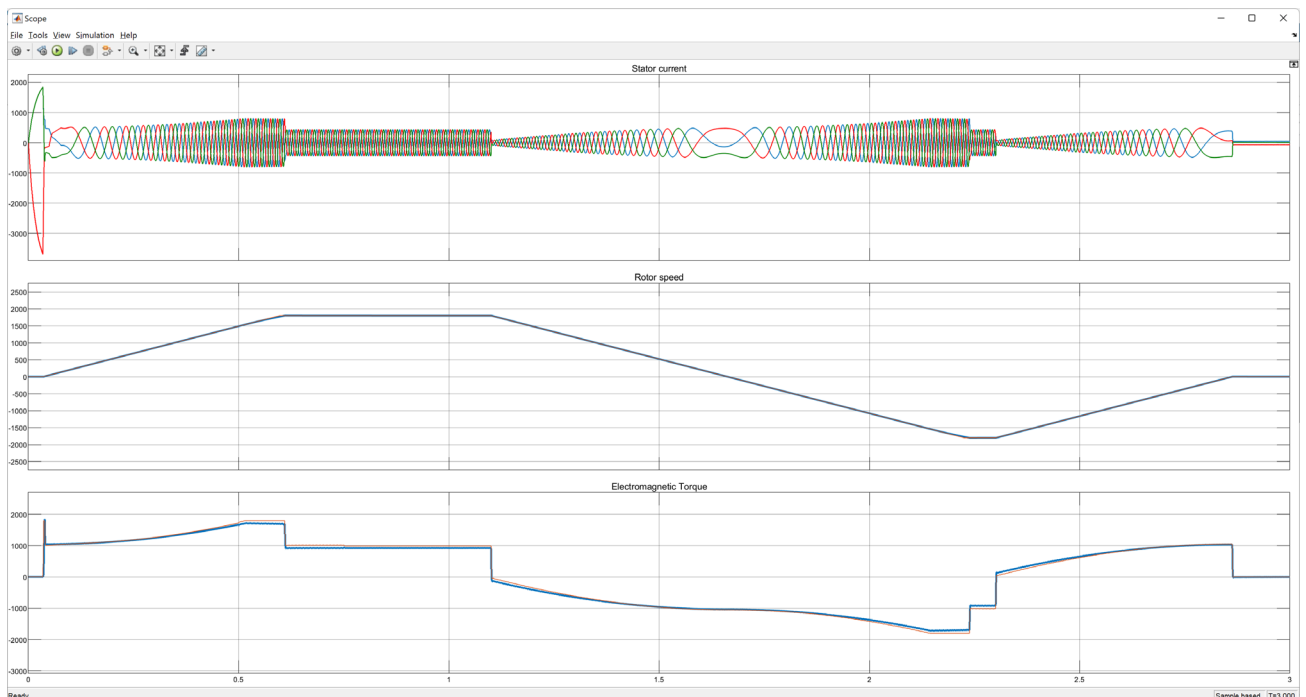


Рисунок 4.26 – Оптимальні налаштування з підвищеною напругою живлення Н-мостів 750/5 В.

Лінійні напруги зображені на рисунку 4.27 та фазні напруги на рисунку 4.28 для останнього випадку мають досить симетричну форму та мінімальний рівень спотворення та зашумлення.

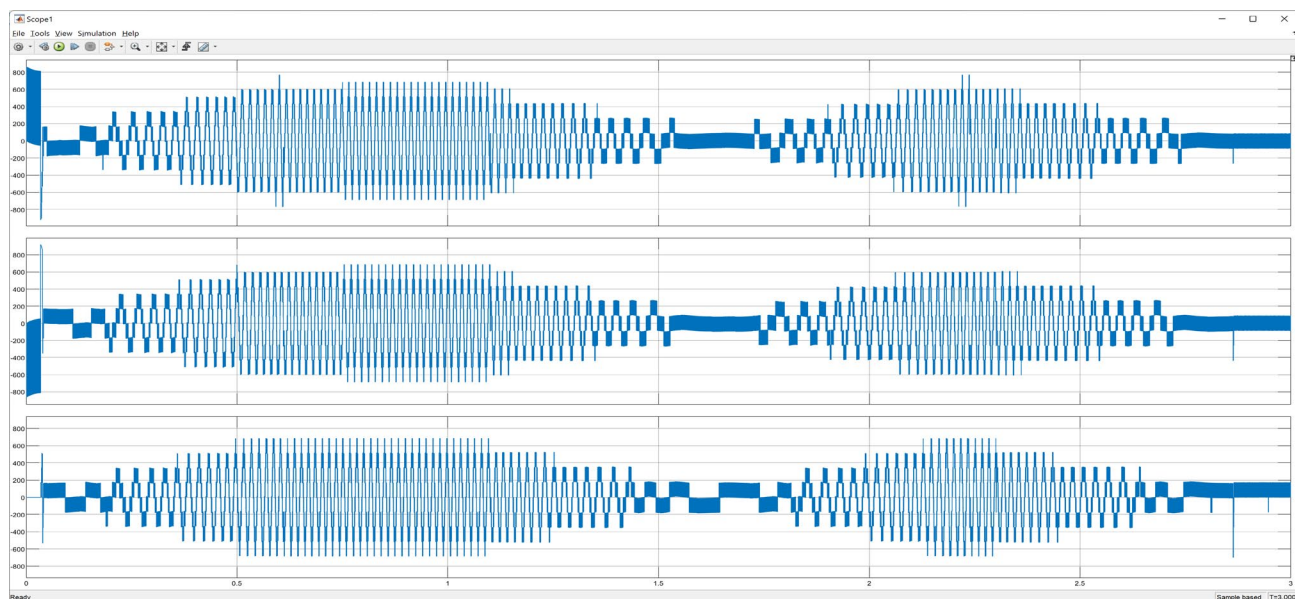


Рисунок 4.27 – Лінійні напруги.

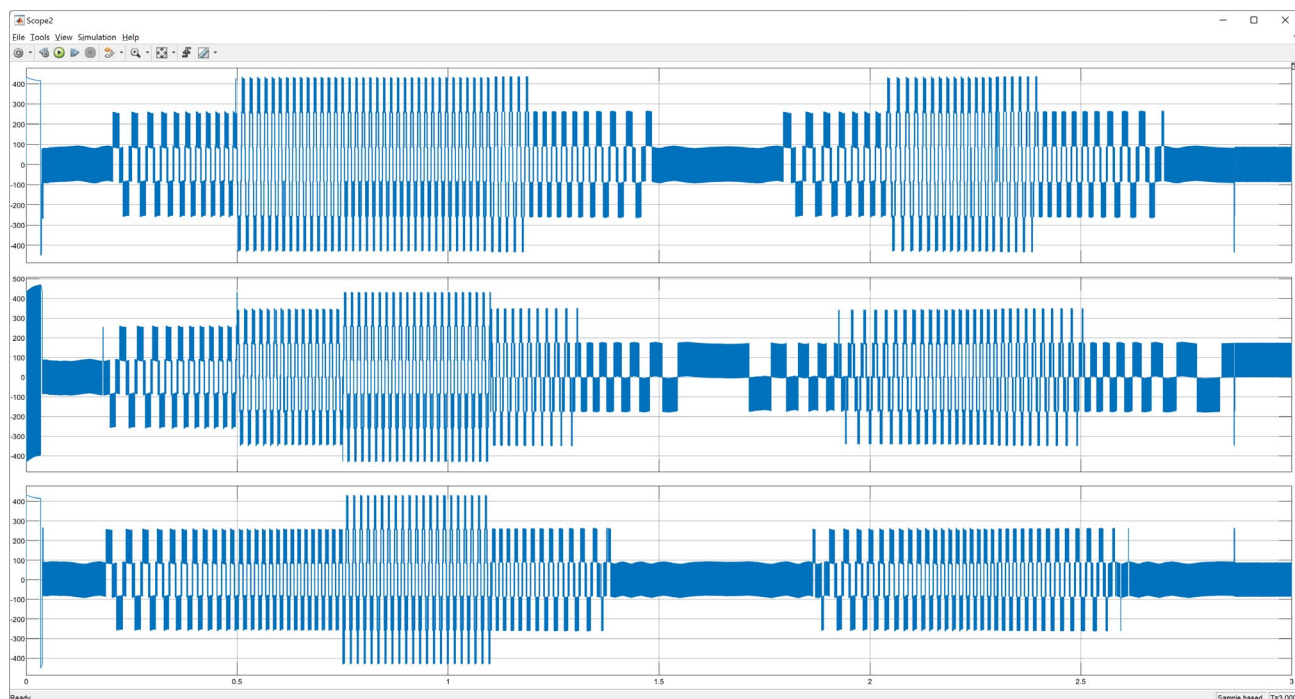


Рисунок 4.28 – Фазні напруги.

У цьому розділі ми провели модернізацію існуючої моделі асинхронного електроприводу з векторним керуванням зі стандартним трифазним IGBT-мостом на модель каскадного багаторівневого перетворювача з векторним керуванням. Далі виконали заміну силової частини – замість трифазного моста підключається трифазний 5-каскадний перетворювач, кожний каскад якого складається з 4-квадрантного інвертора. Схема асинхронного електропривода з векторним керуванням зображена на рисунку. Для моделювання аварійних ситуацій 5-4-3 використано перемикачі та генератор, який формує сигнали «вмикання» аварійної ситуації з 0.5 до 0.75 с та з 1.1 с. Після формування сигналів керування транзисторами їх передали в підсистему силової частини без порушення зв'язків в моделі ас3.У результаті моделювання отримали декілька перехідних процесів у яких ми намагалися отримати модель без шуму та спотворення форми напруг та графіку моменту на валу двигуна та на рисунку 4.26 при оптимальному налаштуванні з підвищеною напругою живлення Н-мостів 750/5 В ми отримали “чисті” перехідні процеси, така модель працює як і в штатному так і в аварійному режимі.

4.2 Аналіз та обґрунтування метода додавання 3-ої гармоніки при аварійному режимі.

Для пошуку оптимального зсуву фази третьої гармоніки відносно збалансованих напруг перої грамоніки необхідно знайти екстремуми в кожній фазі для сум 1-ї і 3-ї гармонік. Аналітично таке рашення може бути знайдене, але навіть для однофазної системи для цього необхідно знаходити рішення тригонометричних рівнянь, подібних кубічним.

Простіше рішення знайдене за допомогою сучасної версії Excel, де в матриці розміром 314x628 виконано розрахунок за системою:

$$\begin{cases} U_A = N_A \sin(\varphi) + \frac{N_{\min}}{6} \sin(3\varphi + \Delta), N_{\min} = \min(N_A, N_B, N_C) \\ U_B = N_B \sin\left(\varphi - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{N_{\min}}{6} \sin(3\varphi + \Delta) \\ U_C = N_C \sin\left(\varphi - \frac{4}{3}\pi\right) + \frac{N_{\min}}{6} \sin(3\varphi + \Delta) \end{cases}$$

з кроком $d\varphi = 0.01 \forall 0 \leq \varphi \leq \pi$ та $d\Delta = 0.01 \forall 0 \leq \Delta \leq \frac{2}{3}\pi$. Для кожного з трьох

стовбчиків знайдено максимуми абсолютних значень відносних нпаруг

$U_A^* = \frac{|U_A|}{N_A}, U_B^* = \frac{|U_B|}{N_B}, U_C^* = \frac{|U_C|}{N_C}$ для всього діапазону $0 \leq \varphi \leq \pi$, потім знайдено

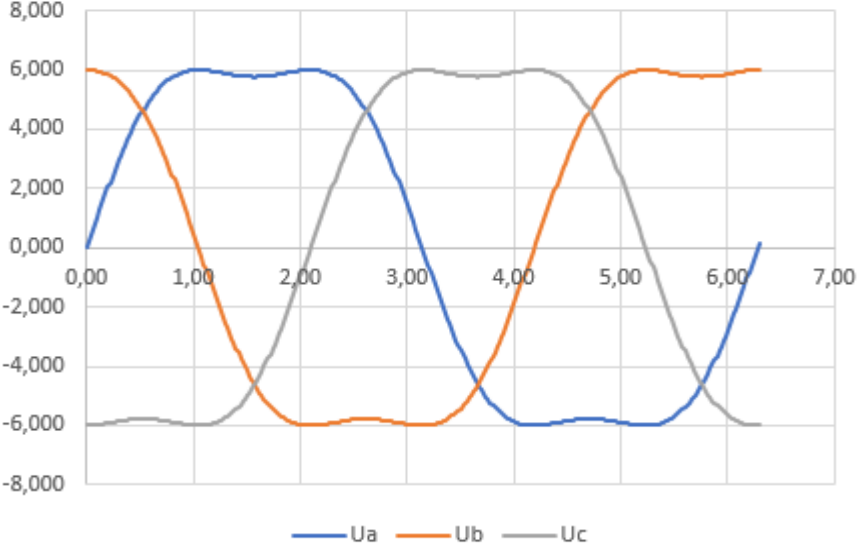
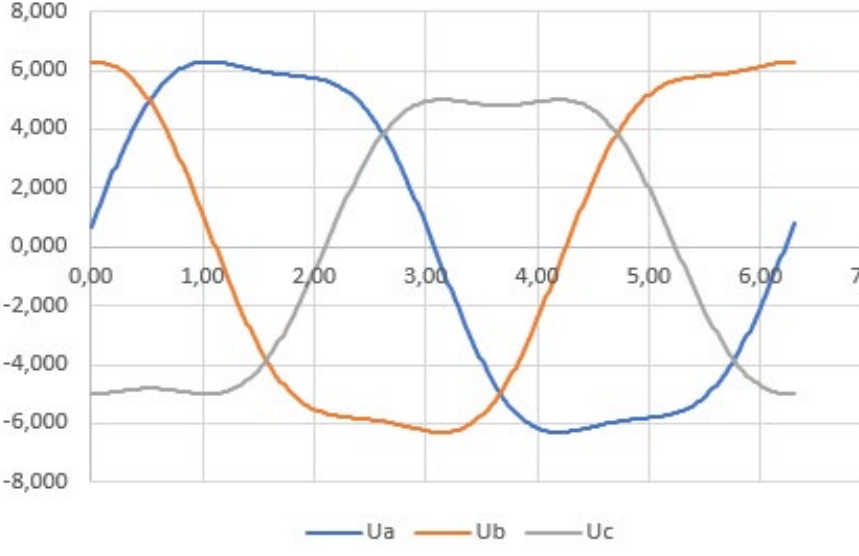
максимум серед цих трьох величин, а далі зі строкової матриці для всього

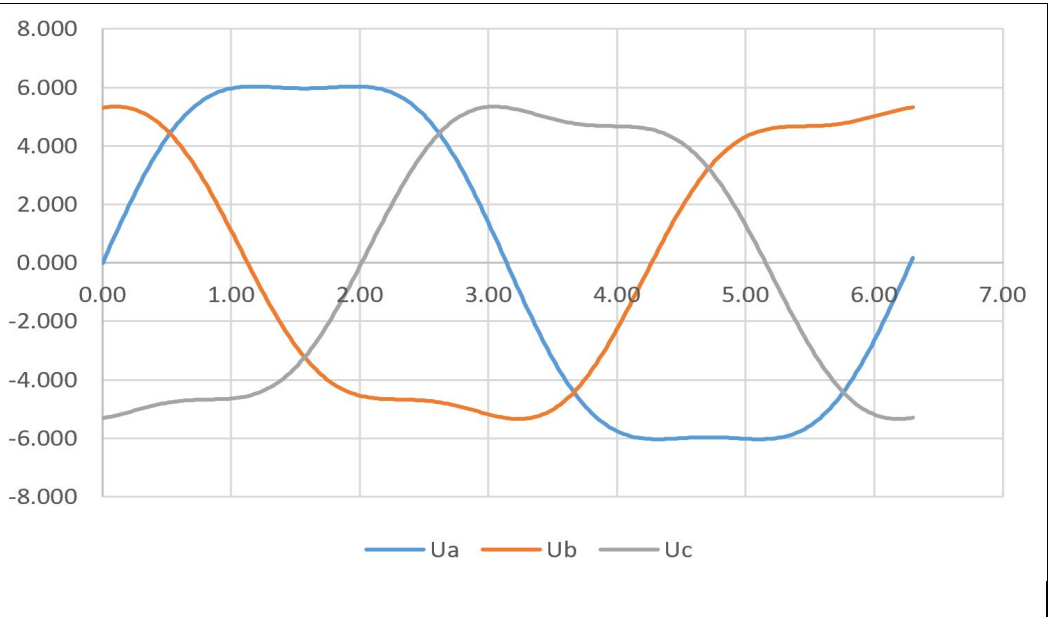
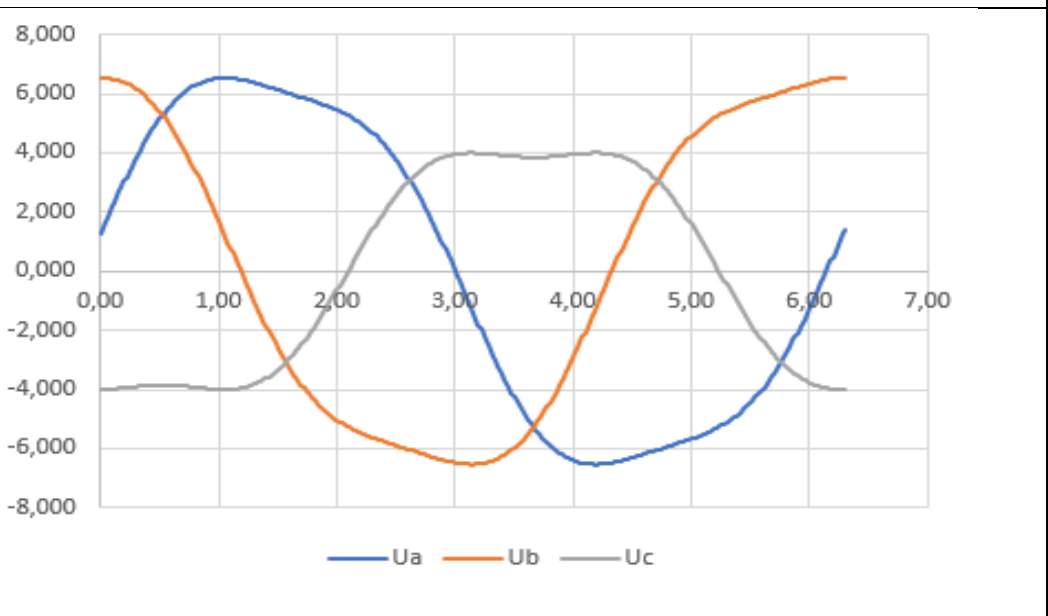
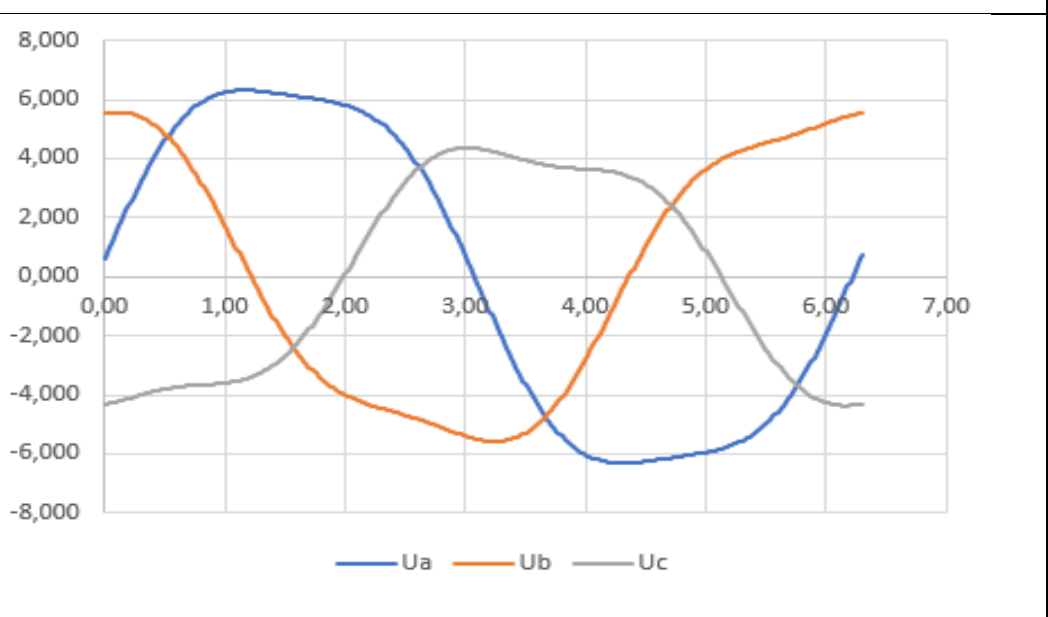
діапазону $0 \leq \Delta \leq \frac{2}{3}\pi$ знайдено мінімуми, які відповідають бажаному

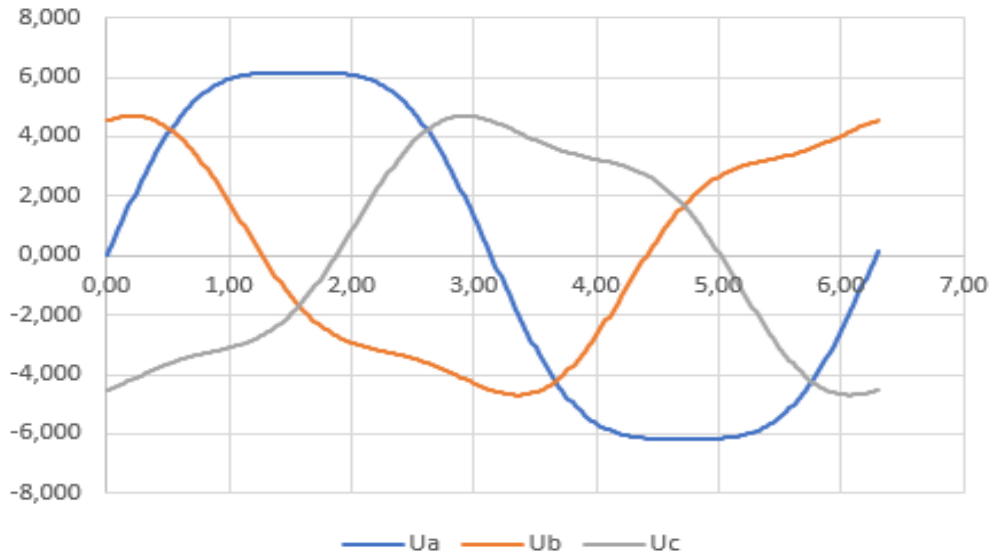
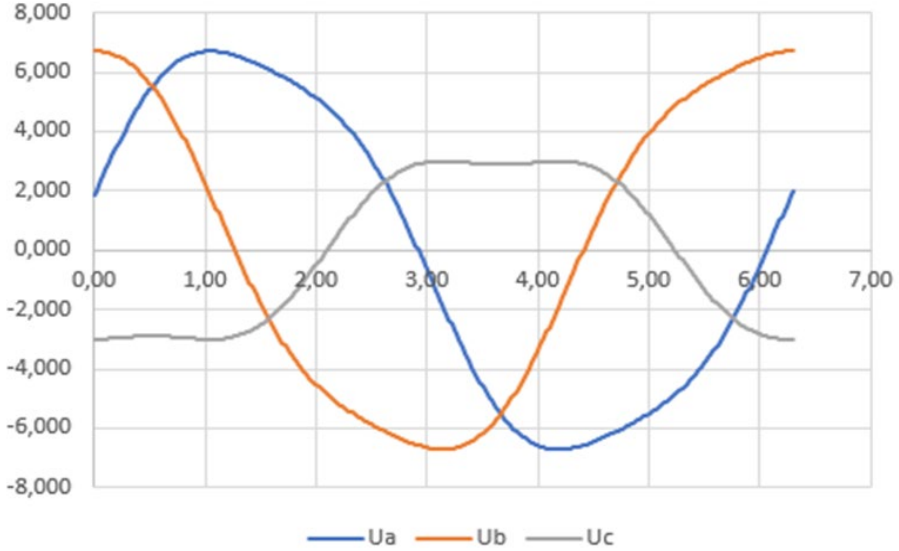
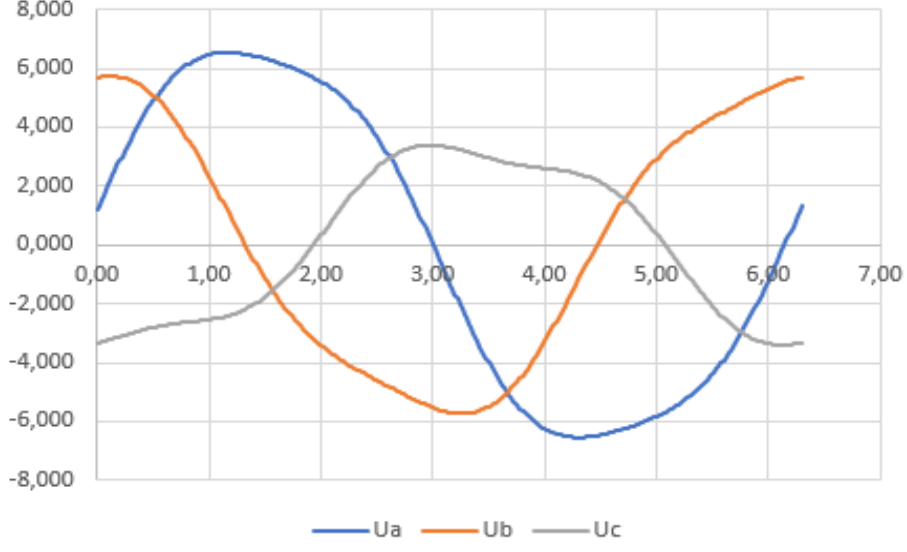
оптимальному зсуву 3-ї гармоніки.

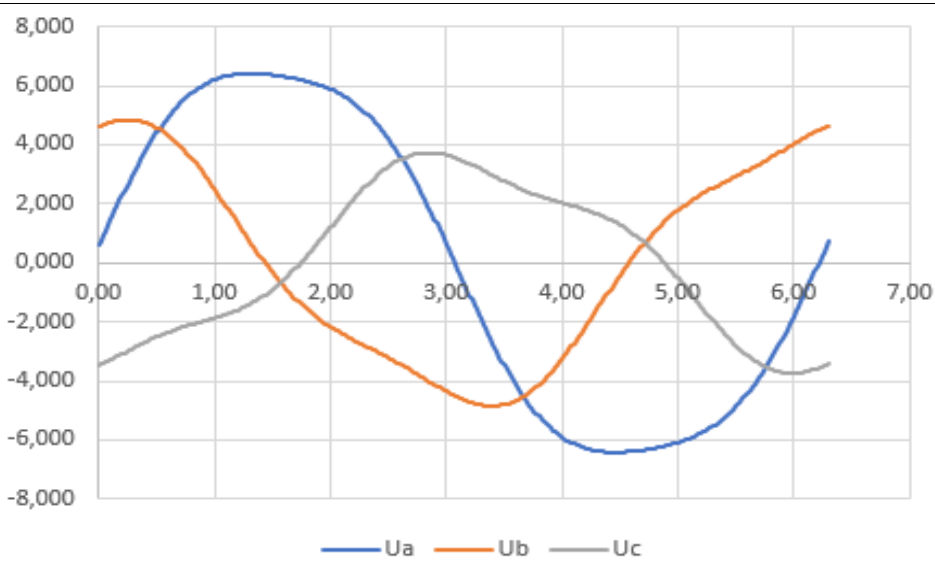
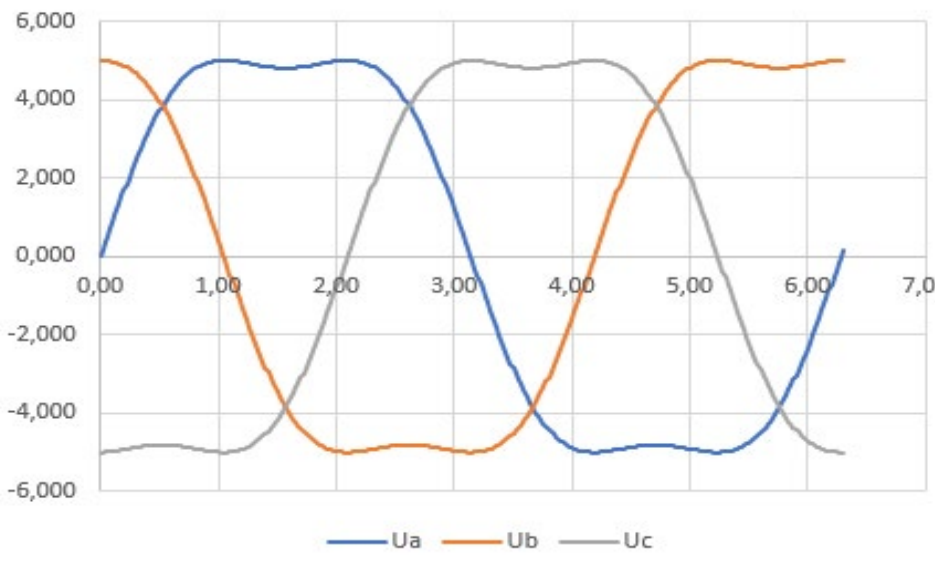
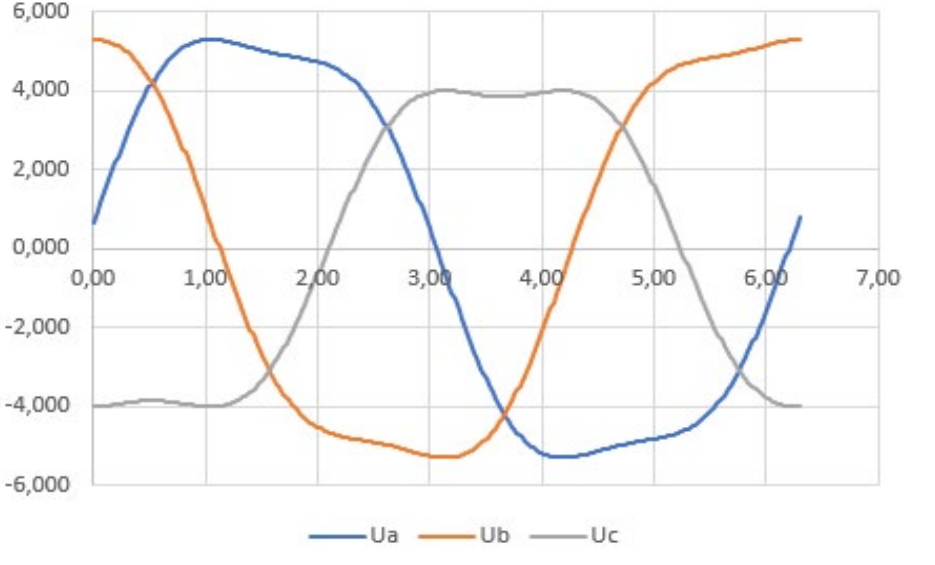
У табл. 4.1 зведено результати пошуку оптимального зсуву 3-ї гармоніки відносно 1-ї при аварій каскадів та використанні методу балансування лінійних напруг для фізично можливих аварійних ситуацій 3-6-каскадних перетворювачів та показано графіки фазних напруг для цього оптимального рішення.

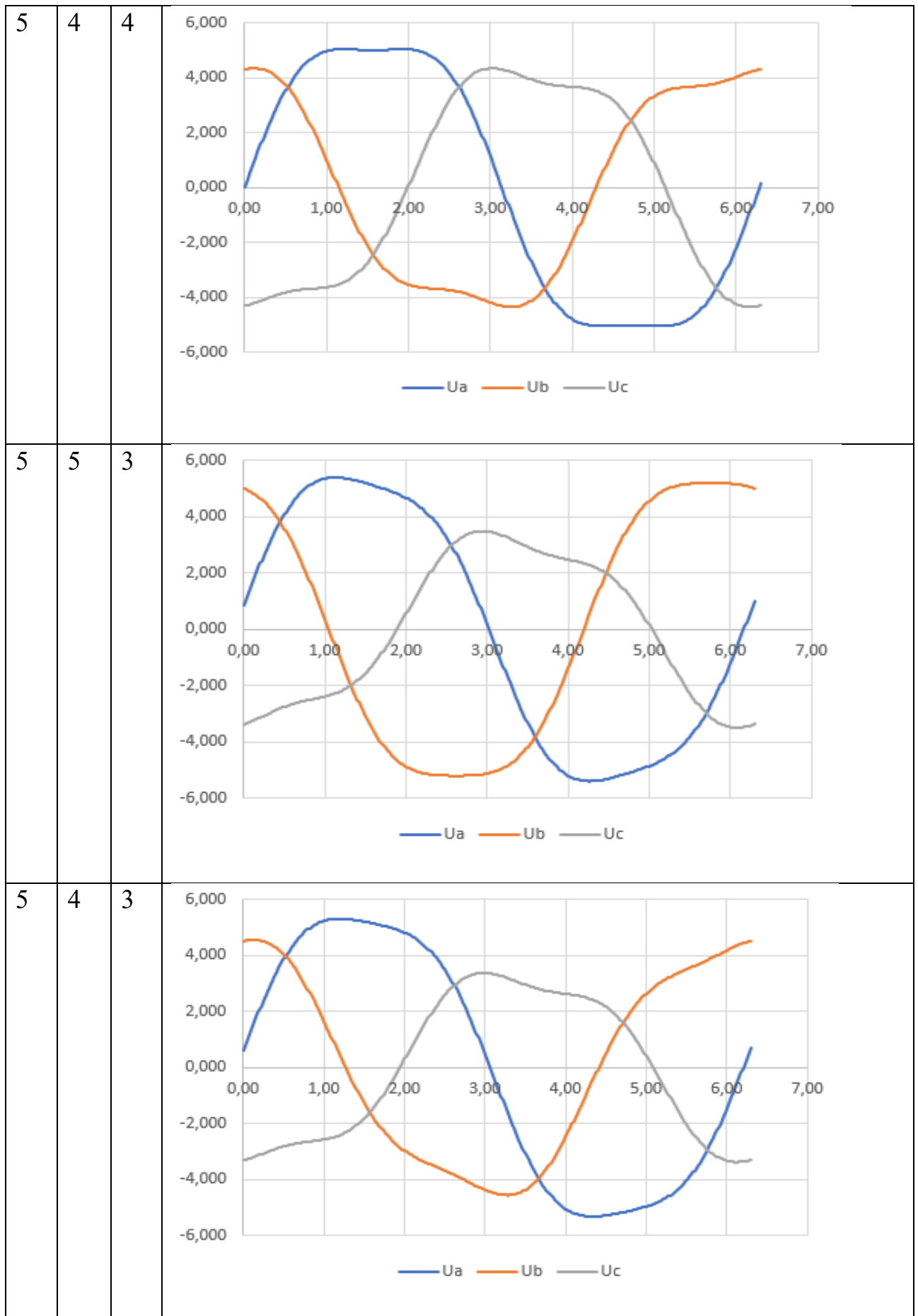
Таблиця 4.1. Графіки оптимальних станів фазних напруг

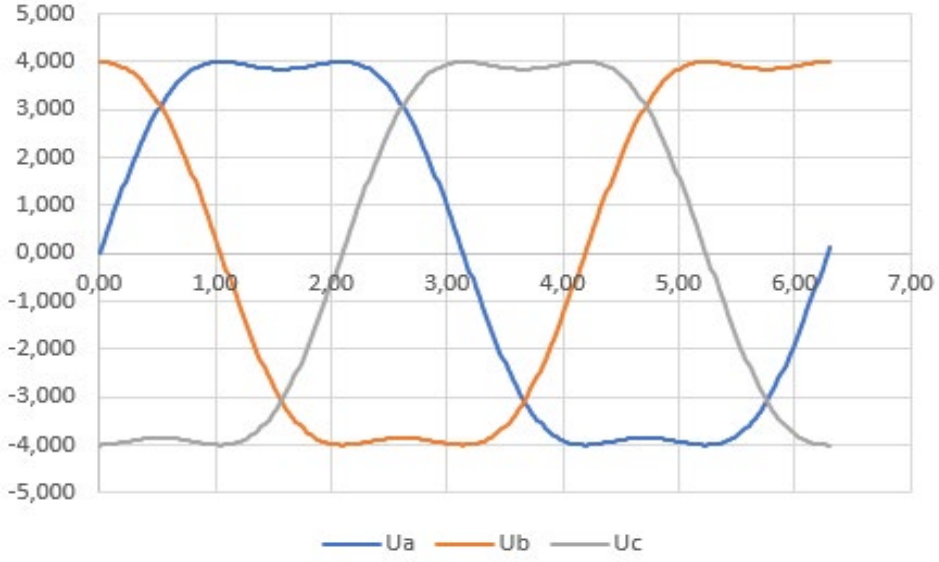
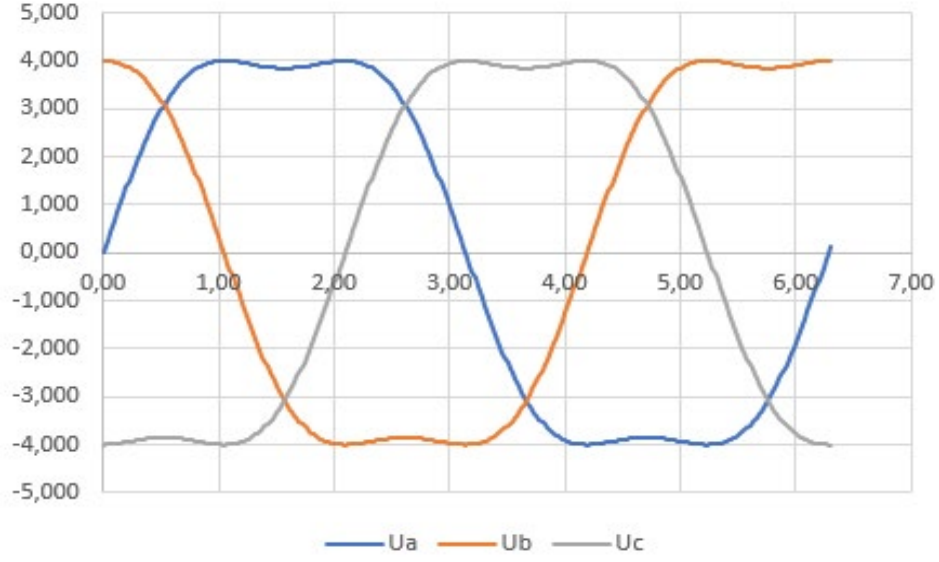
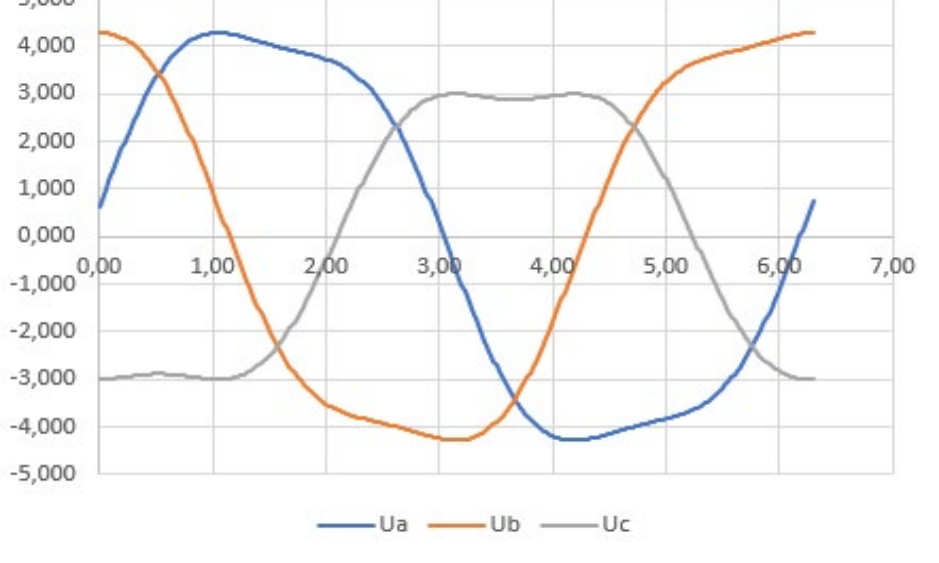
N a	N b	N c	Графіки форми напруг
6	6	6	
6	6	5	

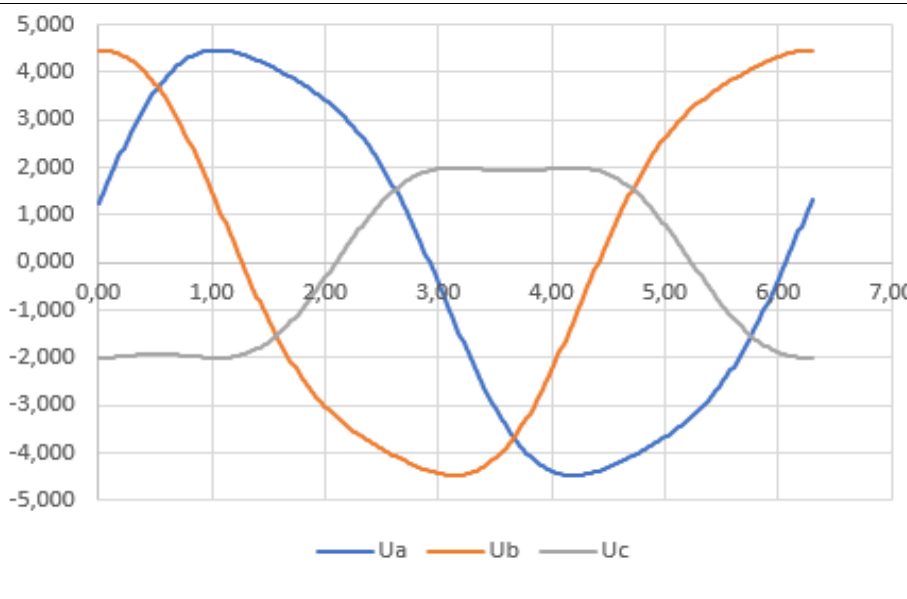
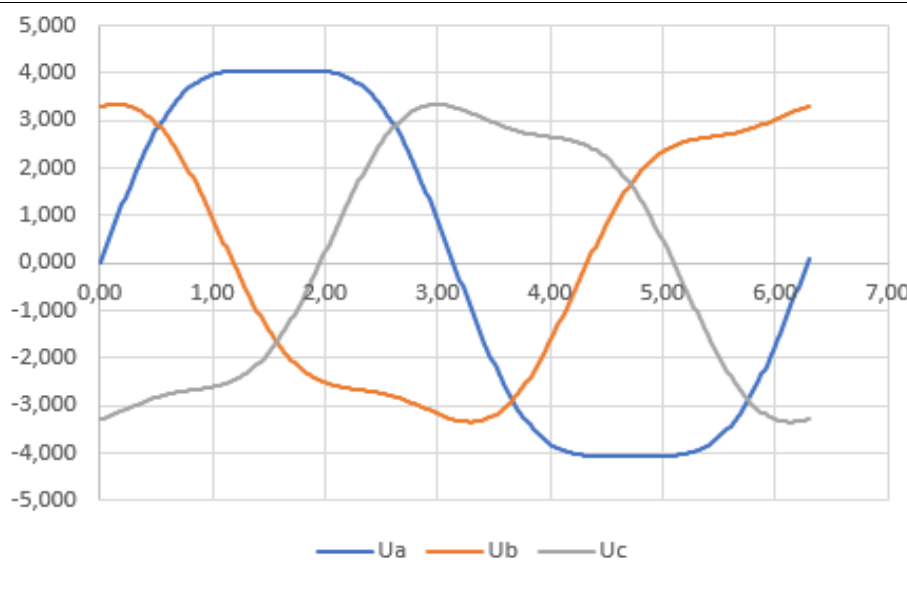
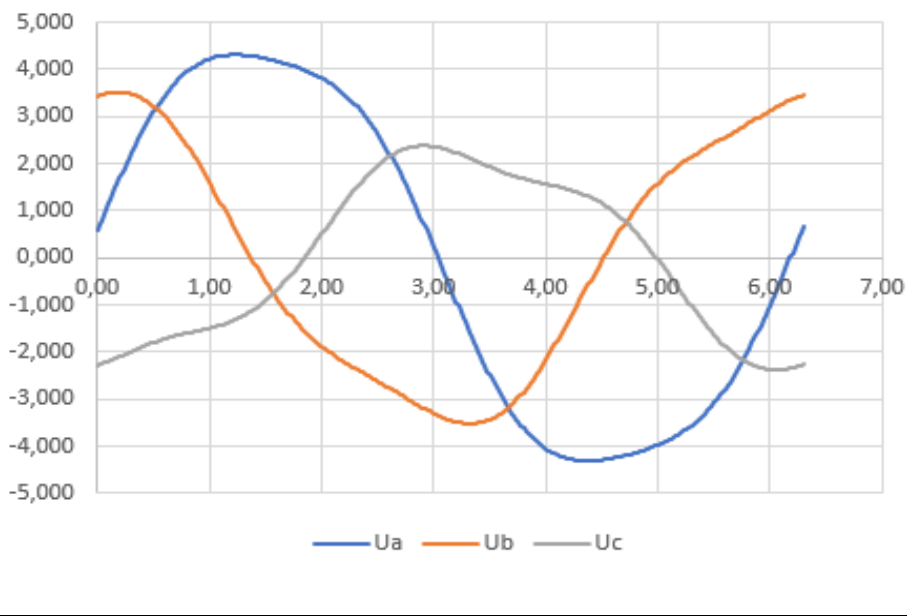
6	5	5	
6	6	4	
6	5	4	

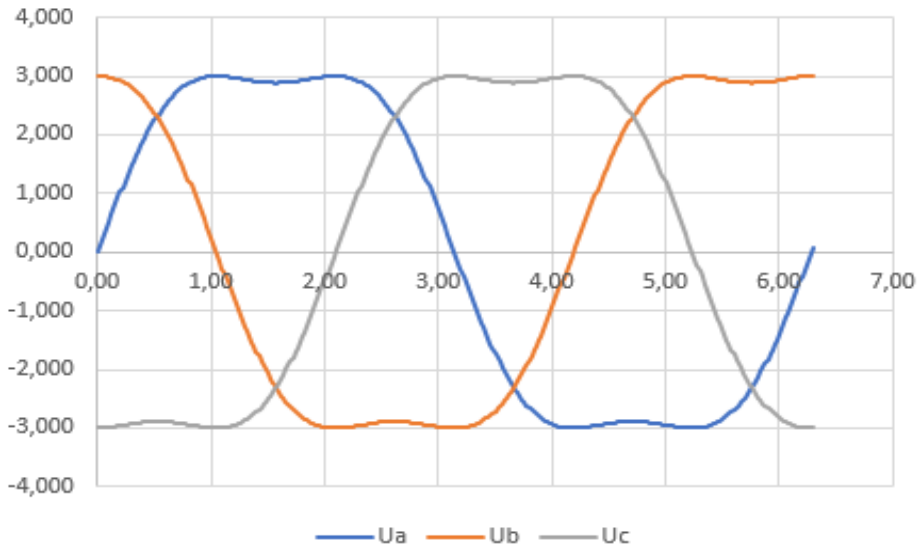
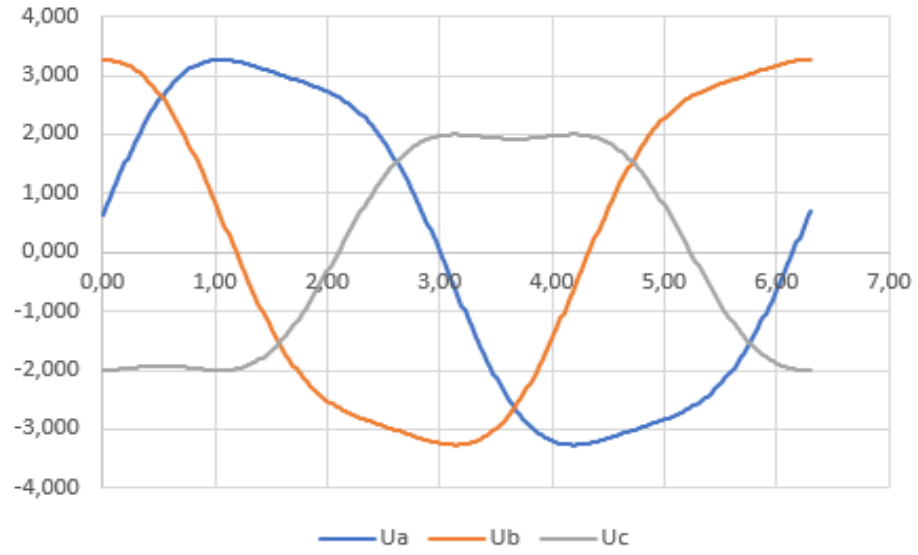
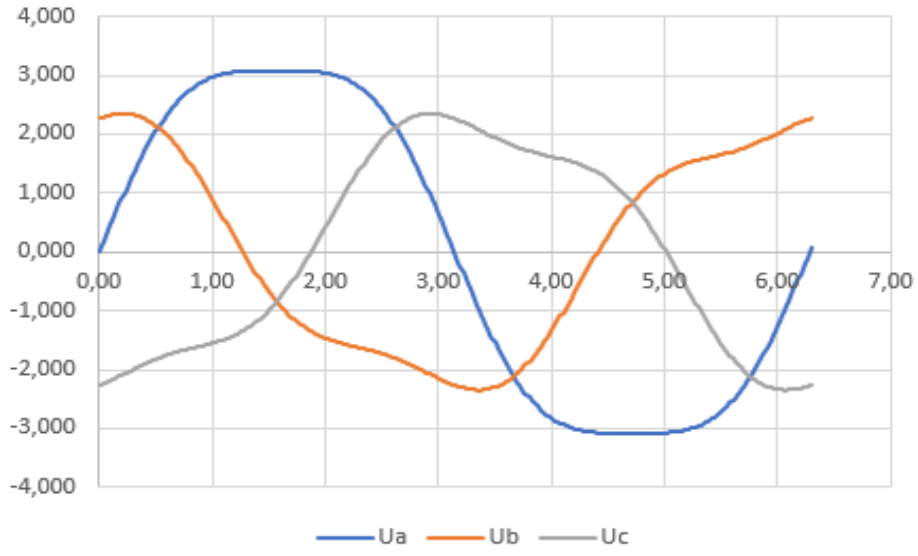
6	4	4	 — Ua — Ub — Uc
6	6	3	 — Ua — Ub — Uc
6	5	3	 — Ua — Ub — Uc

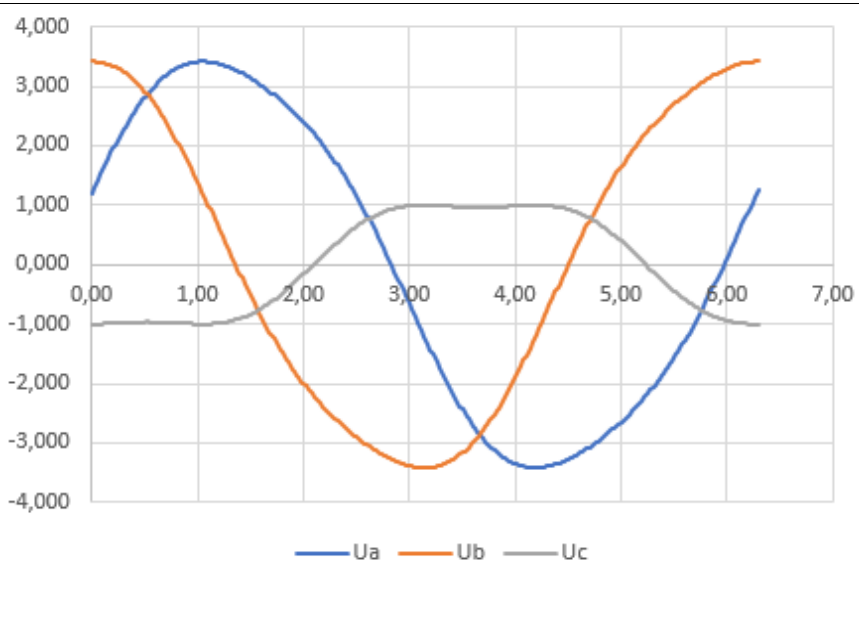
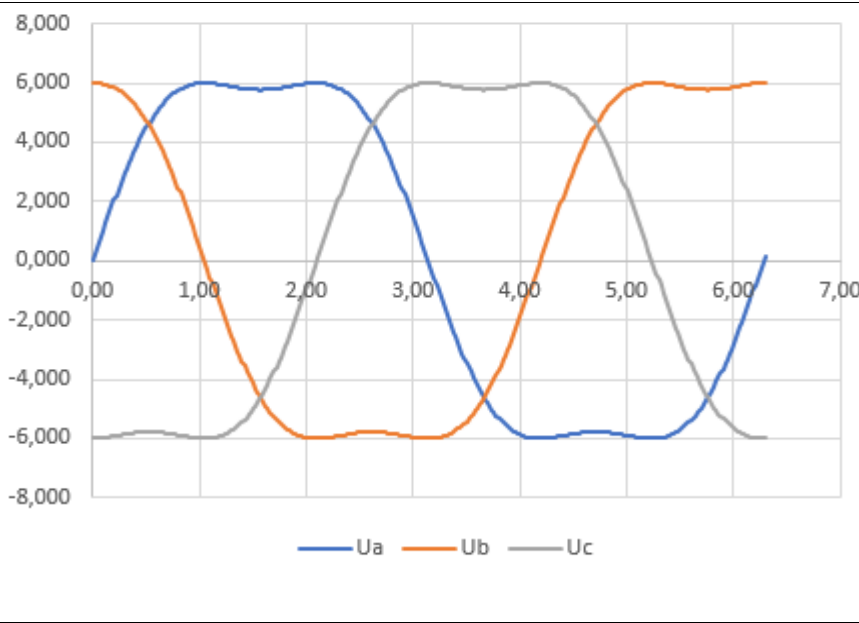
6	4	3	 The graph shows three-phase voltages Ua (blue), Ub (orange), and Uc (grey) over a time interval from 0.00 to 7.00. The y-axis ranges from -8,000 to 8,000. Ua starts at 0, peaks at approximately 6,500 around t=1.5, and reaches a minimum of about -7,000 around t=4.5. Ub starts at approximately 4,500, peaks at about 4,800 around t=0.5, and reaches a minimum of about -5,000 around t=3.5. Uc starts at approximately -3,500, peaks at about 3,500 around t=3, and reaches a minimum of about -4,000 around t=6.
5	5	5	 The graph shows three-phase voltages Ua (blue), Ub (orange), and Uc (grey) over a time interval from 0.00 to 7.00. The y-axis ranges from -6,000 to 6,000. Ua starts at 0, peaks at approximately 4,800 around t=1.5, and reaches a minimum of about -5,000 around t=4.5. Ub starts at approximately 4,800, peaks at about 5,000 around t=0.5, and reaches a minimum of about -5,000 around t=3.5. Uc starts at approximately -5,000, peaks at about 4,800 around t=3, and reaches a minimum of about -5,000 around t=6.
5	5	4	 The graph shows three-phase voltages Ua (blue), Ub (orange), and Uc (grey) over a time interval from 0.00 to 7.00. The y-axis ranges from -6,000 to 6,000. Ua starts at approximately 500, peaks at about 5,200 around t=1.5, and reaches a minimum of about -5,500 around t=4.5. Ub starts at approximately 5,200, peaks at about 5,500 around t=0.5, and reaches a minimum of about -5,500 around t=3.5. Uc starts at approximately -4,000, peaks at about 4,000 around t=3, and reaches a minimum of about -4,000 around t=6.

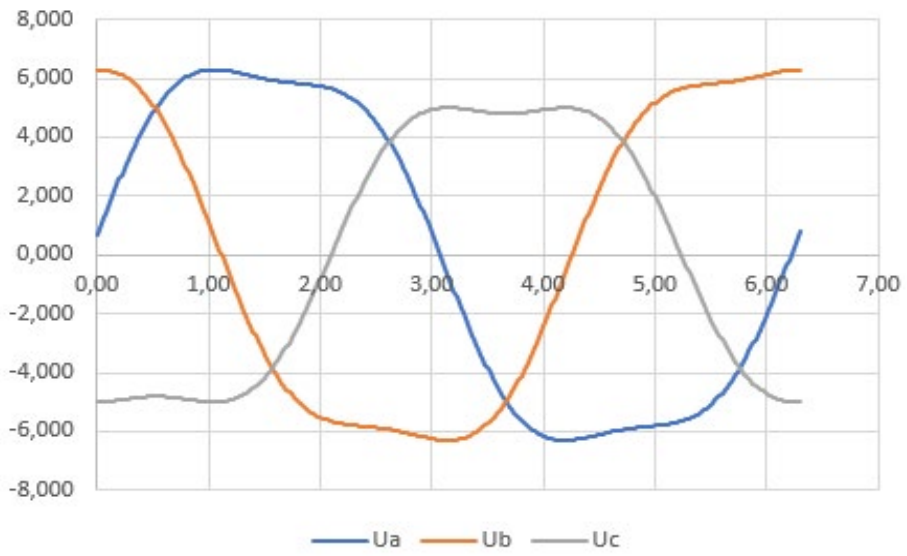
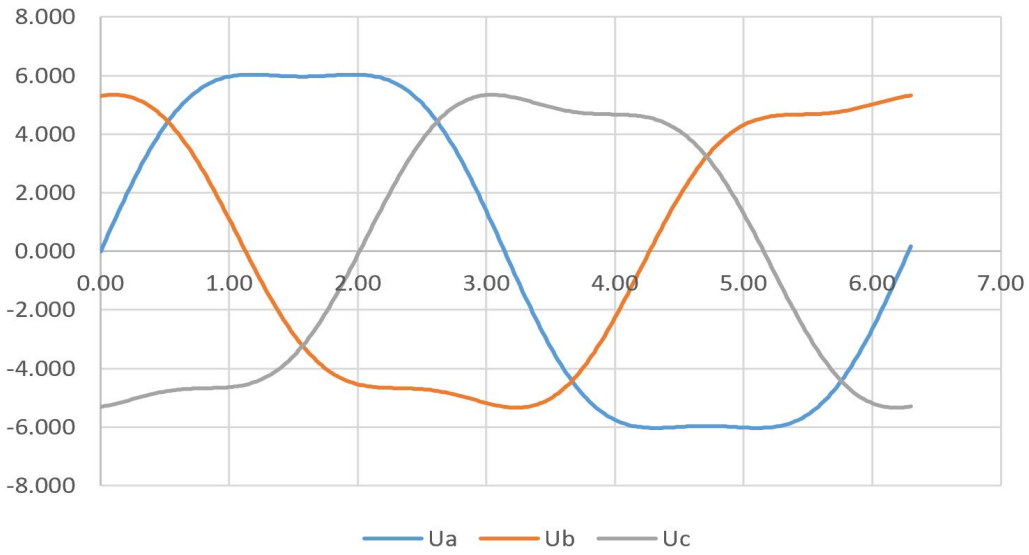
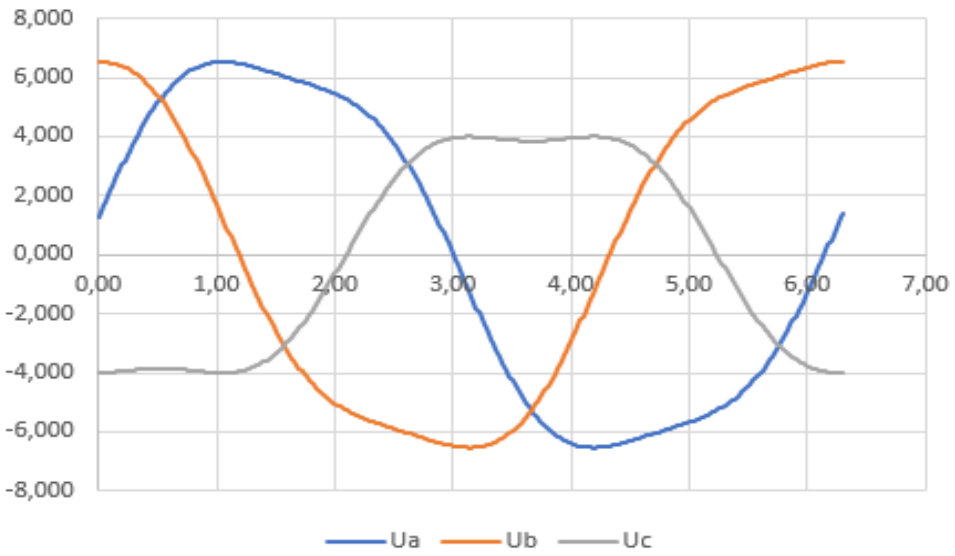


5	3	3	 — Ua — Ub — Uc
4	4	4	 — Ua — Ub — Uc
4	4	3	 — Ua — Ub — Uc

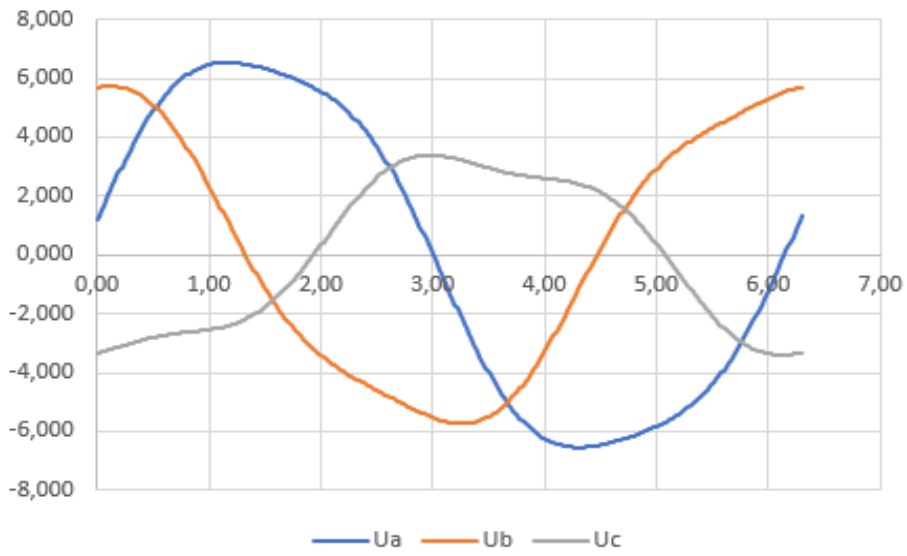
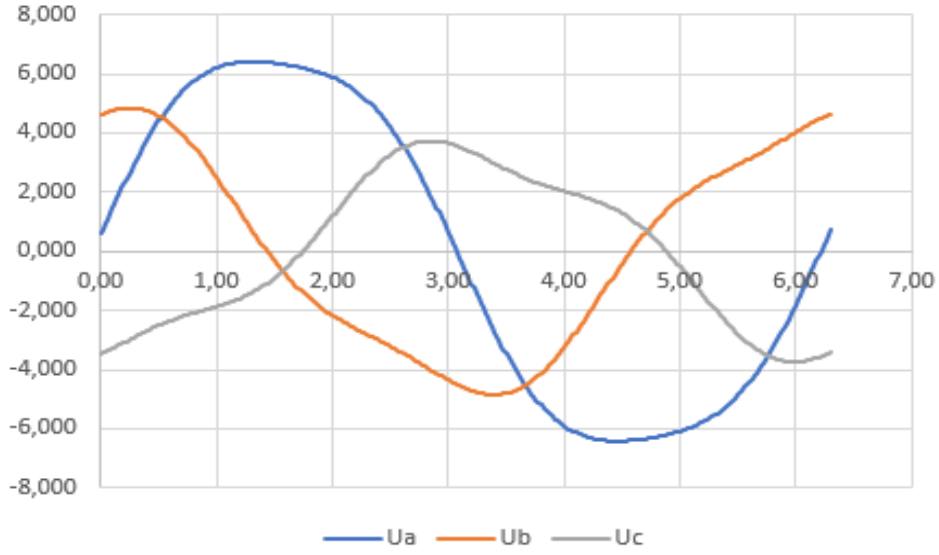
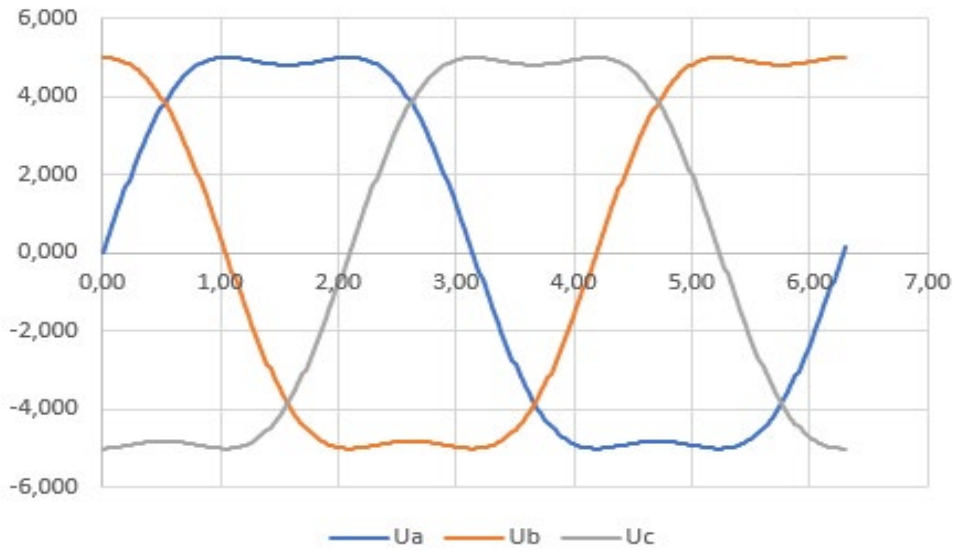
4	4	2	
4	3	3	
4	3	2	

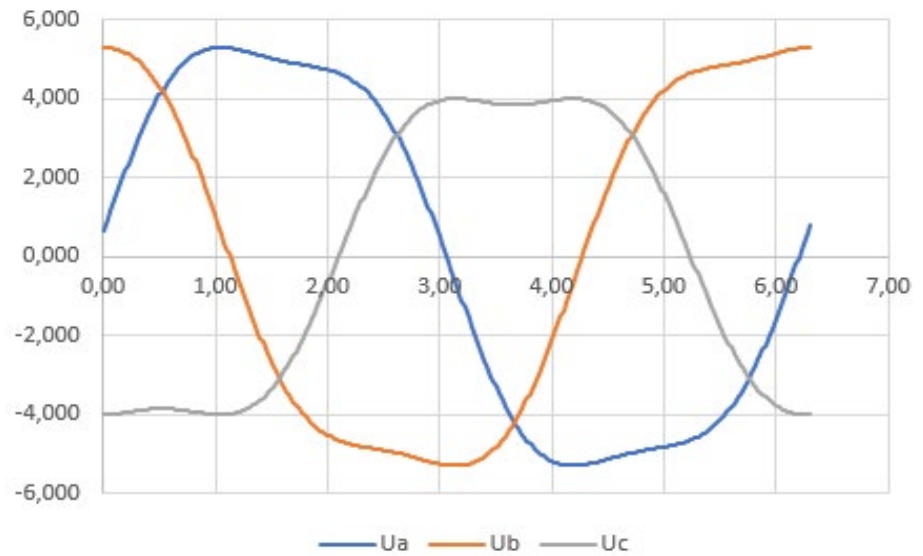
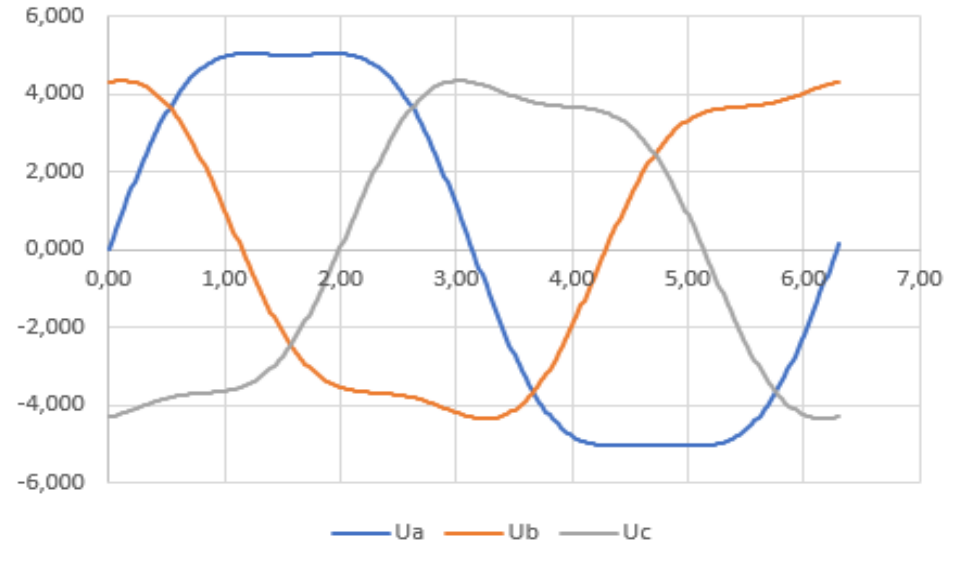
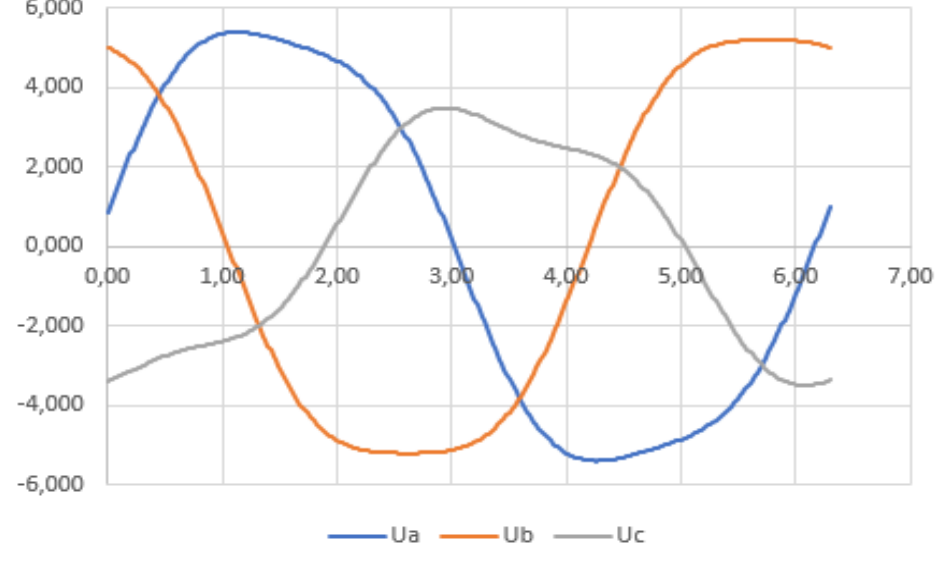
3	3	3	 Graph showing three-phase voltage waveforms U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0,00 to 7,00. The y-axis ranges from -4,000 to 4,000. The waveforms are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.
3	3	2	 Graph showing three-phase voltage waveforms U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0,00 to 7,00. The y-axis ranges from -4,000 to 4,000. The waveforms are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.
3	2	2	 Graph showing three-phase voltage waveforms U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0,00 to 7,00. The y-axis ranges from -4,000 to 4,000. The waveforms are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.

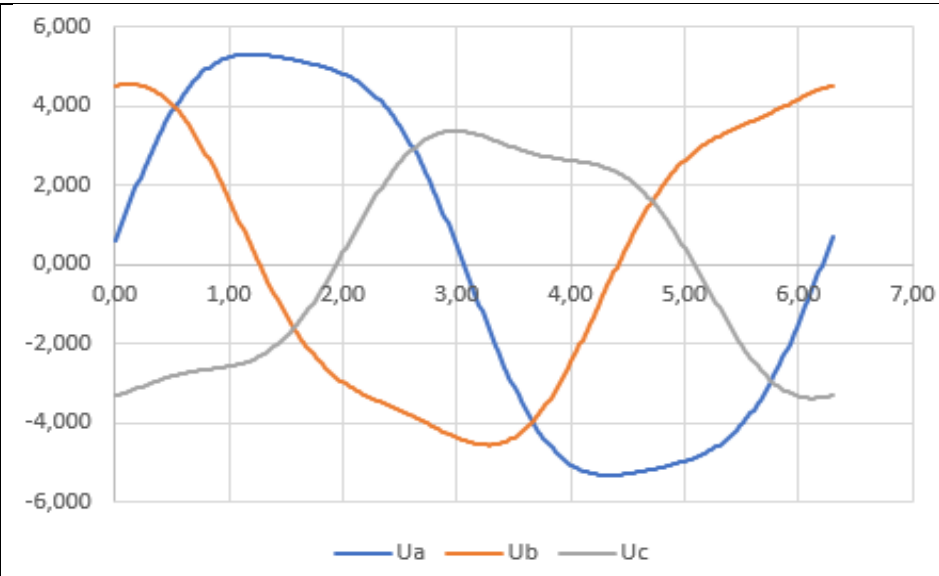
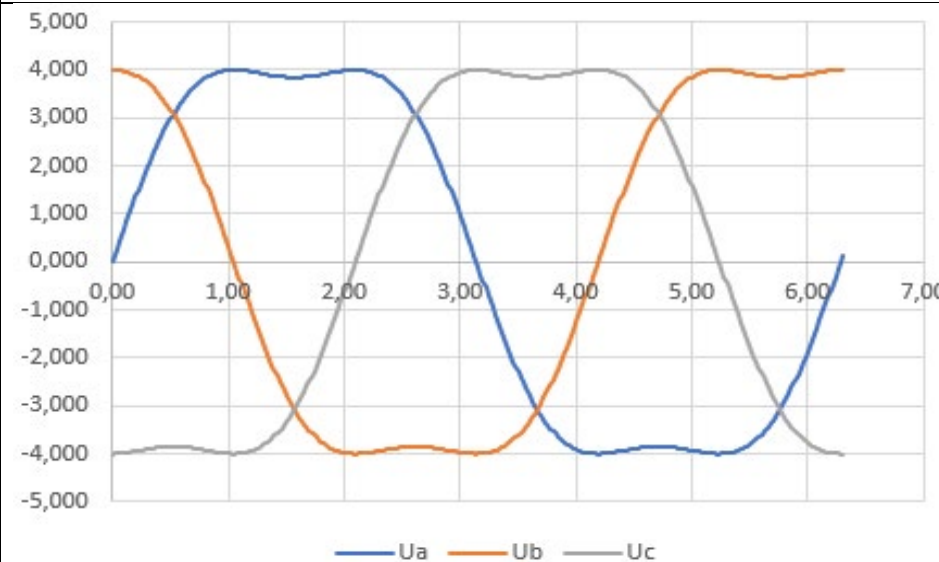
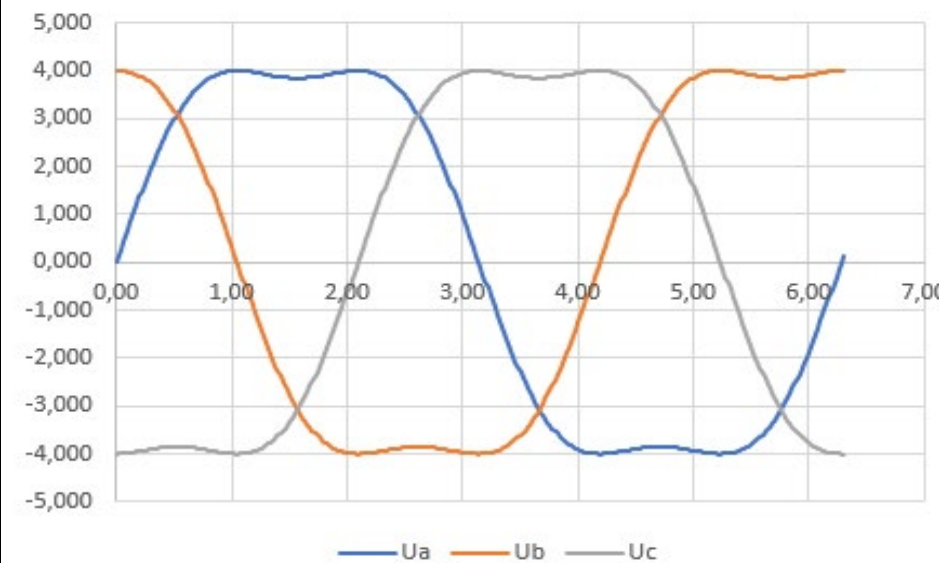
3	3	1	
N a	N b	N c	Графіки форми напруг
6	6	6	

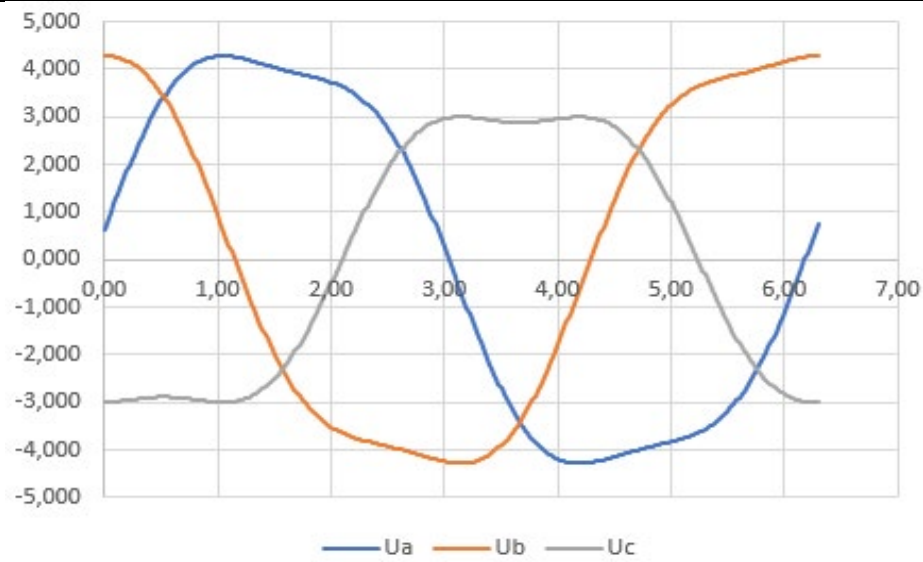
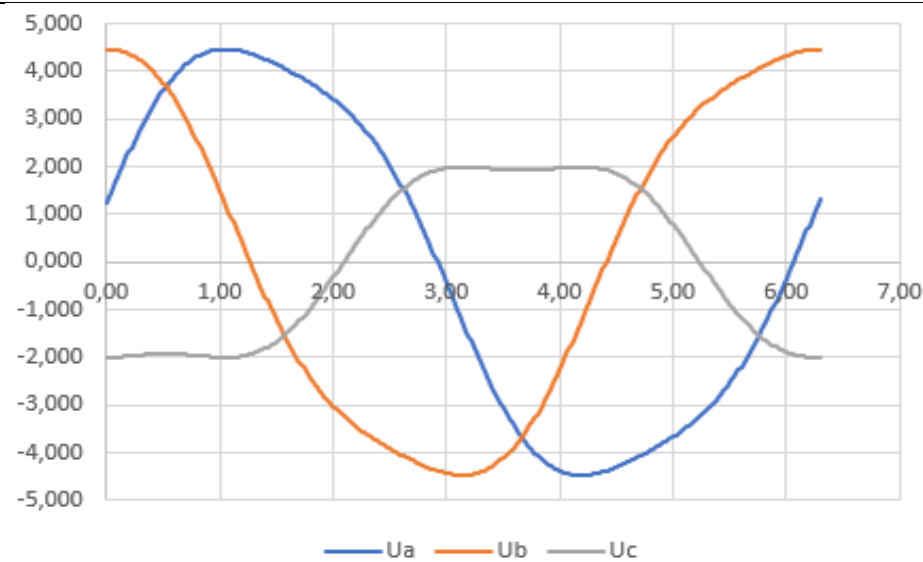
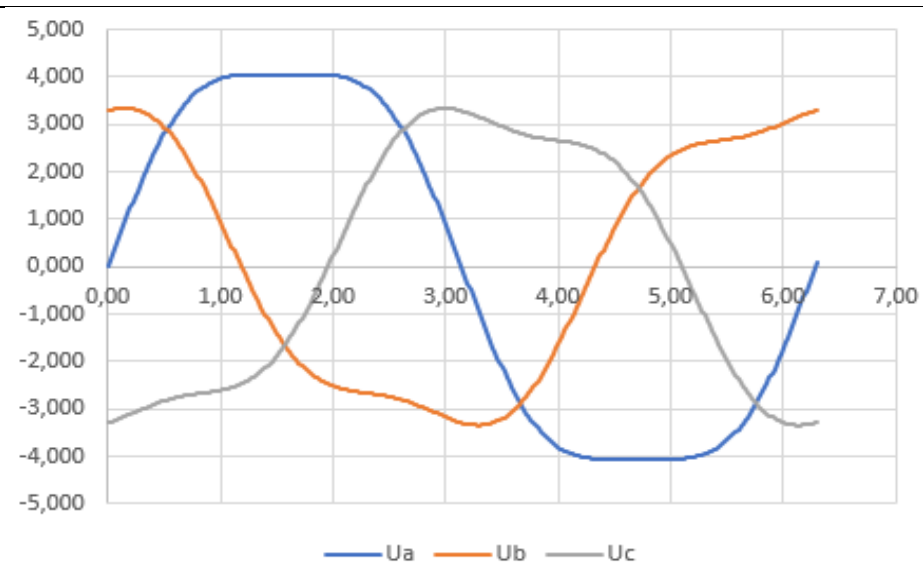
6	6	5	 Graph showing three-phase voltages U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0.00 to 7.00, and the y-axis ranges from -8000 to 8000. The voltages are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.
6	5	5	 Graph showing three-phase voltages U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0.00 to 7.00, and the y-axis ranges from -8000 to 8000. The voltages are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.
6	6	4	 Graph showing three-phase voltages U_a (blue), U_b (orange), and U_c (grey) over time. The x-axis ranges from 0.00 to 7.00, and the y-axis ranges from -8000 to 8000. The voltages are sinusoidal and phase-shifted by 120 degrees.

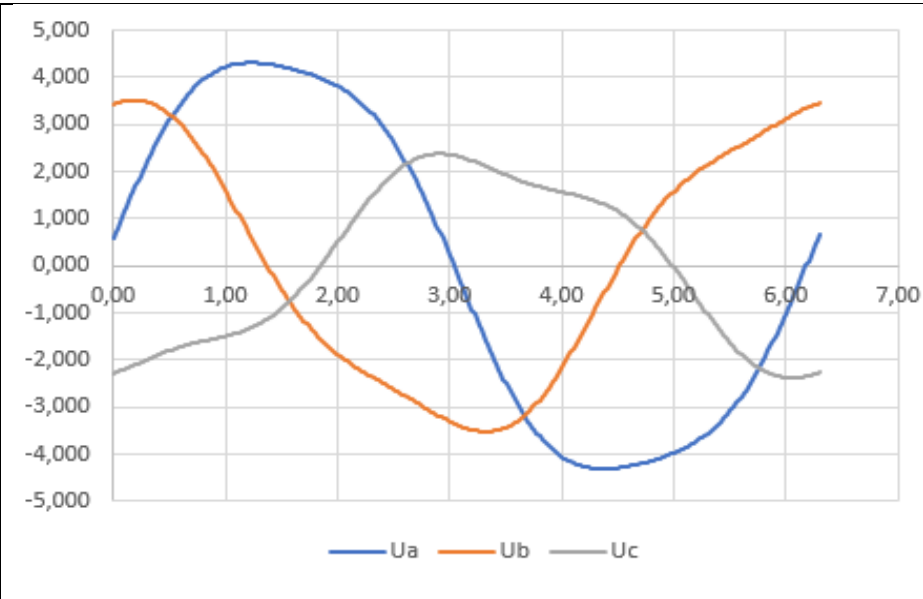
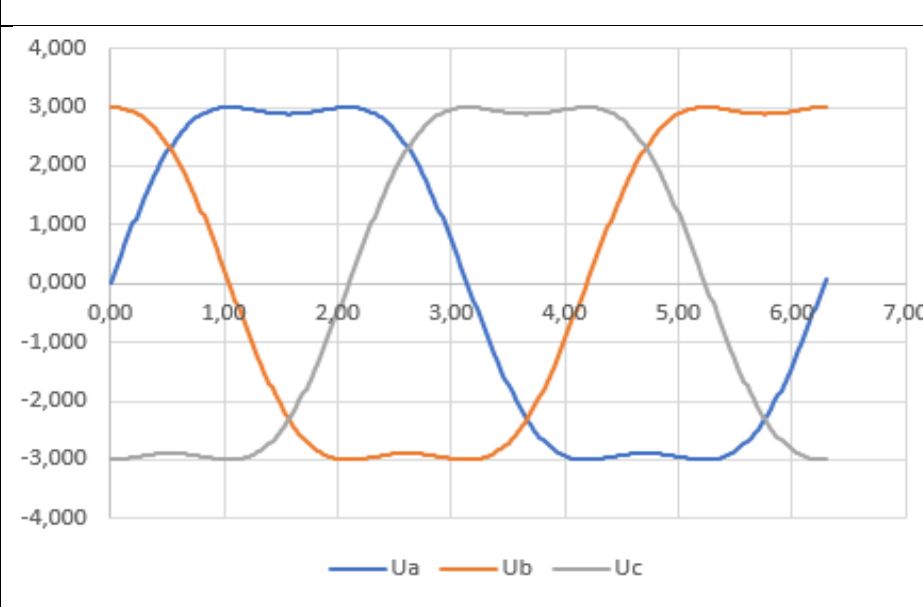
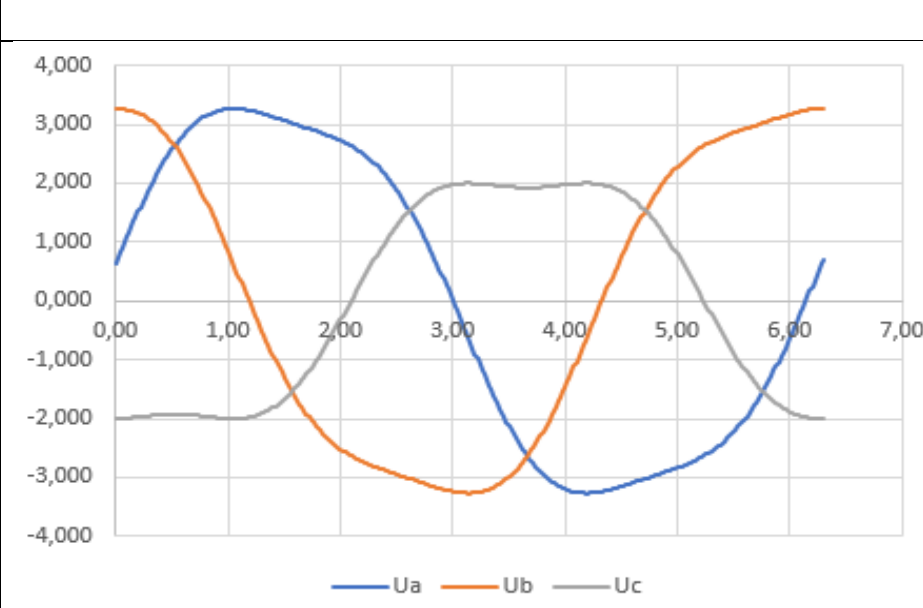
6	5	4	
6	4	4	
6	6	3	

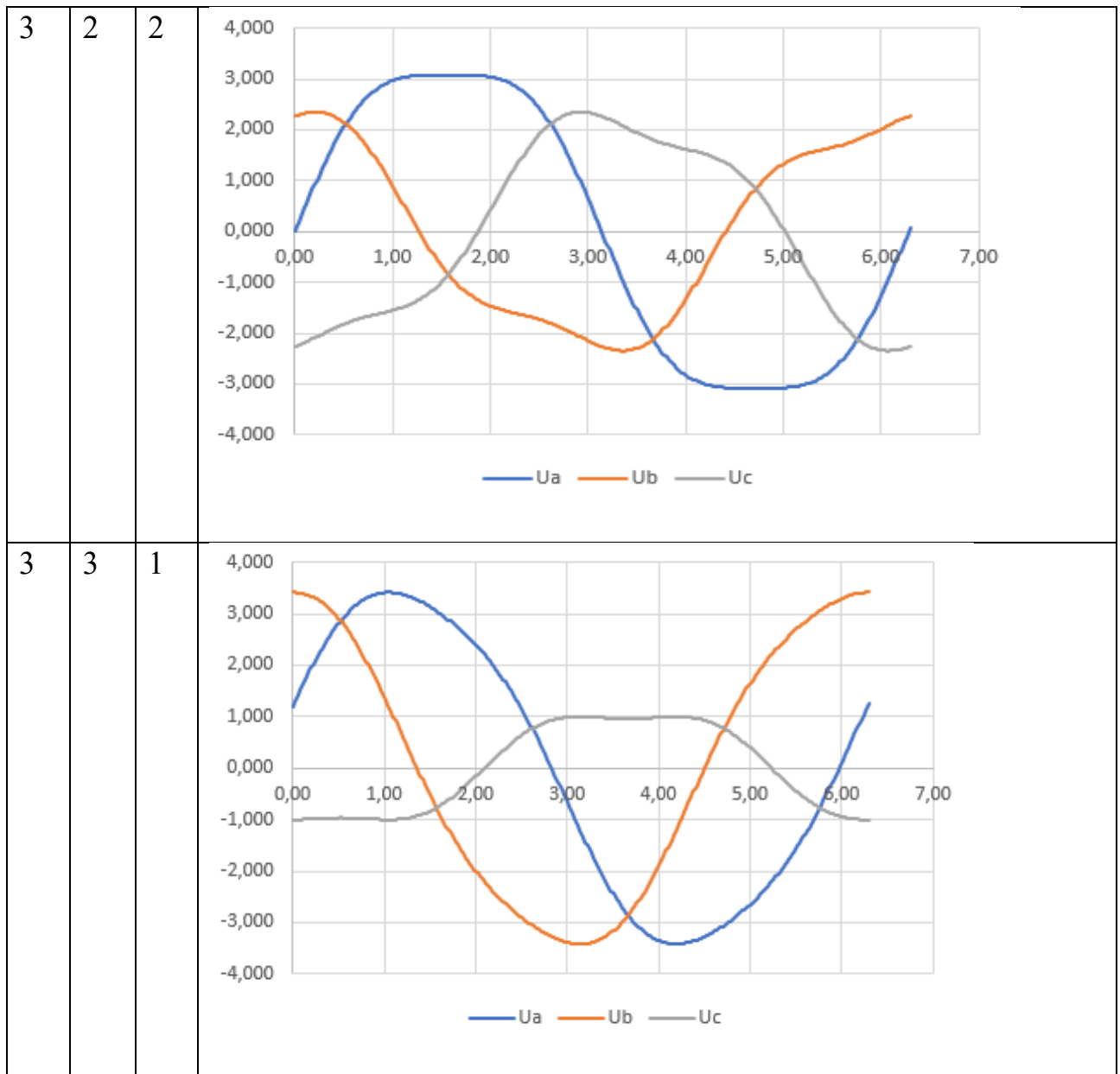
6	5	3	
6	4	3	
5	5	5	

5	5	4	
5	4	4	
5	5	3	

5	4	3	
5	3	3	
4	4	4	

4	4	3	 — Ua — Ub — Uc
4	4	2	 — Ua — Ub — Uc
4	3	3	 — Ua — Ub — Uc

4	3	2	
3	3	3	
3	3	2	



В результаті проведеного аналізу основних варіантів аварій силових комірок каскадів, які наведені у таблиці 4.1, розраховано коефіцієнти перевищення напруги в фазах $U_{\min}$, які зведено у табл. 4.2. Так як за методом додавання 3-ї гармоніки в штатному можливо скомпенсувати 15.47 % від першої основної гармоніки напруги, то в аварійних режимах із-за деформації форми сигналів цей показник зменшується в $1/U_{\min}$ разів. Максимальне діюче значення 1-ї гармоніки складає $U = 1.1547/U_{\min}$. Тому при деяких типах аварій, коли $U_{\min} > 1.1547$, використання методу додавання 3-ї гармоніки недоцільно. В таких випадках необхідно використовувати тільки синусоїдальну. ШІМ.

Таблиця 4.2 - Основні варіанти аварій силових комірок каскадів.

						Q=Nmin/6	
Na	Nb	Nc	U*			Δ	Umin
6	6	6	1,00000			0,0000	1,0000
6	6	5	0,94151			0,0938	1,0497
6	5	5	0,88490			0,0000	1,0682
6	6	4	0,87766			0,1838	1,0887
6	5	4	0,82141			0,0880	1,1059
6	4	4	0,75459			0,0000	1,1727
6	6	3	0,80902			0,2709	1,1180
6	5	3	0,75107			0,1717	1,1405
6	4	3	0,67339			0,0835	1,2274
5	5	5	1,00000			0,0000	1,0000
5	5	4	0,92915			0,1121	1,0583
5	4	4	0,86056			0,0000	1,0855
5	5	3	0,86056			0,1515	1,0839
5	4	3	0,78132			0,1036	1,1336
5	3	3	0,69149			0,0000	1,2310
4	4	4	1,00000			0,0000	1,0000
4	4	3	0,91022			0,1392	1,0704
4	4	2	0,80902			0,2709	1,1180
4	3	3	0,82275			0,0000	1,1145
4	3	2	0,71534			0,1264	1,1829
3	3	3	1,00000			0,0000	1,0000
3	3	2	0,87766			0,1838	1,0887
3	2	2	0,75459			0,0000	1,1727
3	3	1	0,73594			0,3562	1,1386

Проаналізувавши всі можливі варіанти аварій у каскадах, ми прийшли до висновку, що у деяких випадках які у таблиці 4.1 помічені жовтим кольором, у цих випадках форми напруги деформуються настільки, що мережевої напруги не вистачає, щоб скомпенсувати цю аварію за методом додавання 3-ї гармоніки.

ВИСНОВКИ

В даній роботі були вирішені усі поставлені задачі. В чотирьох розділах дипломної роботи розглядалися питання вибору топології перетворювача частоти. Були розглянуті та проаналізовані методи ШІМ, а також проведене порівняння скалярного та векторного керування. Дана робота спрямована на дослідження динамічних процесів високовольтних перетворювачів частоти, а саме на компенсацію аварійних ситуацій в багаторівневих високовольтних перетворювачах частоти, які побудовано за каскадною топологією. В даній роботі були розібрані різні види перетворювачів частоти, їх топології, методи керування. В ній використовувався метод просторово – векторної корекції для уникнення аварійного режиму в даній симуляції.

В першому розділі був зроблений огляд основні топології сучасних електронних перетворювачів частоти таких як безпосередні перетворювачі частоти та ПЧ з проміжною ланкою потійного струму, а також були розглянуті їх переваги та недоліки. Для використання високої напруги на сучасних судах необхідно пам'ятати про високі фінансові затрати на систему управління, але це економія на кабелях, та на деяких типах судів як контейнеровози використання високої напруги дуже поширене через високе енергоспоживання та встановлення низьковольтного обладнання буде не економічним та не практичним.

В другому розділі були розглянуті основні топології високовольтних перетворювачів частоти а також багаторівневий ПЧ з каскадною топологією. Вона являється більш надійною та дешевою, на відміну від попередніх. Основною особливістю якої являється можливість роботи при відказі (аварії) декількох секцій. Саме тому на ній і зупинився вибір.

В третьому розділі були розглянуті основні методи реалізації ШІМ, аналізований спосіб широтно-імпульсної модуляції змінного напруги здійснює придушення певних гармонік, чим покращує гармонійний склад напруги живлення і тим самим енергетичні показники, а також дозволяє сформувати симетричну трифазну систему як для фазних, так і для лінійних напруг. Інші способи не дозволяють отримати симетричну трифазну систему напруги. Кут регулювання може змінюватися за будь-яким законом: лінійному, пропорційному,

прямокутному, синусоїдальному. У даному розділі був розглянутий та проаналізований електропривод змінного струму з ШІМ керуванням. Також ми провели аналіз порівняння скалярного та векторного управління та прийшли до висновку що векторне управління на низькій частоті управління підтримує хороші показники регулювання, такі як швидкість регулювання 1 секунда, перерегулювання 5%, стабільний електромагнітний момент. Скалярне керування на низькій частоті управління має нижчі показники регулювання: час регулювання становило 1,5 секунди, перерегулювання 10%. Також з'явилися високочастотні коливання, які негативно позначаються на точності регулювання швидкості. У результаті можна дійти невтішного висновку, що скалярне управління асинхронним двигуном на низькій частоті управління підходить тільки у випадках, коли не потрібно підтримувати високу точність перехідних характеристик і стабільний момент, в інших випадках потрібно застосовувати векторне керування.

В останньому розділі дипломної роботи було детально розібрано модель асинхронного електропривода “ас3” в пакеті програм MATLAB/SIMULINK у якій алгоритм векторного керування впроваджений як математичний модуль до якого немає доступу через численні матричні перетворення, який не може бути відредагований, його не можливо розібрати на окремі ланки, тому ми вирішили використовувати штатну модель “ас3” та модифікували її для багаторівневого каскадного перетворювача частоти, яка відображається ланцюгом послідовних передач сигналів – “gates logic” => “SVPWM” => “F. O. C.” => main mask “ас3”, знайшли сигнали які відповідають керуванню та витягли їх після модуля розрахунку Field Oriented Control (F.O.C.) та модифікували ці сигнали для багаторівневого каскадного перетворювача частоти у тому числі для штатного та аварійних режимів роботи. У результаті моделювання отримали декілька перехідних процесів у яких ми намагалися отримати модель без шуму та спотворення форми напруг та графіку моменту на валу двигуна, при оптимальному налаштуванні з підвищеною напругою живлення Н-мостів 750/5

В ми отримали “чисті” перехідні процеси, така модель працює як і в штатному так і в аварійному режимі.

В роботі представлені таблиці, графіки та моделі, які пояснюють принципи реалізації методу балансування напруги в аварійних ситуаціях при використанні векторного керування.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Высоковольтный преобразователь частоты с многоуровневым формированием выходного напряжения В.И. Костенко, А.А. Шавёлкин, Д.Н. Мирошник Донецкий национальный технический университет, 2003, - 5 с.
2. Анализ энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ, Баховцев И.А., 2017, - 452 с.
3. Glazeva O V 2018 The use of high-voltage frequency converters as a method of increasing the energy efficiency index at the marine industry Materials of the scientific-methodical conference “Ship engineering, electronics and automation” pp 70–78.
4. Бушер, В., Глазева, О. Дослідження нормальних та аварійних режимів роботи суднових високовольтних перетворювачів частоти / В. В. Бушер, О. В. Глазева // «Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» ISSN 2079-8024. – Х.: НТУ «ХПІ», 2020, № 4 (1358). – С.40–46. <https://doi.org/10.20998/2079-8024.2020.4.06>
5. Busher, V., Chorny, O., Glazeva, O., Tytiuk, V., Kuznetsov, V. G. and Tryputen, N. Optimal Control Method of High-Voltage Frequency Converters with Damaged Cells / 15th International Scientific and Technical Conference “Problems of the railway transport mechanics PRTM2020”. – October 22–23, 2020, Dnipro National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan (DIIT), 2020, Sci. Eng. 985 012021 – pp.1–10 <https://doi.org/10.1088/1757-899X/985/1/012021>
6. Карпеленя, А.О. Бушер, В.В. Захарченко, В.М. Глазева, О.В. Оптимізація використання просторово-векторної модуляції при компенсації аварій в високовольтних каскадних перетворювачах частоти [Текст] / А.О. Карпеленя, В.В. Бушер, В.М. Захарченко, О.В. Глазева // Матеріали X міжнародної науково-технічної конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика», 24.11.2020 - 25.11.2020. – Одеса: НУ «ОМА», 2020. – С.128-132 http://femire.onma.edu.ua/docs/conf/Материалы%20конф_2020.pdf Google Scholar, конференція SEEAA-2020

7. Бушер В. Особенности высоковольтных каскадных преобразователей частоты при компенсации повреждения H-модулей / В. В. Бушер, Н. Й. Муха, А. И. Шестака // 3rd International Scientific and Technological Conference "Modern problems of power engineering and ways of solving them", 7th – 10th of June 2021. Energy. ISSN 1512-0120, E ISSN 1987 - 8257 – Georgian Technical University, Tbilisi, Georgia. – No. 2 (98) part I / 2021, p. 29–34. http://www.energyonline.ge/2020/ENERGY_MPPE_21_2_2021_Part_I.pdf

8. V. Busher, A. Shestaka, O. Chorny, O. Glazeva, L. Melnikova and V. Tytiuk, "Method of Space Vector Pulse Width Modulation in High Voltage Cascaded Frequency Converter with Damaged H-cells," 2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES), 2021, pp. 1-5, <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598782>

9. Бормотов А. Современные силовые полупроводниковые приборы для энергоэффективных технологий / А. Гришанин, В. Мартыненко, В. Мускитиев: Наука, Технология, Бизнес. – 2010. - № 8. – С. 36-44.

10. Colak I. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes / I. Colak, E. Kabalci, R. Bayindir // Energy Conversion and Management. – 2011 – Vol. 52 – P. 1114-1128.

11. Peng F.Z. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing, IEEE Transactions on Industrial Electronics – 2001. – Vol. 37, iss. 2. – P. 611-618

12. Kazmierkowski M.P. High-Performance Motor Drives / M.P. Kazmierkowski, L.G. Franquelo, J. Rodrigues, M.A. Perez, J.I. Leon // IEEE Industrial Electronics Magazine. September. – 2011. № 5(3) – P. 6-26.

13. Эпоха многоуровневых конверторов. – Силовая электроника. Бюллетень № 1 (53), 2009 – С. 1-3.

14. Колпаков, А. Алгоритмы управления многоуровневыми преобразователями / А. Колпаков, Е. Карташев // Силовая электроника. – 2009. – № 2 – стр. 57-65

15. Коровин В.В. Обухов С.Г. Модуляционные методы построения импульсных преобразователей // Практическая силовая электроника. – 2005. - №19. – С. 38-43.
16. Козаченко В. Высокопроизводительные модульные системы в управлении электроприводами / В. Козаченко, А. Жарков, Д. Алямкин // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – № 8. – С. 84-89.
17. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты/ Екатеринбург. УРУ РАН, 2000 г. 654. ISBN 5-7691-111-9.
18. M. Hagiwara, I. Hasegawa, and H. Akagi, —Start-Up and Low-Speed Operation of an Electric Motor Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter,|| IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 49, no. 4, pp. 1556–1565, July-August 2013.
19. Лихошерс В.И. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии с импульсным регулированием: Учебное пособие/ Екатеринбург: ГОУ УГТУ-УПИ, 2002. 166.
20. Чаплыгин Е.Е., Нгуен Хоанг Ан Спектральные модели импульсных преобразователей с переменной частотой коммутации // Электричество, №4, 2006.
21. Расчет напряжения на входе многофазного автономного инвертора напряжения Бражников А.В., Бабин В.А., Гилёв А.В., Белозеров И.Р., 2010, - 7 с.
22. Коррекция системы управления многоуровневого преобразователя частоты при дефекте силовой ячейки его инвертора / Пучков А.А., Осипов О.И., 2018, - 5 с.
23. Донской Н. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и энергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков // Силовая электроника. – 2008. – № 1. – С. 43-46.
24. Tenca P. Current Source Topology for Wind Turbines With Decreased Mains Current Harmonics, Further Reducible via Functional Minimization. / P. Tenca,

A. A. Rockhill, T.A. Lipo, P. Tricoli // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2008. – Vol. 23, No. 3. – P. 1143-1155.

25. Celanovic, N. Space vector modulation and control of multilevel converters // Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor Of Philosophy in Electrical Engineering and Computer Engineering. – September 20. – 2000. – Blacksburg, Virginia.

26. Калачев, Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика): метод. пособие / Ю.Н. Калачев. – М.: Эфо, 2013. – 70 с.

27. Садиков, Д.Г. Выбор перспективной топологии построения преобразователя частоты для высоковольтного электродвигателя электроприводного газо-перекачивающего агрегата // Инженерный вестник Дона. – 2014. – №1.

28. Виноградов, А.Б. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом / А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев // Электротехника. – 2003. – №7. – С. 7–17.

29. Holmes D.G. Pulse Width Modulation for Power Converters – Principle and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – New York, USA // IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

30. Михальський В.М. Перетворювачі частоти, напруги та струму з векторною широтної імпульсною модуляцією / В.М. Михальський, В.М. Соболев // Праці Інституту електродинаміки НАН України: Зб. наук. праць. – К.: ІЕД НАНУ. – 2008. – Вип. 20. – С.65–67.