

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ОДЕСЬКА МОРСЬКА
АКАДЕМІЯ»

Навчально-науковий інститут Автоматики та Електромеханіки
Кафедра Електричної Інженерії та Електроніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
ДО ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ МАГІСТРА

на тему:

**Дослідження режимів роботи багатofазних високовольтних каскадних
перетворювачів частоти**

Виконав: курсант 6 курсу, групи 3601
спеціальності 271

«Морський та внутрішній водний транспорт»
(шифр і назва спеціальності)

Степанов Данило Павлович

(підпис, прізвище та ініціали)

Допущений до захисту

15.12.2023

(дата малого захисту)

завідувач кафедри ЕІ та Е



Микола Муха

(підпис, ім'я та прізвище)

Керівник



Вадим Захарченко

(підпис, ім'я та прізвище)

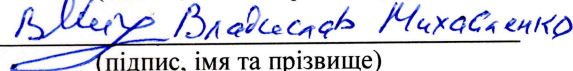
Нормоконтролер



Ігор Малявін

(підпис, ім'я та прізвище)

Рецензент



(підпис, ім'я та прізвище)

м. Одеса – 2023 рік

Онлайн сервіс створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

ПРОТОКОЛ

створення та перевірки кваліфікованого та удосконаленого електронного підпису

Дата та час: 05:40:02 19.12.2023

Файлу з підписом: Степанов - ДРМ.docx.p7s

Файлу з підписом: 7.6 МБ

Вірені файли:

Файлу без підпису: Степанов - ДРМ.docx

Файлу без підпису: 7.5 МБ

Результат перевірки підпису: Підпис створено та перевірено успішно. Цілісність даних
визначено

Надавач: Степанов Данило Павлович

ІМ: Степанов Данило Павлович

Країна: Україна

ІДНП: 3710506635

Час підпису (підтверджено кваліфікованою позначкою часу для підпису від Надавача): 05:39:47

Сертифікат виданий: "Дія". Кваліфікований надавач електронних довірчих послуг

Ідентифікаційний номер: 382367105294AF9704000000805C2D00FB75C101

Тип особистого ключа: ЗНКИ криптомодуль ІІТ Гряда-301

Стандарт підпису: ДСТУ-4145

Тип підпису: Кваліфікований

Контейнер: Підпис та дані в CMS-файлі (CAAdES)

Тип підпису: 3 повними даними ЦСК для перевірки (CAAdES-X Long)

Сертифікат: Кваліфікований

Національний Університет «ОДЕСЬКА МОРСЬКА АКАДЕМІЯ»

Навчально-науковий інститут автоматики та електромеханіки

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедри ЕІ та Е

 Микола Муха

« 01 » 11 2023 р.

ЗАВДАННЯ

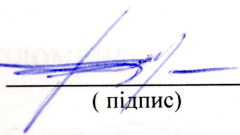
на дипломну роботу магістра
Степанова Данила Павловича

Тема магістерської роботи

1. «Дослідження режимів роботи багатofазних високовольтних каскадних перетворювачів частоти» затверджена наказом ректора академії від 12 грудня 2023 року №2003.
2. Термін здачі курсантом закінченої роботи до 22.12.2023 р.
3. Вихідні дані: технічна документація перетворювача частоти SIEMENS Robicon Perfect Harmony.
4. Змістовна частина розділів дипломної роботи освітньо-кваліфікаційного рівня «магістр» спеціальності 271 «Морський та внутрішній водний транспорт»:
 - 4.1 Каскадні високовольтні перетворювачі частоти та методи керування.
 - 4.2 Аналіз методу збалансованої просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції в 3-фазному перетворювачі частоти.
 - 4.3 Моделювання каскадних перетворювачів частоти в matlab Simpowersystem.
 - 4.4 Метод збалансованої просторово-векторної модуляції в п'ятифазному перетворювачі частоти.
 - 4.5 Заходи безпеки при використанні перетворювачів високої напруги.

Дата видачі завдання: 01.09.2023 р.

Керівник



(підпис)

Вадим Захарченко

(ім'я та прізвище)

Завдання прийняв до виконання

(підпис)

Данило Степанов

(ім'я та прізвище)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітки
1.	Аналітичний огляд науково-технічної літератури по темі дослідження. Обґрунтування теми дослідження, її актуальності	01.09.23-09.10.23	виконано
2.	Каскадні високовольтні перетворювачі частоти та методи керування	10.10.23-20.10.23	виконано
3.	Аналіз методу збалансованої просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції в 3-фазному перетворювачі частоти. Моделювання каскадних перетворювачів частоти в matlab Simpowersystem	21.10.23-10.11.23	виконано
4.	Аналіз та реалізація алгоритмів методу збалансованої просторово-векторної модуляції в п'ятифазному перетворювачі частоти	11.11.23-20.11.23	виконано
5.	Підготовка тез та виступ на XIII міжнародній науково-технічній конференції «СУДНОВОЇ ЕЛЕКТРО-ІНЖЕНЕРІЇ, ЕЛЕКТРОНІКИ І АВТОМАТИКИ» (SEEA-2023).	21.11.23-29.11.23	виконано
6.	Оформлення дипломної роботи. Підготовка презентації	30.11.23-15.12.23	виконано

Курсант-дипломник

(підпис)

Данило Степанов

(ім'я та прізвище)

Керівник роботи

(підпис)

Вадим Захарченко

(ім'я та прізвище)

АНОТАЦІЯ

Робота спрямована на дослідження властивостей три- та п'ятифазних багаторівневих високовольтних перетворювачів частоти з каскадною топологією в штатних та аварійних режимах, виходячи з того, що для керування силовими ключами використано просторово-векторну широтно-імпульсну модуляцію. Показано, що такий метод керування забезпечує підвищення коефіцієнту використання джерела живлення завдяки тому, що амплітуда першої гармоніки напруги фаз більше напруги живлення у 3-фазних перетворювачах на 15.6%, в 5-фазних – в штатному режимі на 23,1%, а якщо окремі Н-мости виходять з ладу, коефіцієнт використання може зменшитися, але в будь-якому випадку залишається більшим за 1.

Для 5-фазного перетворювача вперше запропоновано використовувати метод збалансованих просторових векторів при пошкодженні окремих Н-мостів, що забезпечує симетрію струмів у фазах, враховуючи математичну та геометричну інтерпретацію просторових векторів зі змінною амплітудою як проєкції напруги на обмотки статора двигуна, представленого симетричним 5-фазним навантаженням.

При використанні запропонованого методу в 5-фазному перетворювачі частоти зберігається балансування струмів у навантаженні навіть при короткому замиканні однієї або двох фаз інвертора. Це значно підвищує живучість електроприводу, що особливо важливо у відповідальних механізмах і технологічних процесах. Наведено розрахункові формули, графіки, діаграми, що пояснюють принципи роботи в нормальних і аварійних ситуаціях, що може бути використано при проектуванні системи керування силовими вимикачами інвертора.

ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, АВАРІЯ Н-МОСТІВ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНА МОДУЛЯЦІЯ.

ABSTRACT

The work is focused on the investigation of properties of three- and five-phase multilevel high-voltage frequency converters with a cascaded topology in normal and fault modes, based on the utilization of space vector pulse width modulation for power switch control. It is demonstrated that this control method enhances the utilization coefficient of the power source, as the amplitude of the first harmonic voltage of the phases exceeds the supply voltage by 15.6% in 3-phase converters and by 23.1% in 5-phase converters in normal mode. Even in the case of individual H-bridges failing, the utilization coefficient may decrease, but it remains greater than 1 in any scenario.

For the first time in the context of a 5-phase converter, the use of the method of balanced space vectors is proposed in case of damage to individual H-bridges, ensuring symmetry of currents in the phases, taking into account the mathematical and geometric interpretation of space vectors with variable amplitude as projections of voltage on the stator windings of the motor represented by a symmetric 5-phase load.

When employing the proposed method in a 5-phase frequency converter, current balancing in the load is maintained even in the event of a short circuit in one or two phases of the inverter. This significantly improves the robustness of the electric drive, which is crucial in critical mechanisms and technological processes. Calculations, graphs, and diagrams explaining the principles of operation in normal and fault situations are provided, which can be used in the design of power switch control systems for the inverter.

FREQUENCY CONVERTER, H-BRIDGE ACCIDENT, SPACE VECTOR CONTROL, SPACE VECTOR PULSE WIDTH MODULATION.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	5
ВСТУП.....	6
1.КАСКАДНІ ВИСОКОВОЛЬТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ КЕРУВАННЯ	8
2.АНАЛІЗ МЕТОДУ ЗБАЛАНСОВАНОЇ ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНОЇ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ В 3-ФАЗНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ.....	11
2.1.Каскадний високовольтний перетворювач частоти.....	11
2.2.Метод балансування базових векторів в каскадному перетворювачі частоти	14
3.МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ В MATLAB SIMPOWERSYSTEM.....	23
3.1.Модель асинхронного електроприводу з векторним керуванням.....	23
3.2.Моделювання динамічних процесів в високовольтному перетворювачі частоти з векторним керуванням в штатних і аварійних режимах	26
4.МЕТОД ЗБАЛАНСОВАНОЇ ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНОЇ МОДУЛЯЦІЇ В П'ЯТИФАЗНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ	29
4.1.Теоретичний базис методу збалансованої просторово-векторної модуляції для п'ятифазного перетворювача частоти	29
4.2.Аварійні режими роботи п'ятифазного каскадного перетворювача частоти з пошкодженими Н-модулями	39
5.ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ....	57
5.1.Заходи безпеки при використанні перетворювачів високої напруги.....	57
5.2.Екологічні вимоги до обладнання	61
5.3.Стандарти відповідності обладнання	61
ВИСНОВКИ	64
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	66

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД – асинхронний двигун

АІН – автономний інвертор напруги

БПЧ – безпосередній перетворювач частоти

ВПЧ – високовольтний перетворювач частоти

ККД – коефіцієнт корисної дії

ПЧ – перетворювач частоти

ТО – технічне обслуговування

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція

ВСТУП

Сучасні потужні технологічні процеси все частіше використовують регульовані високовольтні електроприводи, переваги яких проявляються у значному зменшенні ваги, насамперед, електротехнічних матеріалів як в двигуні, так і в мережевих кабелях. Такі електроприводи зараз застосовують на судах через зниження енергоспоживання, яке у морі зменшує споживання палива, а також можливостями по покращенню енергетичних показників та живучості судна.

Актуальність роботи обумовлена тим, що у цієї відносно молодій галузі ще залишаються невирішеними деякі питання в алгоритмах комутації транзисторів, підвищенні ефективності використання джерел живлення, мінімізації збитків при аварії окремих транзисторів або їх секцій. Важливо відмітити, що поширюється використання не тільки 3-фазних, але й 5- і 6-фазних електроприводів.

Мета роботи полягає у розроблянні методу збалансованого просторово-векторного керування багатofазними перетворювачами частоти в штатних та аварійних режимах, який забезпечує мінімізацію ударних навантажень під час переходів від штатного до аварійного режиму роботи, а також покращення електромагнітної сумісності електроприводу з мережею живлення та з потужним двигуном.

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

- виконати аналіз методу збалансованої просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції в 3-фазному перетворювачі частоти;
- перевірити працездатність методу з використанням математичної моделі системи в пакеті MATLAB Simulink SimPowerSystems «Перетворювач частоти – асинхронний двигун»;
- розробити метод збалансованої просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції для 5-фазного перетворювача частоти.

Об'єкт дослідження – електромагнітні та електромеханічні процеси високовольтного потужного електропривода з каскадним багаторівневим перетворювачем частоти.

Гіпотеза – метод балансування просторових векторів, який базується на формуванні вектору з заданою амплітудою та кутом зсуву в межах припустимого кола, може бути реалізований не тільки у 3-фазному перетворювачі частоти, а й у багатофазному перетворювачі, забезпечуючи ефективну роботу в штатному і аврійних режимах.

Методи досліджень.

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

Матеріали дослідження доповідались на XIII міжнародній науково-технічній конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика»:

Степанов Д. Особливості просторово-векторної модуляції в 5-фазних каскадних високовольтних перетворювачах частоти [Текст] / Д.Степанов., В.Бушер, В.Захарченко, О.Глазєва // Матеріали XIII міжнародної науково-технічної конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика», 22.11.2023 - 23.11.2023. – Одеса: НУ «ОМА», 2023. – 5 с.

1.КАСКАДНІ ВИСОКОВОЛЬТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ ТА МЕТОДИ КЕРУВАННЯ

За останні 30 років запропоновано велику кількість топологій багаторівневих перетворювачів, в яких з початку намагались зменшити кількість силових напівпровідникових елементів, але зараз, з розвитком технологічних можливостей і зменшенням вартості таких елементів, виробники спрямовують зусилля на підвищенні експлуатаційних характеристик.

Найважливішими показниками вважаються не тільки коефіцієнт корисної дії, коефіцієнти гармонійних спотворень за напругою та струмом на обкладинках двигуна та в мережі живлення, але й надійність, спроможність електроприводу зберігати працездатність в деяких аварійних ситуаціях, вартість та час ремонту. Останні показники є найважливішими в суднових електроприводах. Тому безумовним лідером за частотою використання стає перетворювач з каскадним з'єднанням однотипних комірок, так званих Н-мостів, або Н-модулів (рис. 1.1).

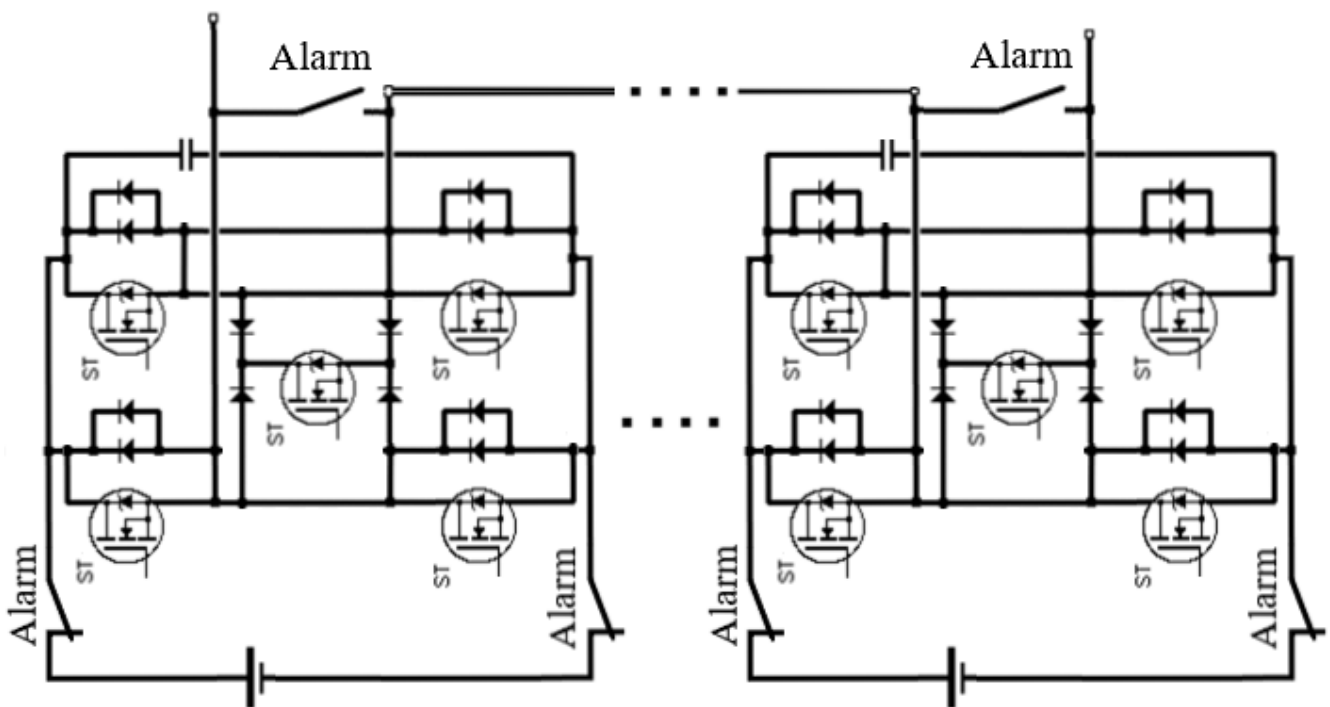


Рисунок 1.1. – Окрема фаза перетворювача з каскадним з'єднанням (Cascaded H-Bridge, CHB)

Беззаперечними перевагами таких перетворювачів є модульна конструкція з можливістю швидкої збірки та ремонту завдяки використанню однакових комірок, послідовність Н-мостів забезпечує модульне розташування та упаковку – це дозволяє виробничий процес виконувати швидше та дешевше. Крім того, кількість можливих рівнів вихідної напруги більш ніж у два рази перевищує кількість джерел постійного струму ($m = 2s + 1$); за рахунок використання удосконалених алгоритмів керування, існують можливості збереження працездатності електроприводу при пошкодженні окремих комірок, хоча й з деяким зменшенням потужності. Для цього кожна комірka має додаткові контактори Alarm, які відмикають пошкоджену комірku від джерела живлення та закорочують її вихід, забезпечуючи таким чином контур для струму від інших непошкоджених модулів до двигуна.

Аналіз літературних джерел показує, що каскадні перетворювачі найбільш часто згадуються у зв'язку з удосконаленням топології окремих так званих H-bridge [1–10] та використанням нових алгоритмів керування, включаючи стратегії прогнозування, зменшення гармонічних викривлень та спотворень на двигуні та в мережах живлення [11–20]. Не зменшується зацікавленість дослідників і в галузі удосконалення методів багаторівневої синусоїдальної модуляції [21–34], де основні зусилля спрямовані на зменшення кількості перемикань при збереженні низького рівня гармонічних спотворень або зменшення нагріву силових ключів, балансування кількості перемикань ключів за рахунок, наприклад, кільцевих зсувів між рівнями тощо.

Просторово-векторна модуляція (рис. 1.2) є найбільш складною і перспективною серед інших методів, але й найскладнішою. В [35–50] розглядаються питання децентралізованої багаторівневої поліфазної модуляції, динамічної реконфігурації, оптимізації пошуку доступних вузлів в решітках за різними умовами.

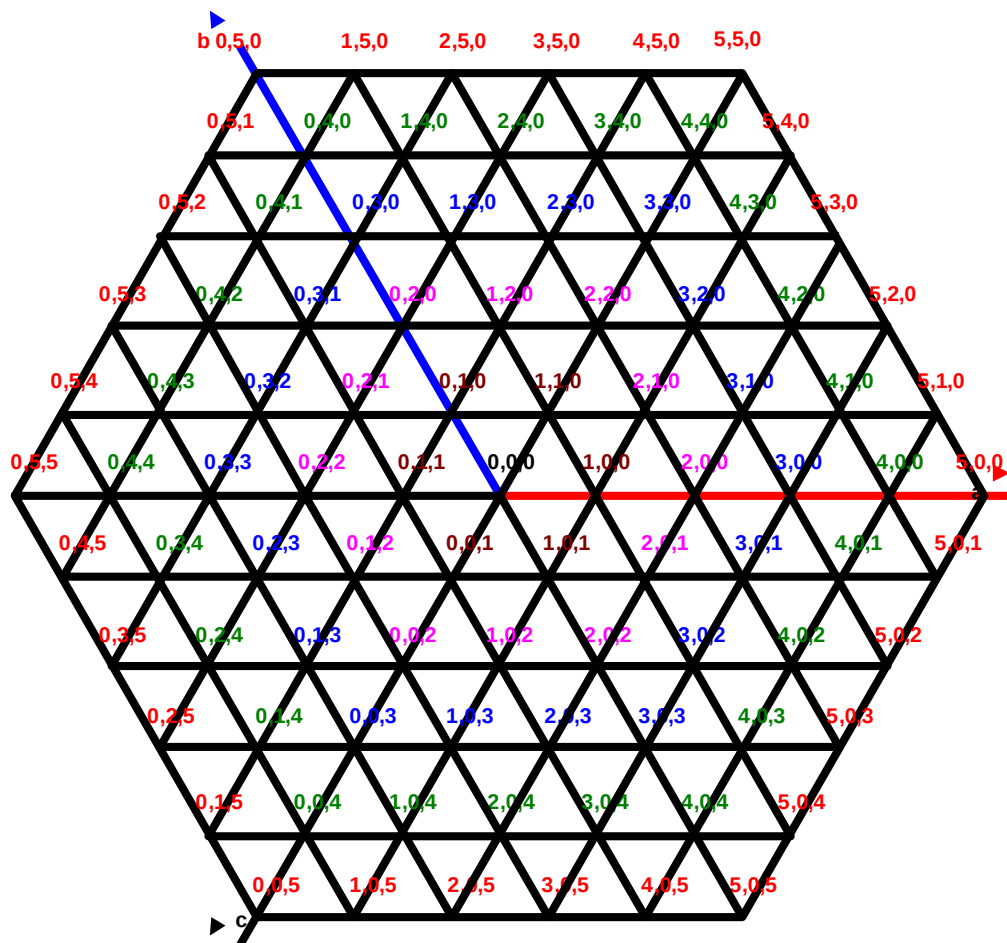


Рисунок 1.2. – Просторово-векторна модуляція

Слід сказати, що вказані джерела є лише малою часткою серед сотень, якщо не тисяч публікації дослідників в цієї галузі.

Саме тому вважаємо, що **мета роботи** – розроблення методу збалансованого просторово-векторного керування багатofазними перетворювачами частоти в штатних та аварійних режимах, який забезпечує мінімізацію ударних навантажень під час переходів від штатного до аварійного режиму роботи, а також покращення електромагнітної сумісності електроприводу з мережею живлення та з потужним двигуном – є **актуальною**.

2. АНАЛІЗ МЕТОДУ ЗБАЛАНСОВАНОЇ ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНОЇ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ В 3-ФАЗНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

2.1. Каскадний високовольтний перетворювач частоти

Типову функціональну схему силової частини каскадного високовольтного перетворювача частоти (ВПЧ) надано на рис. 2.1. Розглянемо 6-каскадний ВПЧ з номінальною лінійною напругою 6 kV.

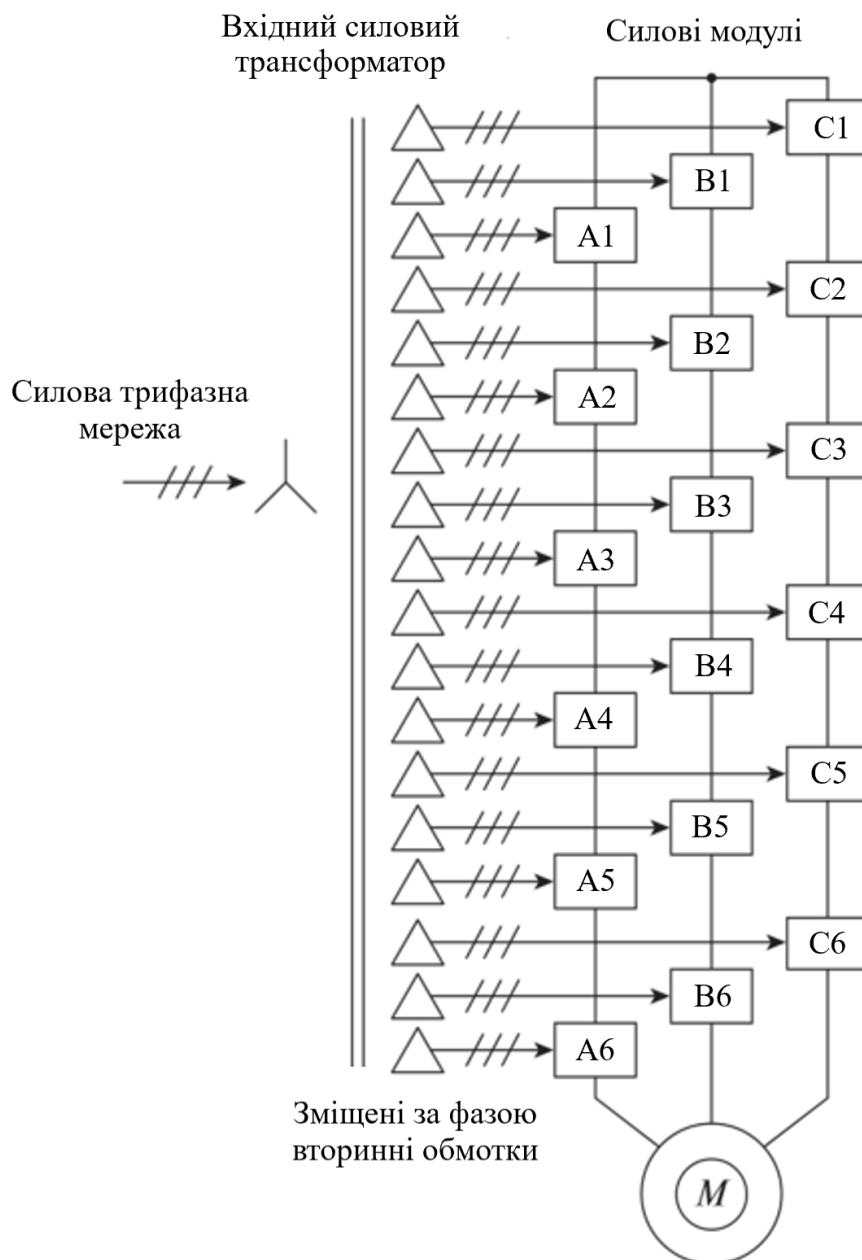


Рисунок 2.1 – Типова функціональна схема багаторівневого каскадного перетворювача частоти

Кожна група вторинних обмоток вхідного силового трансформатору живить окремий однофазний інвертор напруги. Силовий Н-модуль інвертора (рис. 2.2) має трифазний випрямляч, конденсаторний фільтр, однофазний інвертор на транзисторних модулях IGBT і байпасний симісторний ключ (K) або, як зображено на рис. 1.1, додатковий IGBT та контактори Alarm. У разі відмови інвертора він K (Alarm) шунтується, а перетворювач загалом зберігає працездатність.

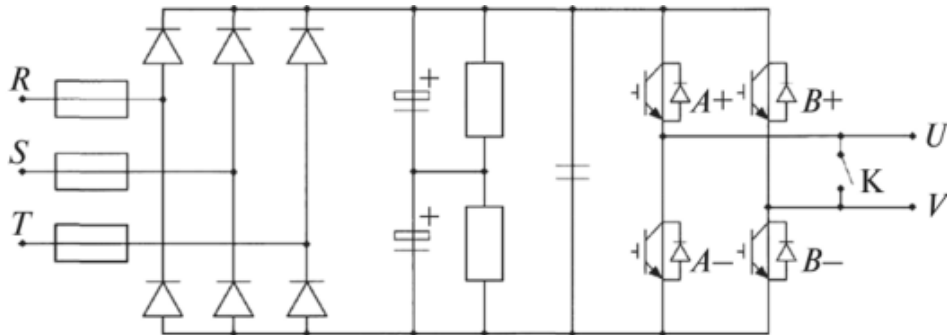


Рисунок 2.2. – Схема Н-модуля КВПЧ

Принцип формування вихідної напруги перетворювача пояснюється рис.2.3. Якщо напруга окремого моста становить 580 V, то послідовне з'єднання шости модулів дозволяє отримати максимальне значення діючої фазної напруги на виході перетворювача 3480 V (лінійне – 6 kV).

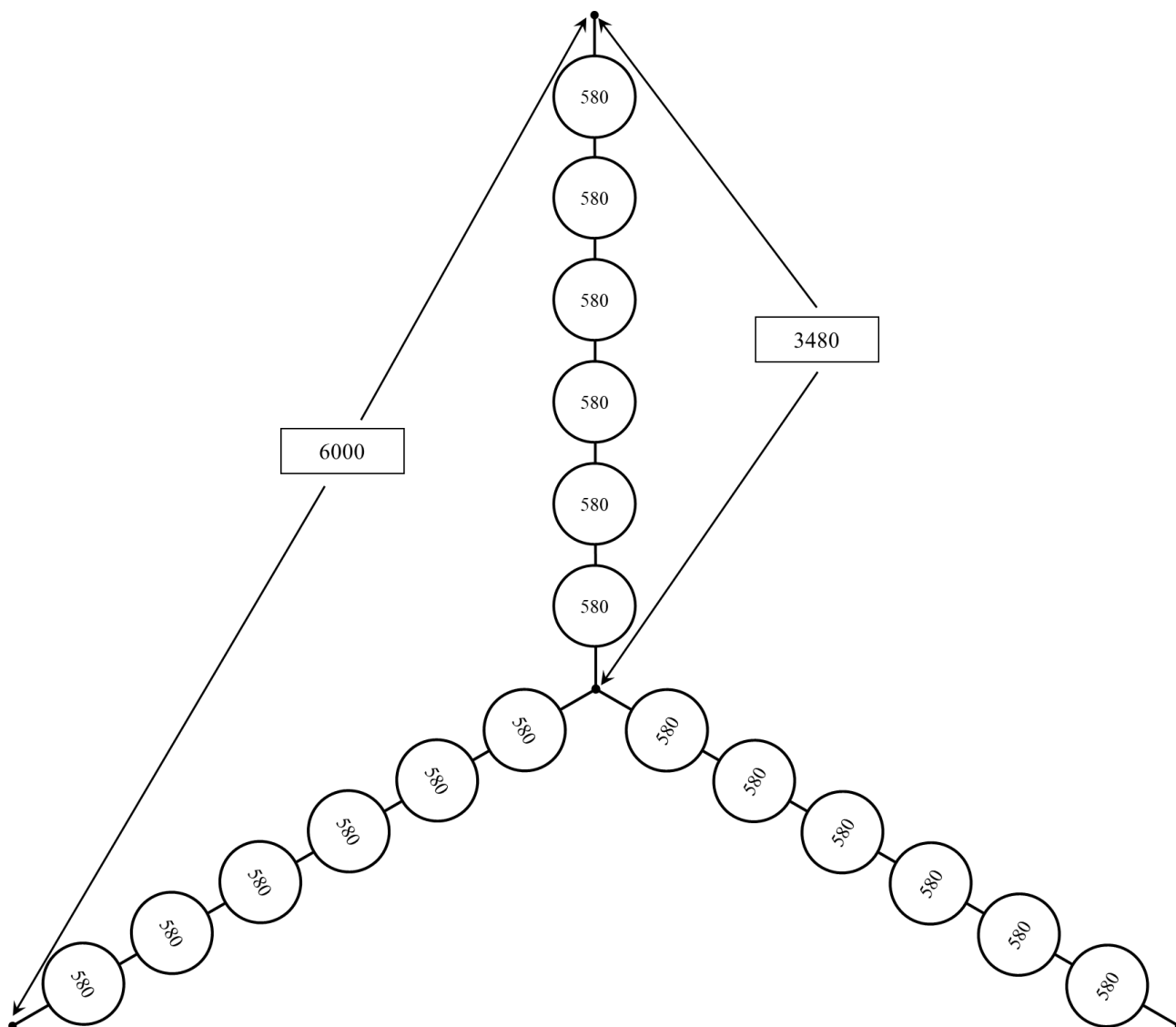


Рисунок 2.3. – Принцип складання напруг у перетворювачі на 6 kV

Регулювання величини вихідної напруги проводиться ШІМ в кожному Н-мості або одночасним шунтування їх у всіх фазах перетворювача. В результаті такої побудови схеми струм і напруга на виході перетворювача мають необхідну (частіше практично синусоїдальну) форму.

Для оцінки ефективності методів вибираємо електричний двигун, параметри якого зведені у табл. 2.1.

Таблиця 2.1. – Параметри двигуна.

Число фаз	3
Потужність	37300 W
Частота мережі	50 Hz
Лінійна напруга	6 kV
Активний опір статора	0,87 Ohm
Індуктивність статора	0,8 mH
Активний опір ротора	2,28 Ohm
Індуктивність ротора	34,7 mH
Індуктивність ланцюга намагнічування	0,8 mH
Момент інерції двигуна	1,662 kg/m ²
Число пар полюсів	2
Номінальний момент	200 Nm

2.2. Метод балансування базових векторів в каскадному перетворювачі частоти

Проаналізуємо метод формування базових векторів у каскадному перетворювачі у загальному випадку асиметрії фаз.

Просторові вектори формуються шляхом одночасного підключення всіх фаз двигуна через ключі перетворювача до джерел постійної напруги однакової за величиною, але з різної полярністю. У разі аварії в загальному випадку через різні амплітуди напруги у фазах базові вектори виявляються паралельними парами, але різної довжини (рис. 2.4).

Якщо провести вектори $v_1 \dots v_6$ з початку координат, то їх кінці утворюють шестикутник, координати верхівок якого для розташування, як на рис. 2.4, обчислюються за наведеними формулами [57]:

$$\begin{aligned}
 x_i &= \mp N_b \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \mp N_c \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right), \\
 y_i &= \pm N_a \pm N_b \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \pm N_c \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right),
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

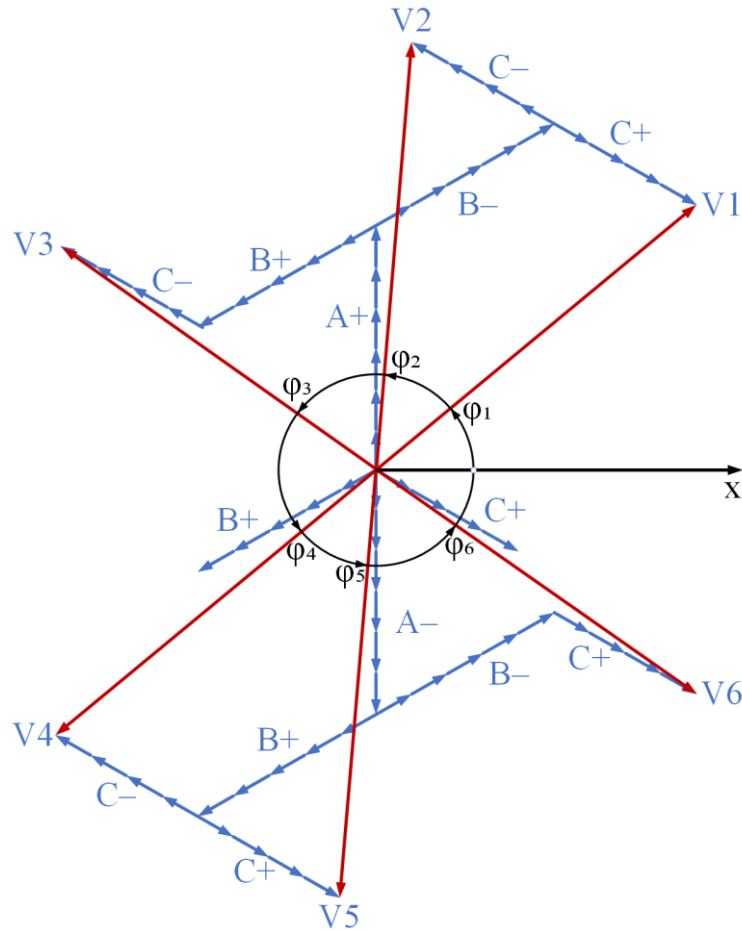


Рисунок 2.4. – Базові вектори при пошкодженні Н-модулів (режим 6–5–4)

А в утворений шестикутник можемо вписати коло з радіусом $v_{\max}$, що визначається, як найменша відстань від початку координат до сторін шестикутника:

$$\begin{aligned}
 a_i &= (y_{i+1} - y_i) / (x_{i+1} - x_i), \\
 R_i &= \text{abs}\left((y_i - a_i x_i) \sqrt{1 + a_i^2}\right), \\
 v_{\max} &= \min(R_i), \quad i = 1 \dots 3.
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Тоді, розглядаючи сектор між двома базовими векторами з амплітудами v_1, v_2 і кутами повороту φ_1, φ_2 , щоб отримати шуканий вектор v з амплітудою не більше $v_{\max}$, розташований між базовими векторами з кутом φ , за теоремою синусів можна визначити правила широтно-імпульсної модуляції цих векторів γ_1, γ_2 і, відповідно, напруги в фазах (рис. 2.5):

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= \frac{v}{v_1} \frac{\sin(\varphi_2 - \varphi)}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))}, \\ \gamma_2 &= \frac{v}{v_2} \frac{\sin(\varphi - \varphi_1)}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))}, \\ \gamma_0 &= 1 - \gamma_1 - \gamma_2.\end{aligned}\tag{3}$$

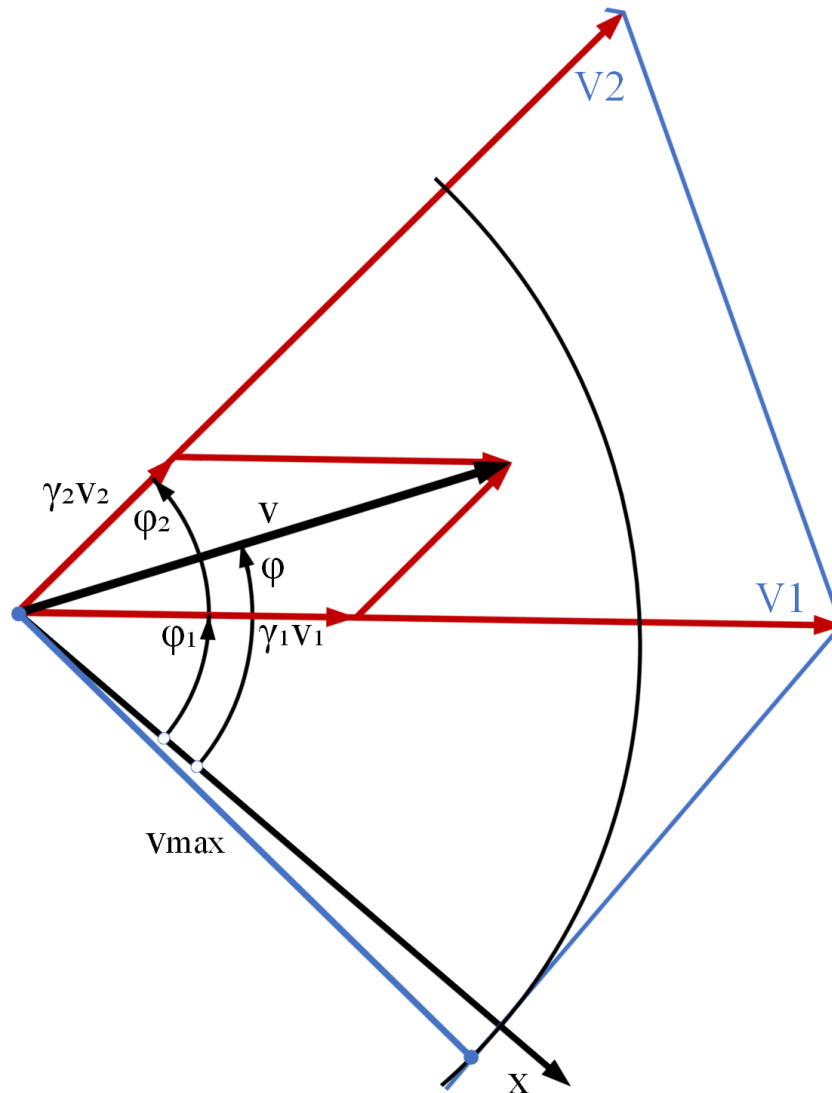
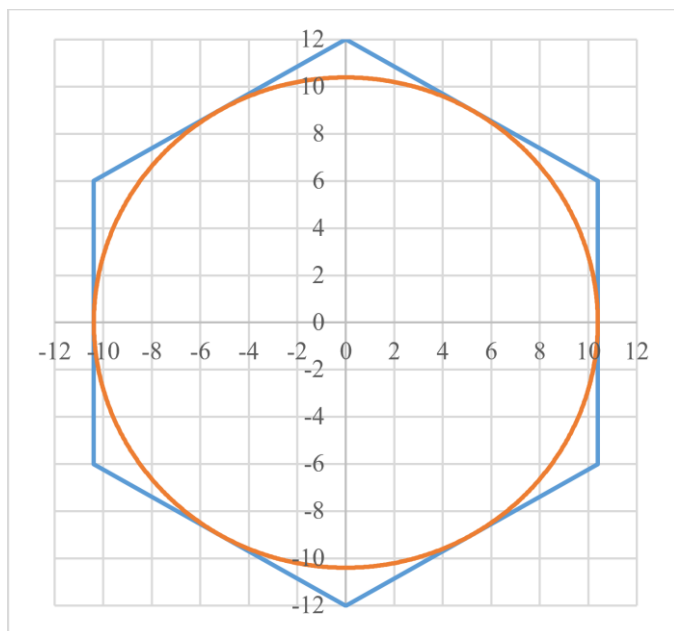


Рисунок 2.5. – Формування $\vec{v}$ в сектор з двох базових векторів

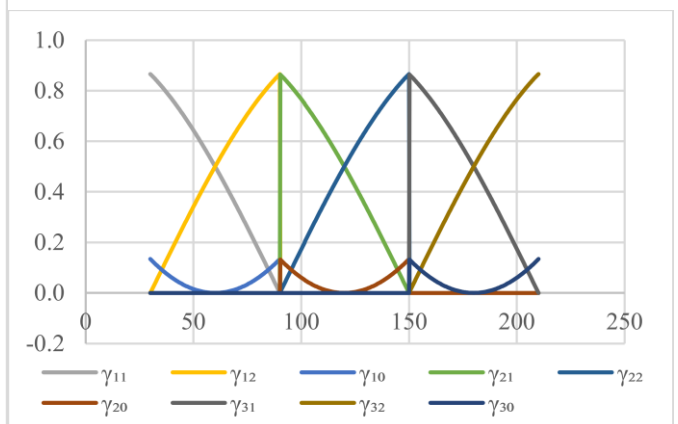
Проаналізуємо параметри ВПЧ в нормальному та аварійних режимах.

На рис. 2.6, а надано шестикутник, сформований симетричними базовими векторами 6-каскадного ВПЧ з умовною напругою кожного Н-модуля $=1$. Далі показано шпаруватості базових векторів (рис. 2.6. б) у всіх шести секторах та розраховані, як суми проєкцій окремих векторів на відповідну фазу за правилами комутації, фазові напруги (рис. 2.6. в) і відповідні лінійні напруги (рис. 2.6. г). Видно, що незважаючи на несинусоїдальну форму фазних напруг, лінійні напруги синусоїдальні. Це підтверджується аналізом спектрального складу напруг – в лінійних напругах є тільки перша гармоніка з амплітудою, що дорівнює радіусу вписаного кола 10.3923.

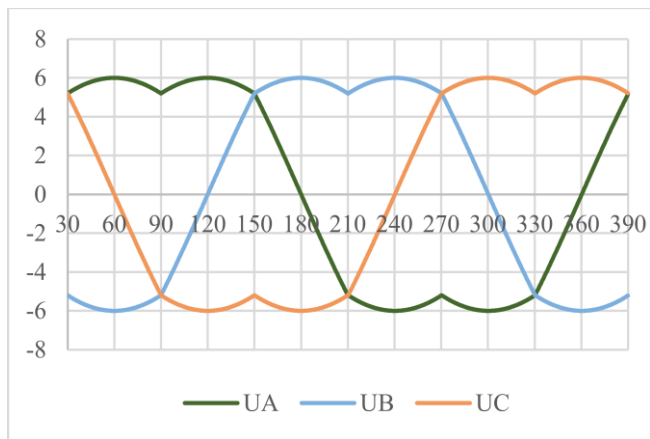
На рис. 2.7 надано спектри фазних напруг (з 1-ї до 43-ї – на рис. 2.7. а, та деталізовані вищі гармоніки – на рис. 2.7. б). Можна бачити, що сигнали фазних напруг утворюються, крім 1-ї, гармоніками з номерами, кратними 3, тобто в двигуні вони будуть взаємно скомпенсовані.



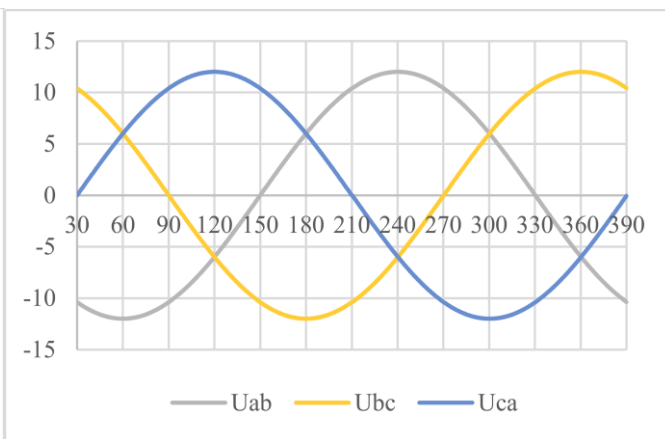
а)



б)



в)



д)

Рисунок 2.6. – Шестикутник (а) і шпаруватості (б) базових векторів, напруги в фазах (г) та лінійні напруги (д) в штатному режимі 6–6–6

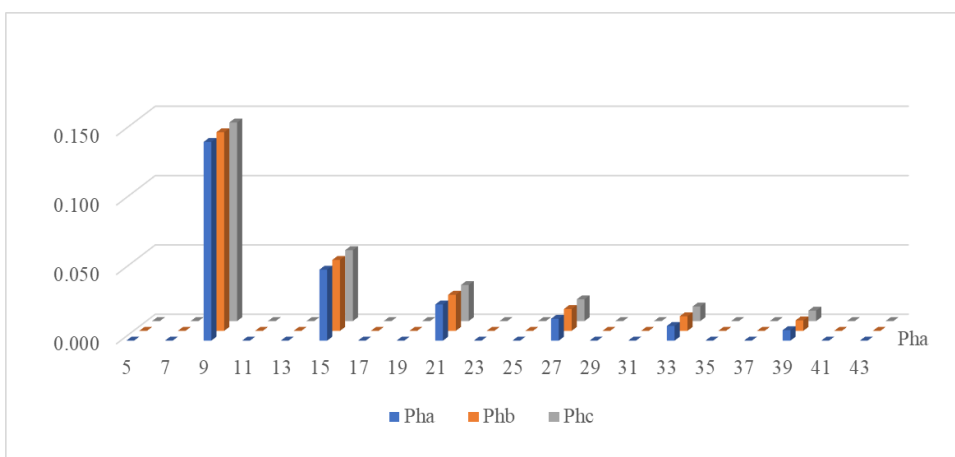
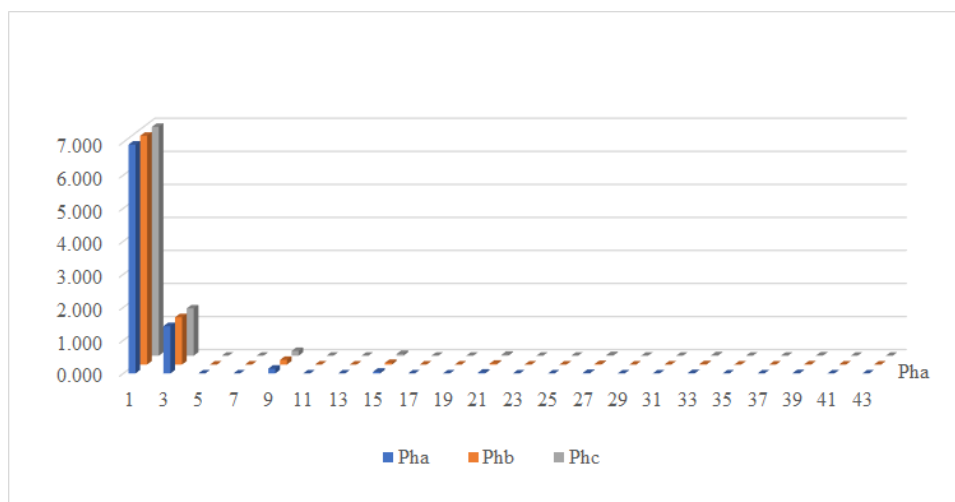


Рисунок 2.7. – Спектри напруги в фазах в штатному режимі 6–6–6

Наступний режим – аварійний з пошкодженням однієї комірки в однієї з фаз (режим 6–6–5). На рис. 2.8 надано аналогічно попередньому випадку діаграми і шпаруватості базових векторів, фазні та лінійні напруги.

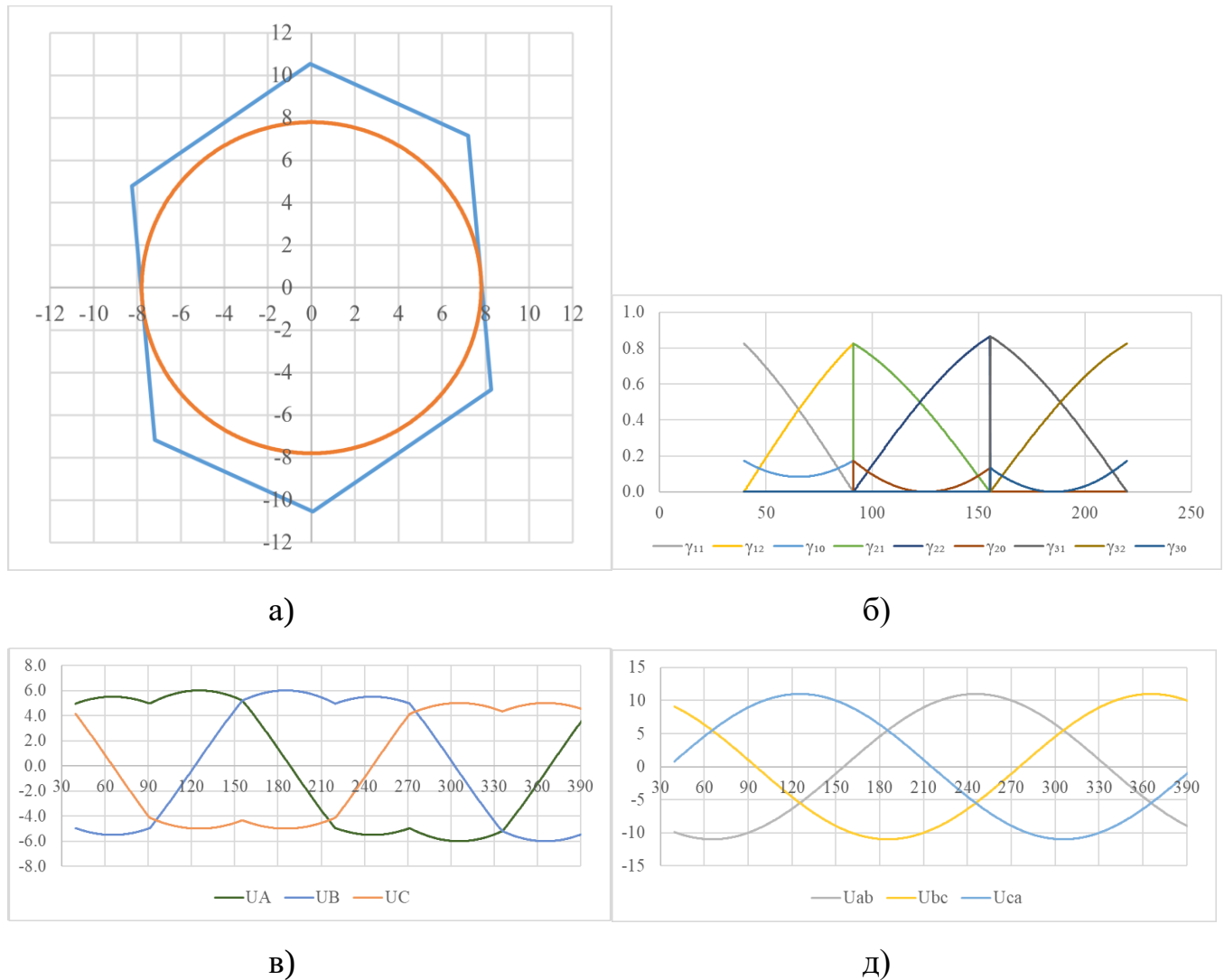


Рисунок 2.8. – Шестикутник (а) і шпаруватості (б) базових векторів, напруги в фазах (г) та лінійні напруги (д) в штатному режимі 6–6–5

Видно, що мета методу досягнена – лінійні напруги зберігають синусоїдальну форму з амплитудою 9.52628, що на 8,3% менше, ніж у штатному режимі. Якщо використовувати метод симетричного відключення комірок в усіх фазах, то напруга зменшилась би на 16,6%.

Спектри напруги в фазах (рис. 2.9) показують, що викривлення форми напруги в фазах призводить до появи вищих непарних гармонік, але з однаковою амплітудою, що, очевидно, сприяє їх взаємній компенсації.

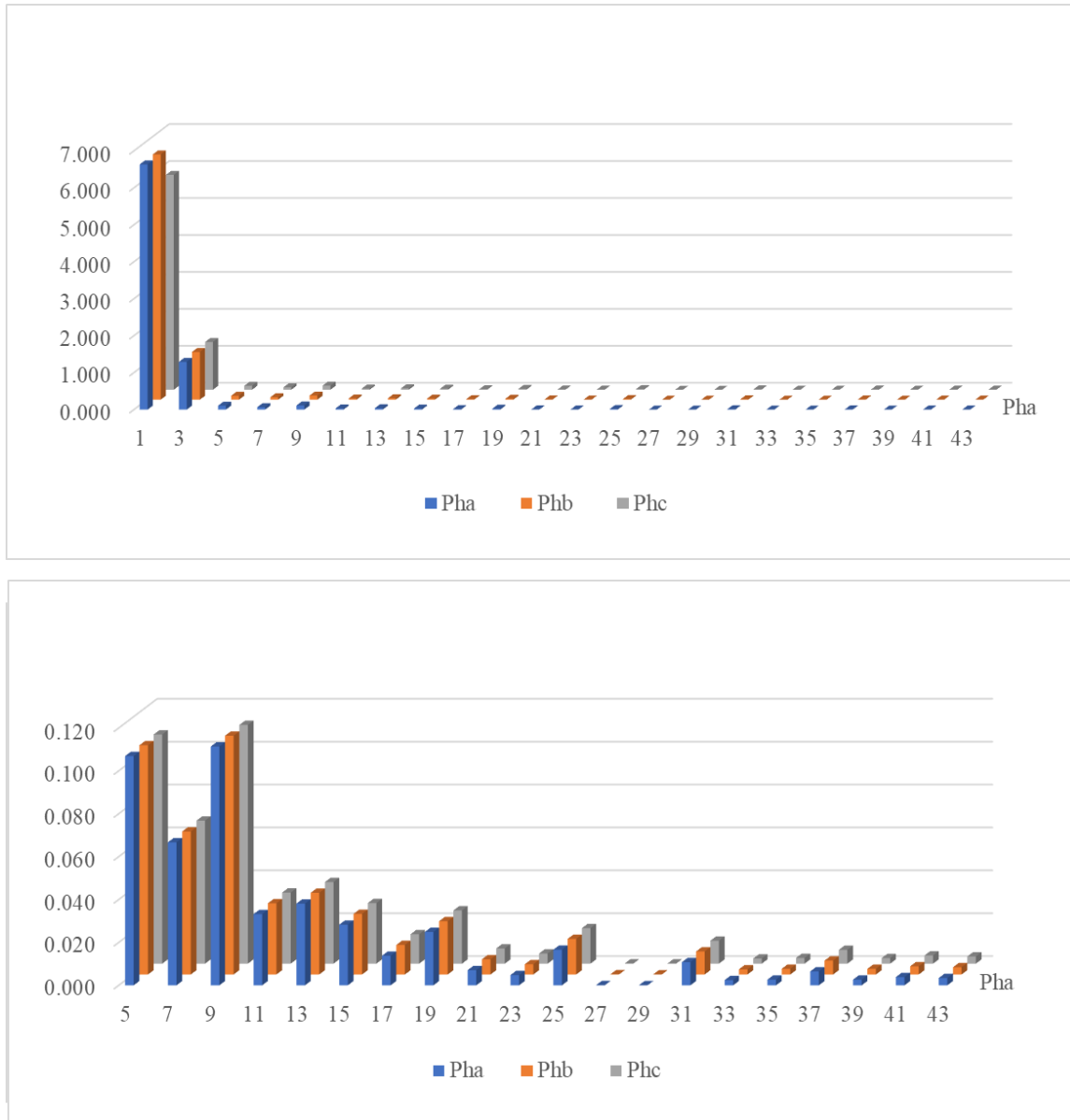
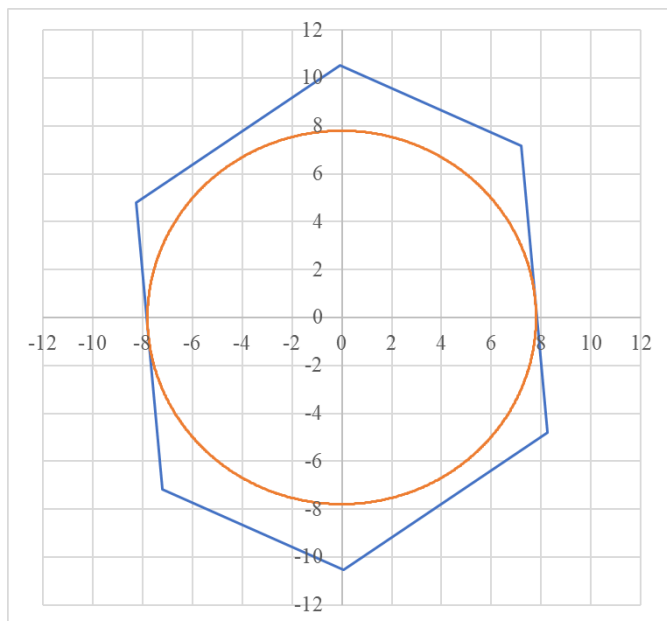
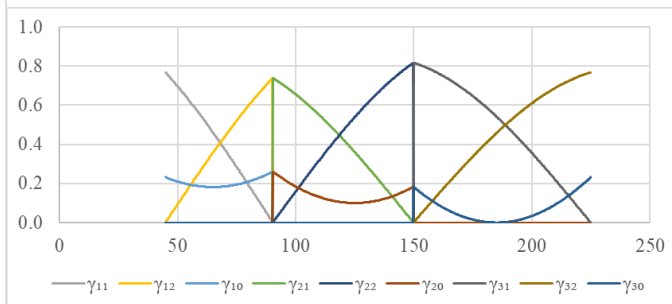


Рисунок 2.9. – Спектри напруги в фазах в аврійному режимі 6–6–5

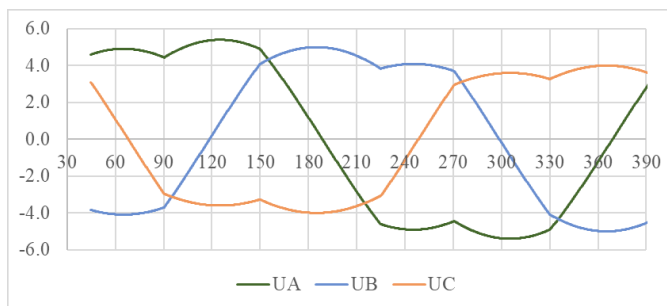
Проаналізуємо екстремальний аварійний режим з пошкодженням багатьох Н-модулів – режим 6–5–4. На рис. 2.10 надано діаграми і шпаруватості базових векторів, фазні та лінійні напруги.



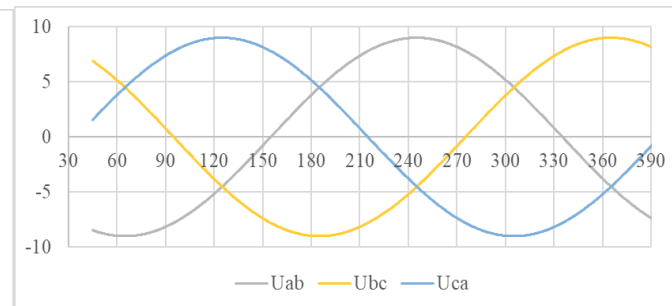
а)



б)



в)



д)

Рисунок 2.10. – Шестикутник (а) і шпаруватості (б) базових векторів, напруги в фазах (г) та лінійні напруги (д) в штатному режимі 6–6–5

І навіть в цьому випадку лінійні напруги зберігають синусоїдальну форму з амплітудою 7.79423, що на 25% менше, ніж у штатному режимі. Якщо використовувати метод симетричного відключення комірок в усіх фазах, то напруга зменшилась би на 33,3%.

Спектри напруги в фазах (рис. 2.11) показують, що викривлення форми напруги в фазах, як і в режимі 6–6–5, призводить до появи вищих непарних гармонік з однаковою амплітудою.

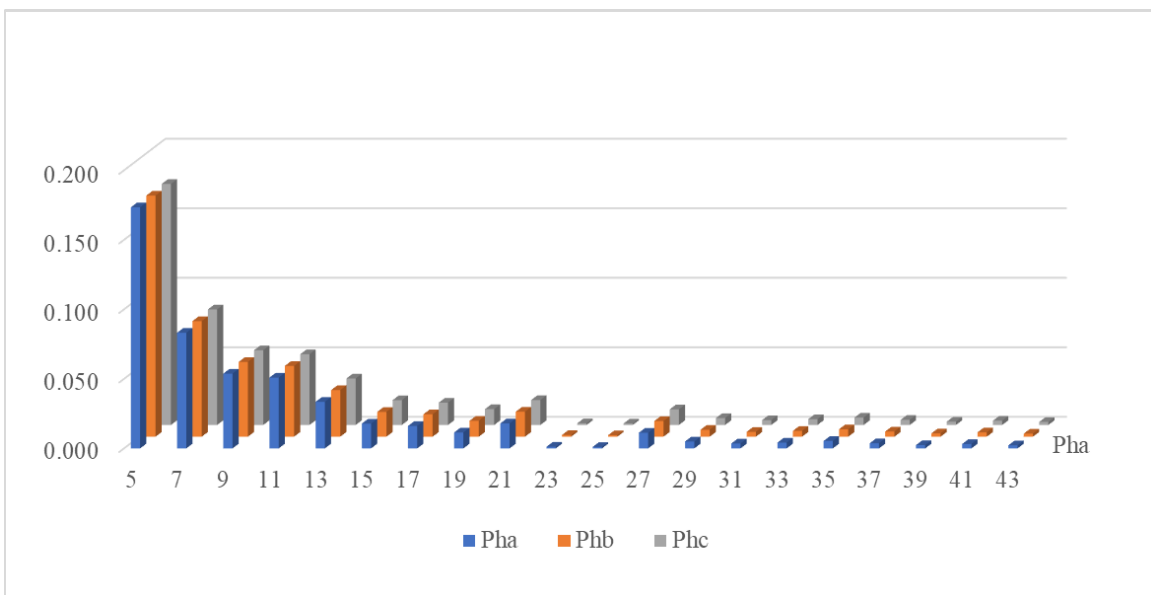
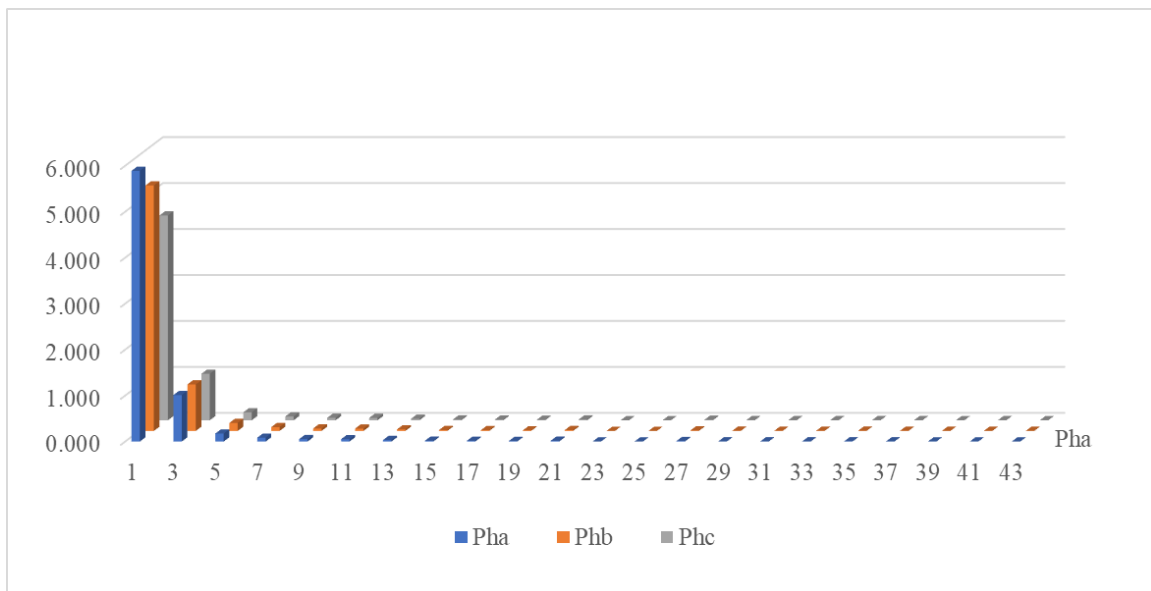


Рисунок 2.11. – Спектри напруги в фазах в аврійному режимі 6–5–4

В усіх аварійних режимах лінійна напруга синусоїдальна, з однаковою амплітудою і необхідними зсувами між U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} , незважаючи на нелінійність і асиметрію напруги в фазах. Крім того, розклад у ряди Фур'є показав, що в симетричному і несиметричному режимах амплітуда 1-ї гармоніки перевищує амплітуду максимальної напруги в фазі на 15,6%, тобто джерело живлення використовується з найбільшою ефективністю.

3. МОДЕЛЮВАННЯ КАСКАДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ В MATLAB SIMPOWERSYSTEM

3.1. Модель асинхронного електроприводу з векторним керуванням

Мета розділу полягає у модернізації існуючої моделі асинхронного електроприводу з векторним керуванням зі стандартним трифазним IGBT-мостом так, щоб при збереженні основних властивостей електроприводу замінити силову частину моделлю 6-каскадного високовольтного перетворювача зі збалансованою просторово-векторною комутацією, .

При аналізі моделі ac3 знайдено сигнали `gate_timing`, які відповідають фазним напругам за умови штатної роботи силових ключів в режимі просторово-векторної модуляції. Для модифікації моделі розрахуємо лінійні напруги, а потім з довільної пари лінійних напруг відновити амплітуду та кут повороту вектору (U, φ) .

$$\begin{cases} U_{AB} = U \sin(\varphi) \\ U_{BC} = U \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \\ \frac{U_{BC}}{U_{AB}} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2\operatorname{tg}(\varphi)} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi = \operatorname{atg}\left(\frac{-\sqrt{3}}{2\left(\frac{U_{BC}}{U_{AB}} + \frac{1}{2}\right)}\right) \\ U = \frac{U_{AB}}{\sin(\varphi)} \end{cases} \quad (3.1)$$

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 (3.1) значення. Тоді сигнали 1-ї гармоніки фазних напруг розраховуються за виразами:

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

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

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

Модель підсистеми gates_logic для використання просторово-векторної модуляції каскадного перетворювача, яка генерує імпульси керування Н-мостами, зображена на рис. 3.1.

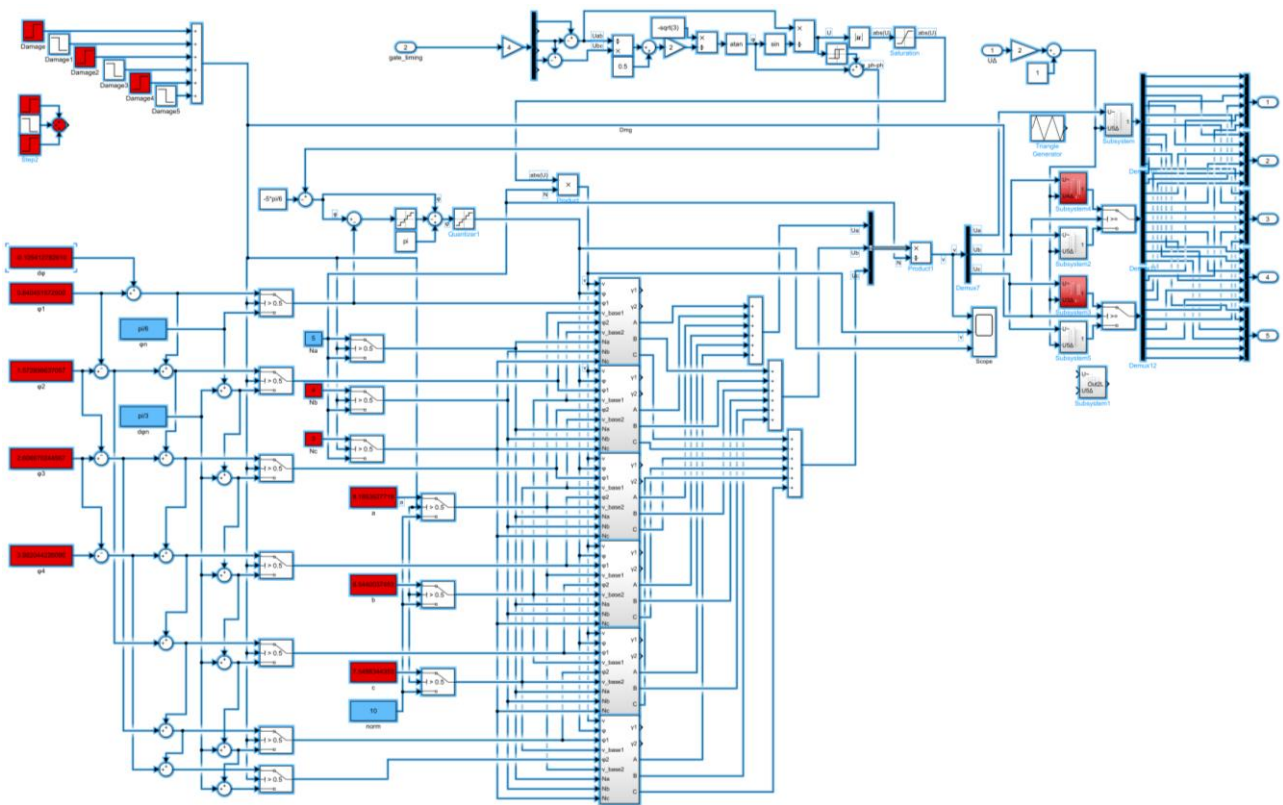
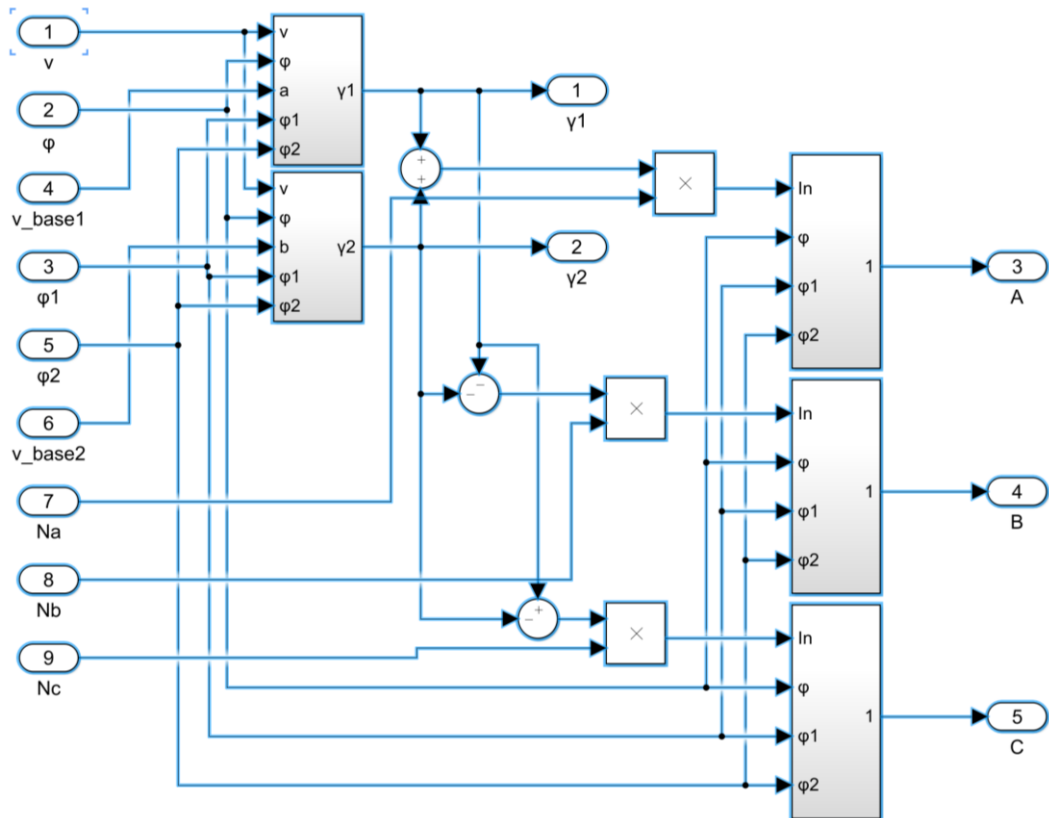


Рисунок 3.1. – Модель підсистеми gates_logic формування імпульсів керування Н-мостами

В состав підсистеми входять модулі розрахунку шпаруватості векторів і напруги в кожній фазі (рис. 3.2), які далі передаються в модулі формування керуючих імпульсів Н-мостів.



$$F\gamma_1(u) = u(1)/u(3) * \sin(u(4) - u(2)) / \sin(\pi - u(4))$$

$$F\gamma_2(u) = u(1)/u(3) * \sin(u(2)) / \sin(\pi - u(4))$$

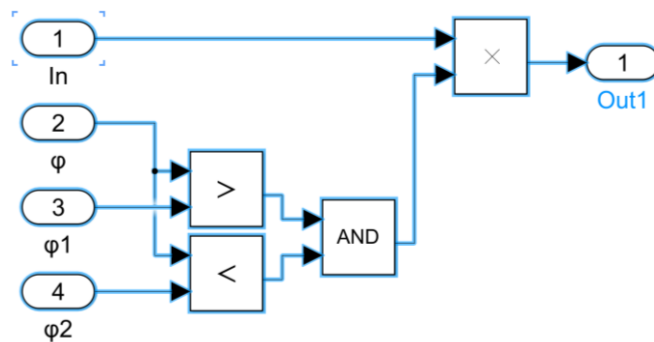
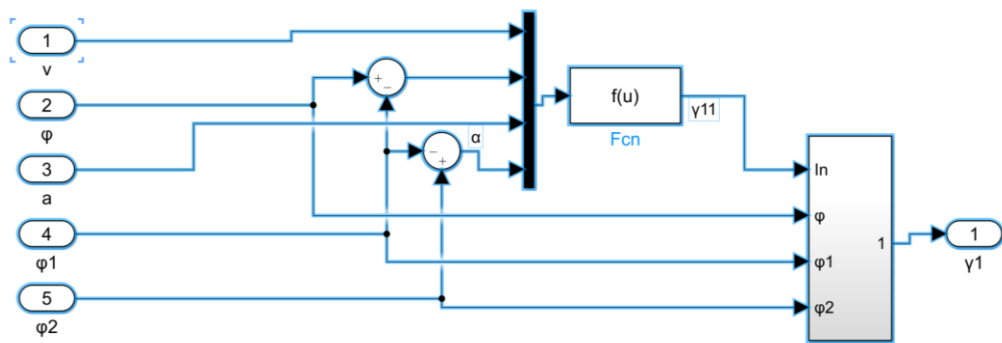


Рисунок 3.2. – Підсистеми розрахунку шпаруватості gates_logic для керування Н-мостами

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”.

3.2 Моделювання динамічних процесів в високовольтному перетворювачі частоти з векторним керуванням в штатних і аварійних режимах

В отриманій моделі можна дослідити низку випадків поведінки електроприводу. Перехідні процеси в штатному режимі фактично не відрізняються від еталонних графіків ідеального електроприводу, що свідчить про коректність виконаних перетворень моделі.

В розробленій моделі є можливість дослідити реакцію системи на аварійну ситуацію. Для цього (див. рис. 3.1) сигнал аварії подається на перемикачі, які передають в модулі системи сигнали, відповідні за стан якоїсь конкретної аварії. Ми обрали в якості аварійною екстремальний режим 6–5–4.

Позначимо відповідно стани каскадного перетворювача до і після аварії, як «6–6–6» та «6–5–4». На рис. 3.3 показано, як синтезована система відпрацьовує переходи. Аварійний стан змодельований з 0.5 до 0.65 s і далі з 0.8 до 0.95 s.

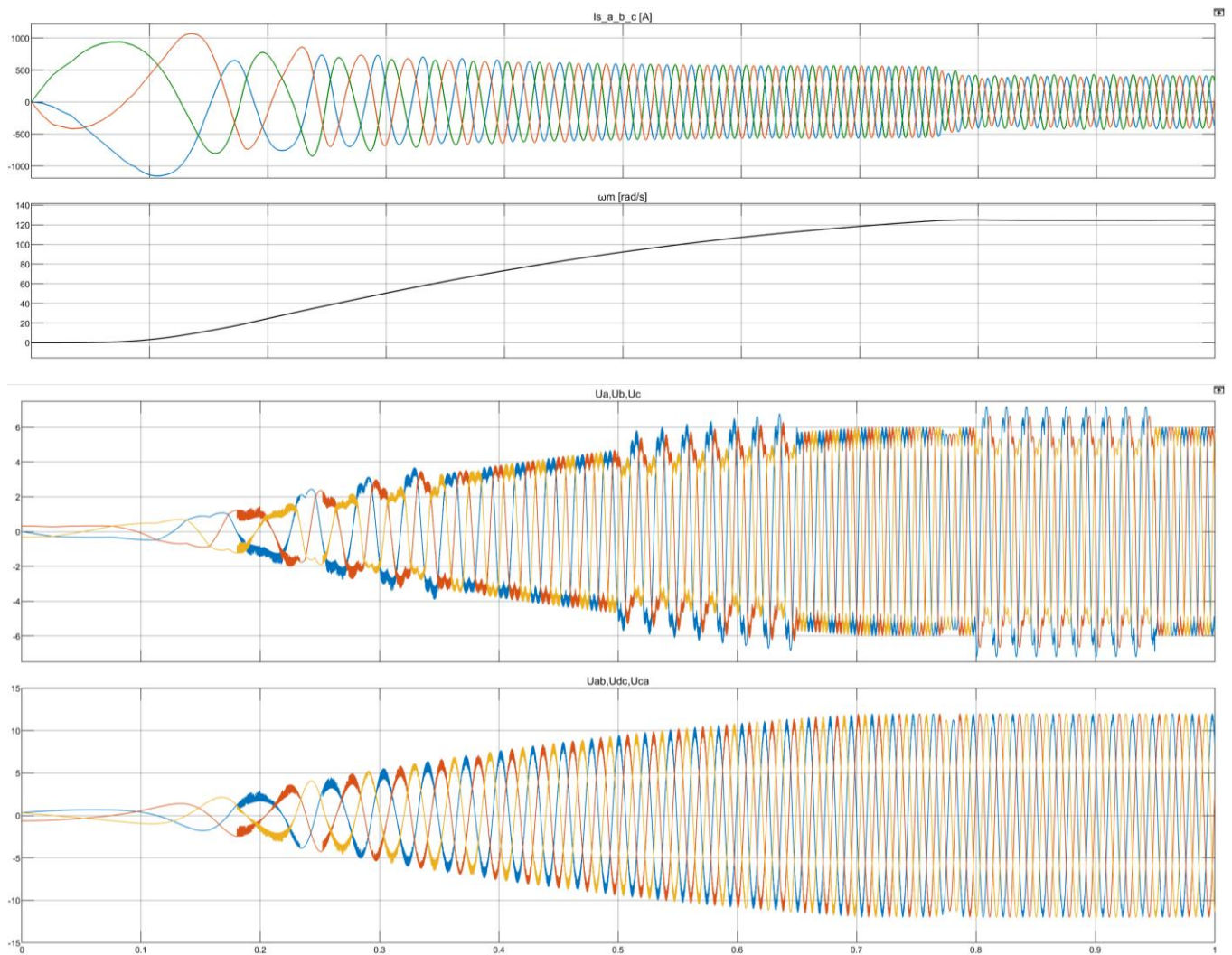


Рисунок 3.3. – Графіки перехідних процесів пуску при відпрацюванні аварії «6–6–6» => «6–5–4» з 0.5 до 0.65 s, і далі з 0.8 до 0.95 s

З графіків видно, що лінійні напруги зберігають синусоїдальну форму, на графіках струмів аварійні ситуації в перетворювачі не відображаються.

Таким чином, запропонований метод вирішує поставлену задачу.

4. МЕТОД ЗБАЛАНСОВАНОЇ ПРОСТОРОВО-ВЕКТОРНОЇ МОДУЛЯЦІЇ В П'ЯТИФАЗНОМУ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

4.1. Теоретичний базис методу збалансованої просторово-векторної модуляції для п'ятифазного перетворювача частоти

Застосування високовольтних перетворювачів частоти в потужних електромеханічних системах, наприклад, таких як суднові підрулюючі пристрої, забезпечує багаторазове зниження споживання електротехнічних матеріалів, насамперед міді, зменшення ваги електричних машин і кабелів, а також покращує енергетичні показники – THD (Total Harmonic Distortion), EEDI (Energy Efficiency Design Index) і EEOI (Energy Efficiency Operational Index). Основною структурою багаторівневого перетворювача в промислових застосуваннях є каскадноз'єднані Н-мости, які також називають комірками або модулями. У потужних електроприводах з підвищеними вимогами до надійності і плавності крутного моменту, наприклад, в суднових двигунах з постійним кроком, використовуються 5-фазні синхронні двигуни і, відповідно, 5-фазні перетворювачі частоти, наприклад SIEMENS – SINAMICS PERFECT HARMONY GH150 [62] (рис. 4.1). Є значна кількість наукових робіт, спрямованих на вирішення низки задач, пов'язаних з такими перетворювачами [35, 40, 43, 58, 63].



Рисунок 4.1. – 5-фазний SINAMICS PERFECT HARMONY GH150 [62]

Метод балансування просторових векторів, розроблений і перевірений в 2-му і 3-му розділах, очевидно, не обмежений тільки 3-ма фазами. Тому **метою розділу** є аналіз можливостей використання методу балансування базових векторів з просторово-векторною широтно-імпульсною модуляцією для багатозначного високовольтного багаторівневого перетворювача частоти в нормальному та аварійному режимах [56].

Аналогічно трифазному каскадному перетворювачу частоти просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції заснована на послідовному переключенні фаз на «+» або «-» джерела постійного струму, як показано на рис. 4.2, а.

У нормальному режимі 5-фазного інвертора напруги фаз з відносною амплітудою $U_{ph} = N_A = N_B = N_C = N_D = N_E = N$ (кількість Н-мостів в одній фазі, базова одиниця дорівнює номінальній напрузі Н-моста) утворюють п'ятифазну систему напруг (тут і далі ми не будемо використовувати символ «*» для позначення

відносних значень). Комуताція напруг фаз із представленою послідовністю визначає 10 просторових векторів (рис. 2, б). Координати векторів визначають за формулами:

$$\begin{aligned} x_i &= \pm N_A \cos(\varphi_a) \pm N_B \cos\left(\varphi_a - \frac{2\pi}{5}\right) \pm N_C \cos\left(\varphi_a - \frac{4\pi}{5}\right) \\ &\pm N_D \cos\left(\varphi_a - \frac{6\pi}{5}\right) \pm N_E \cos\left(\varphi_a - \frac{8\pi}{5}\right), \\ y_i &= \pm N_A \sin(\varphi_a) \pm N_B \sin\left(\varphi_a - \frac{2\pi}{5}\right) \pm N_C \sin\left(\varphi_a - \frac{4\pi}{5}\right) \\ &\pm N_D \sin\left(\varphi_a - \frac{6\pi}{5}\right) \pm N_E \sin\left(\varphi_a - \frac{8\pi}{5}\right). \end{aligned} \quad (1.1)$$

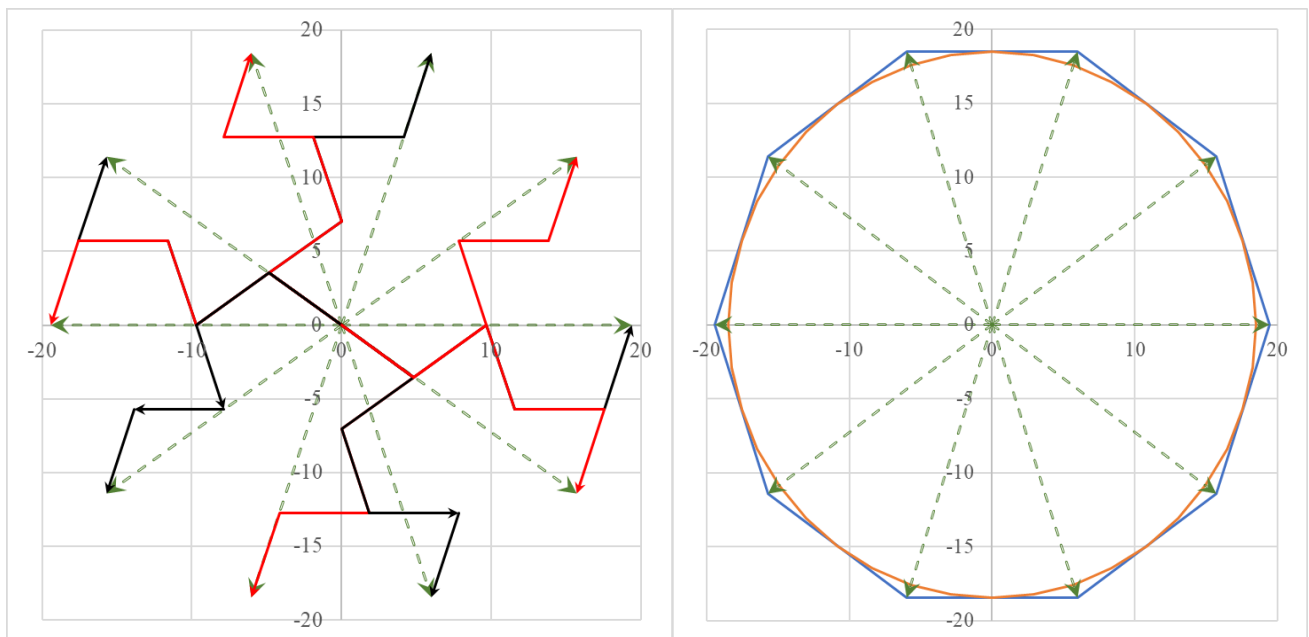
Вектори описують вершини багатокутника, в який можна вписати коло. У нормальному режимі радіус вписаного кола дорівнює $R = 3.07768N$ (рис. 4.2, в). Так, для $N = 6$ отримаємо наступні координати векторів та параметри 10-кутника (табл. 4.1). Бачимо, що у 5-фазному ПЧ суттєво зменшилась різниця між довжиною базового вектора та припутимим радіусом кола, тобто використання джерела живлення за напругою буде вищим.

Таблиця 4.1. Параметри просторових векторів напруги для 6-каскадного ПЧ

X	Y	R _i	φ _i , °	φ _i , rad	Δφ _i , rad	v _i
19.42	0.00	18.4661	0.00	0.00000		19.41641
15.71	11.41	18.4661	36.00	0.62832	0.62832	19.41641
6.00	18.47	18.4661	72.00	1.25664	0.62832	19.41641
-6.00	18.47	18.4661	108.00	1.88496	0.62832	19.41641
-15.71	11.41	18.4661	144.00	2.51327	0.62832	19.41641
-19.42	0.00	18.4661	180.00	3.14159	0.62832	19.41641
-15.71	-11.41	18.4661	216.00	3.76991	0.62832	19.41641
-6.00	-18.47	18.4661	252.00	4.39823	0.62832	19.41641
6.00	-18.47	18.4661	288.00	5.02655	0.62832	19.41641
15.71	-11.41	18.4661	324.00	5.65487	0.62832	19.41641

Step	Ph1	Ph2	Ph3	Ph4	Ph5
1	↑ 1	↑ 1	↓ -1	↓ -1	↓ -1
2	↑ 1	↑ 1	↑ 1	↓ -1	↓ -1
3	↓ -1	↑ 1	↑ 1	↓ -1	↓ -1
4	↓ -1	↑ 1	↑ 1	↑ 1	↓ -1
5	↓ -1	↓ -1	↑ 1	↑ 1	↓ -1
6	↓ -1	↓ -1	↑ 1	↑ 1	↑ 1
7	↓ -1	↓ -1	↓ -1	↑ 1	↑ 1
8	↑ 1	↓ -1	↓ -1	↑ 1	↑ 1
9	↑ 1	↓ -1	↓ -1	↓ -1	↑ 1
10	↑ 1	↑ 1	↓ -1	↓ -1	↑ 1
1	↑ 1	↑ 1	↓ -1	↓ -1	↓ -1

а)



б)

в)

Рисунок 4.2. – Послідовність комутації фаз, просторові вектори та вписане коло в нормальному режимі 5-фазного 6-каскадного інвертора

Комутація двох сусідніх просторових векторів дозволяє отримати еквівалентний вектор із заданою амплітудою v та положенням φ . У кожному секторі шпаруватість просторових векторів розраховується за виразами:

$$\begin{aligned} v &\leq v_{\max}, \\ \gamma_1 &= \frac{v}{v_1} \frac{\sin((\varphi_2 - \varphi_1) - (\varphi - \varphi_1))}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))}, \\ \gamma_2 &= \frac{v}{v_2} \frac{\sin(\varphi - \varphi_1)}{\sin(\pi - (\varphi_2 - \varphi_1))}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Ці формули однаково вірні як для симетричного режиму роботи, коли всі вектори та кути між ними однакові, так і для аварійного режиму, коли із-за виходу з ладу одного або декількох каскадів симетрія порушується.

Дослідимо детальніше роботу системи в штатному режимі.

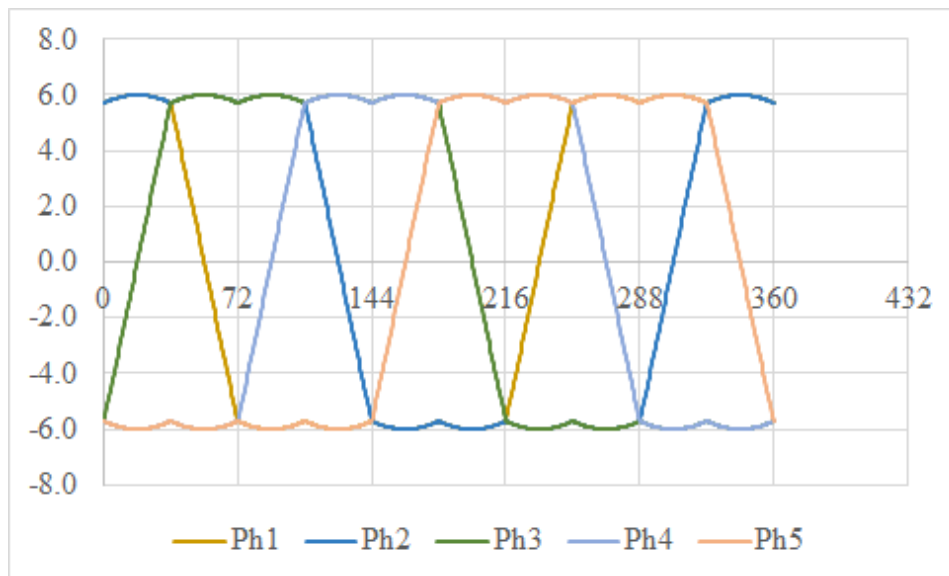
В типових перетворювачах частоти для реалізації просторово-векторної комутації в системі керування виконується синхронізація всіх силових вимикачів інвертора. У багаторівневому інверторі рішення задачі можна істотно спростити. Необхідно, відповідно до розрахункових значень шпаруватості γ_1, γ_2 та таблиці комутації $q_{i,j}$ окремих фаз, розрахувати еквівалентні значення напруги окремих фаз:

$$U_{ph\ j} = \sum_{i=1}^{10} \gamma_{1i} q_{i,j} + \gamma_{2i} q_{i+1,j} \quad (2.2)$$

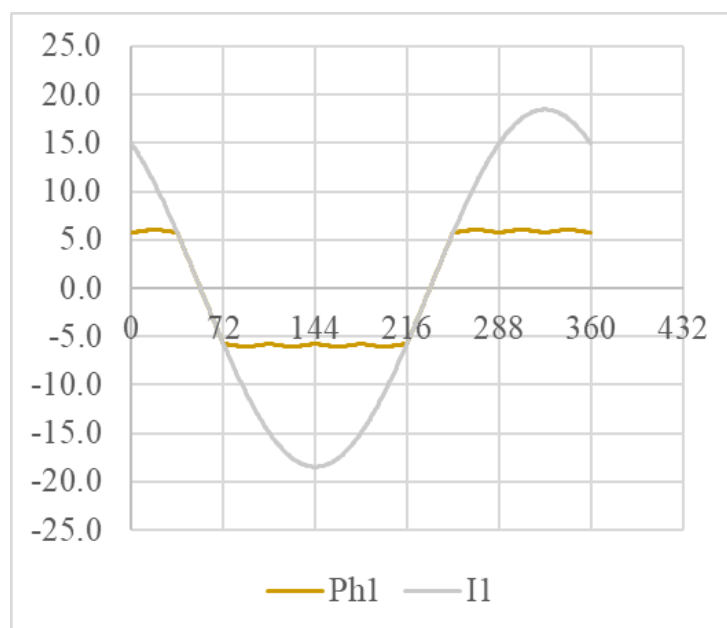
Ці значення, помножені на кількість Н-комірок у фазі, відповідають шпаруватості фази (від 0 до N). На основі порівняння цих значень з багаторівневими трикутними високочастотними сигналами можна сформувати сигнали керування транзисторами для Н-мостів з 2-рівневою ($-U, +U$) або 3-рівневою ($-U, 0, +U$) вихідною напругою.

Графіки фазної напруги (U_A) у випадку $N = 6$, представлено на рис. 4.3.

Також показаний відносний струм у відповідній фазі, утворений як сума проекцій напруги фаз на кожну фазу двигуна (з амплітудою, що дорівнює радіусу вписаного кола).



а)



б)

Рисунок 4.3. – Фазні напруги (Ph1) (а) та напруга фази А та відносний струм (I1) в нормальному режимі

Розрахуємо спектральний склад фазної напруги. Для цього використаємо макрос, розроблений на мові Visual Basic for Application в EXCEL:

Sub Harmonics()

Dim H_sin(49), H_cos(49) As Double

Pi = 3.14159265358979

*dfi = 0.5 / 180# * Pi*

'PhA-PhE

For ph = 1 To 5

For nh = 1 To 49 Step 2

H_sin(nh) = 0

H_cos(nh) = 0

Next

U = 0

For r = 15 To 734

Uph = Cells(r, 56 + ph).Value

*fi = Cells(15, 35).Value / 180# * Pi + dfi * (r - 15)*

*U = U + Uph * Uph * dfi*

For nh = 1 To 49 Step 2

*H_sin(nh) = H_sin(nh) + Uph * Sin(fi * nh) * dfi*

*H_cos(nh) = H_cos(nh) + Uph * Cos(fi * nh) * dfi*

Next

Next

U = Sqr(U / 2 / Pi)

r = 15

Cells(10, 84 + ph).Value = U

THD = 0

For nh = 1 To 49 Step 2

*H = Sqr(H_sin(nh) * H_sin(nh) + H_cos(nh) * H_cos(nh)) / Pi*

If nh = 1 Then U1 = H

*If nh > 1 Then If Int(nh / 5) = nh / 5 Then THD = THD + H * H*

If nh = 1 Then Cells(r, 84).Value = nh

Cells(r, 84 + ph).Value = H

r = r + 1

Next

```

Cells(11, 84 + ph).Value = Sqr(THD) / U1
Next

'Ipha-Iphe
For ph = 1 To 5
    For nh = 1 To 49 Step 2
        H_sin(nh) = 0
        H_cos(nh) = 0
    Next
    For r = 15 To 734
        Uph = Cells(r, 61 + ph).Value
        fi = Cells(15, 35).Value / 180# * Pi + dfi * (r - 15)

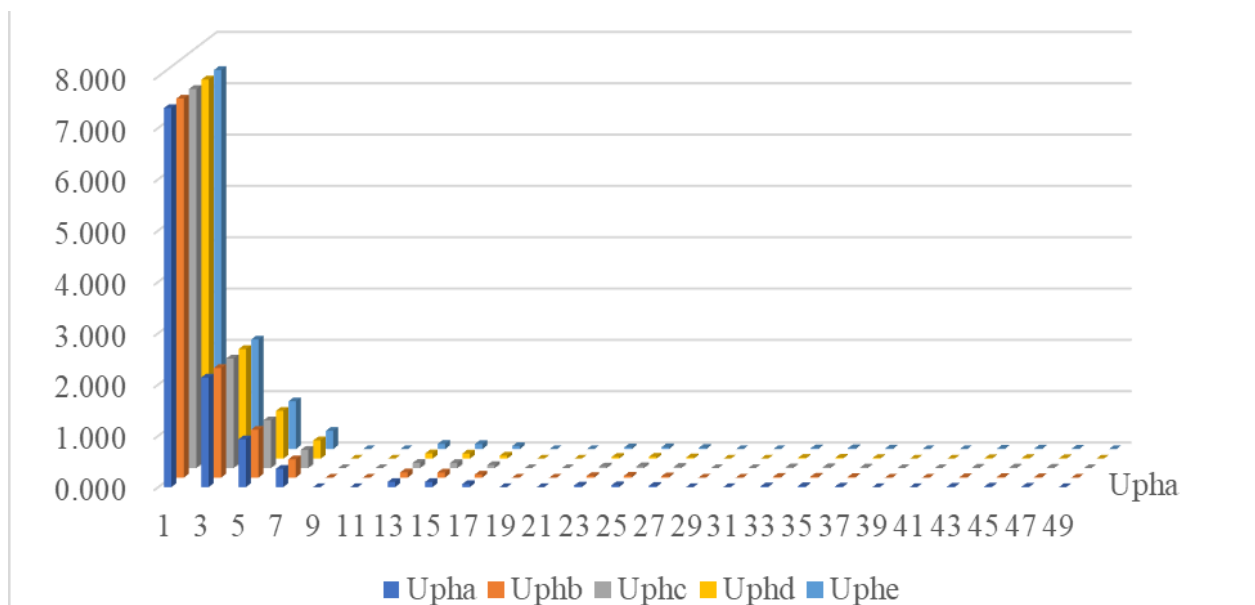
        For nh = 1 To 49 Step 2
            H_sin(nh) = H_sin(nh) + Uph * Sin(fi * nh) * dfi
            H_cos(nh) = H_cos(nh) + Uph * Cos(fi * nh) * dfi
        Next
    Next
    r = 15
    For nh = 1 To 49 Step 2
        H = Sqr(H_sin(nh) * H_sin(nh) + H_cos(nh) * H_cos(nh)) / Pi
        Cells(r, 89 + ph).Value = H
        r = r + 1
    Next
Next
End Sub

```

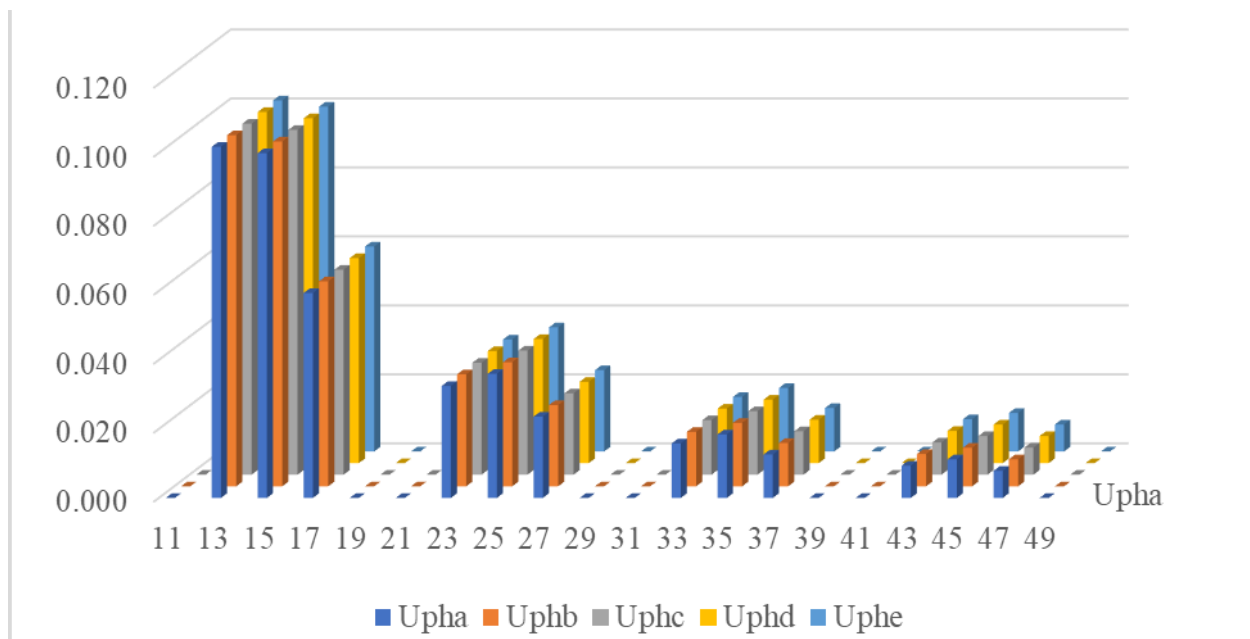
В результаті розрахунків за макросом отримаємо табл. 4.2, на підставі якої побудовано діаграми (рис. 4.4).

Табл. 4.2. Спектральний склад фазних напруг

Nh	Upha	Uphb	Uphe	Uphe	Uphe
1	7.3864	7.3864	7.3864	7.3864	7.3864
3	2.1354	2.1354	2.1354	2.1354	2.1354
5	0.9319	0.9319	0.9319	0.9319	0.9319
7	0.3560	0.3560	0.3560	0.3560	0.3560
9	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
11	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
13	0.1018	0.1018	0.1018	0.1018	0.1018
15	0.1000	0.1000	0.1000	0.1000	0.1000
17	0.0594	0.0594	0.0594	0.0594	0.0594
19	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
21	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
23	0.0325	0.0325	0.0325	0.0325	0.0325
25	0.0360	0.0360	0.0360	0.0360	0.0360
27	0.0236	0.0236	0.0236	0.0236	0.0236
29	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
31	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
33	0.0158	0.0158	0.0158	0.0158	0.0158
35	0.0184	0.0184	0.0184	0.0184	0.0184
37	0.0126	0.0126	0.0126	0.0126	0.0126
39	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
41	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
43	0.0094	0.0094	0.0094	0.0094	0.0094
45	0.0112	0.0112	0.0112	0.0112	0.0112
47	0.0078	0.0078	0.0078	0.0078	0.0078
49	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000



a)



б)

Рисунок 4.4. – Спектральний склад фазних напруг: з 1-ї до 49-ї (а) та з 11-ї до 49-ї

Бачимо суттєву різницю між спектральним складом фазних напруг 3-фазного та 5-фазного перетворювачів – вищі гармоніки вже не є кратними 3, а групами по 3 непарні гармоніки концентруються біля гармонік, що є кратними 5.

Також з розрахованих даних отримаємо коефіцієнт відношення амплітуди першої гармоніки к N : для 5-фазного перетворювача цей коефіцієнт дорівнює 1.2311, тобто на 23.11% амплітуда першої гармоніки перевищує максимальну амплітуду фази перетворювача. Додатково в табл. 4.3 надано відношення діючої напруги фази до діючої напруги 1-ї гармоніки та THD без урахування кратних 5-и гармонік.

Табл. 4.3. Енергетичні показники в нормальному режимі роботи

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	6	6	6	6	6
U_{1a}/N_i	1.2311	1.2311	1.2311	1.2311	1.2311
U_d/U_1	1.0499	1.0499	1.0499	1.0499	1.0499
U_d	5.4837	5.4837	5.4837	5.4837	5.4837
THD(w/o x5)	0.1270	0.1270	0.1270	0.1270	0.1270

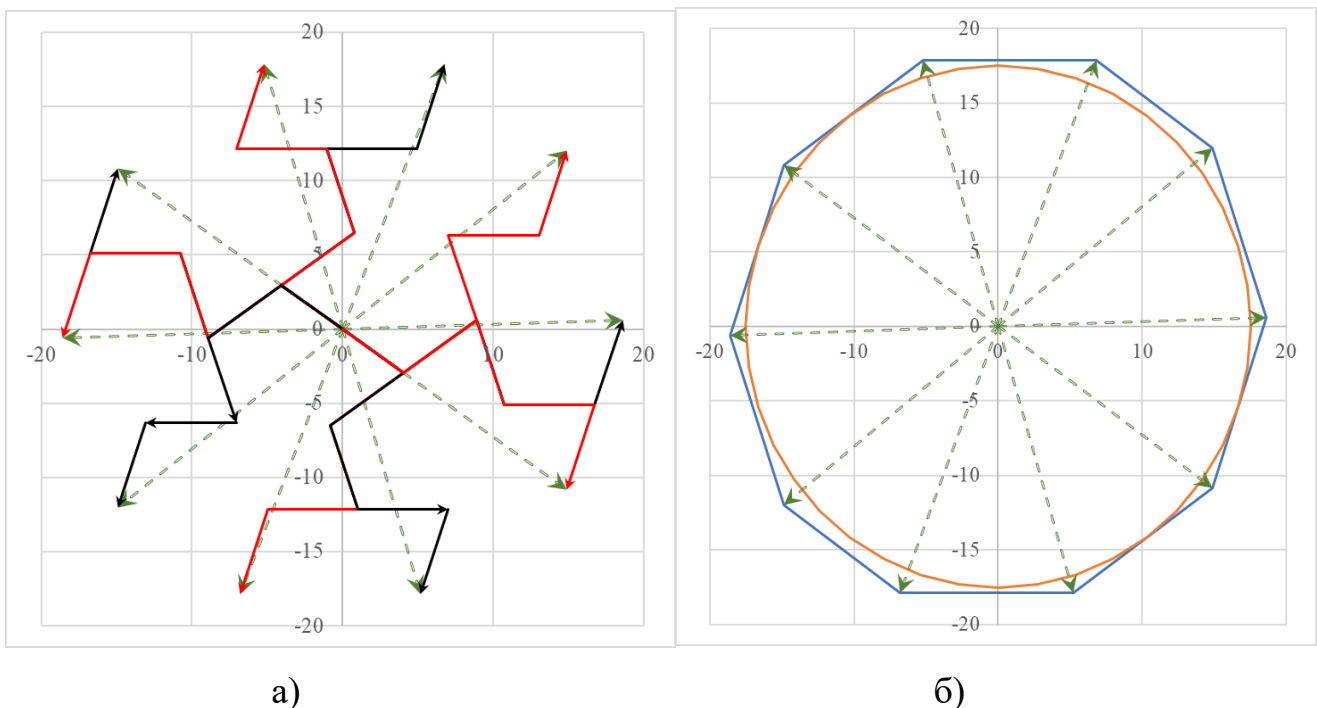
4.2. Аварійні режими роботи п'ятифазного каскадного перетворювача частоти з пошкодженими Н-модулями

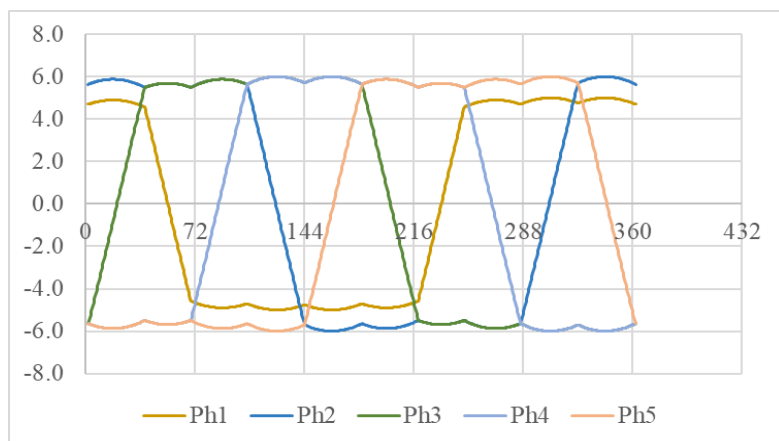
Дослідимо деякі можливі аварійні режими.

В аварійному режимі окремі Н-модулі закорочуються і амплітуда напруги відповідної фази зменшується. Порушується симетрія просторових векторів. Але в отриманий багатокутник ще можна вписати коло так, щоб його діаметр не перевищував відстані між паралельними сторонами багатокутника. Радіус цього кола визначає максимально допустиму напругу:

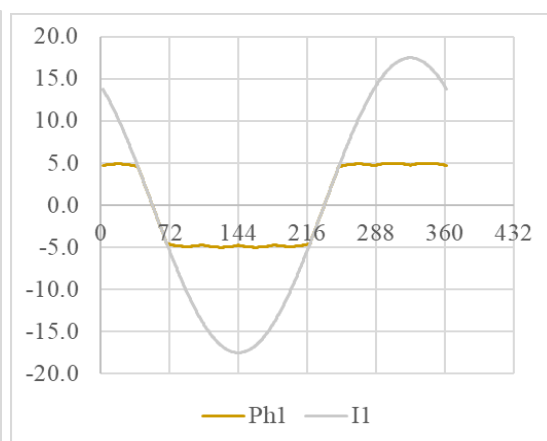
$$\begin{aligned} a_i &= (y_{i+1} - y_i) / (x_{i+1} - x_i), \\ R_i &= \text{abs}\left((y_i - a_i x_i) \sqrt{1 + a_i^2}\right), \\ v_{\max} &= \min(R_i), \quad i = 1 \dots 5. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Найбільш очікуваним з таких режимів є, безумовно, вихід з ладу однієї комірки в однієї фази. Позначимо режим відповідно до кількості справних комірок у фазі. Наприклад, при виході з ладу однієї комірки в фазі А отримаємо позначення режиму 5–6–6–6–6. Цьому режиму роботи відповідають наступні діаграми векторів та графіки напруги в фазах (рис. 4.5). Координати векторів надані в табл. 4.4.

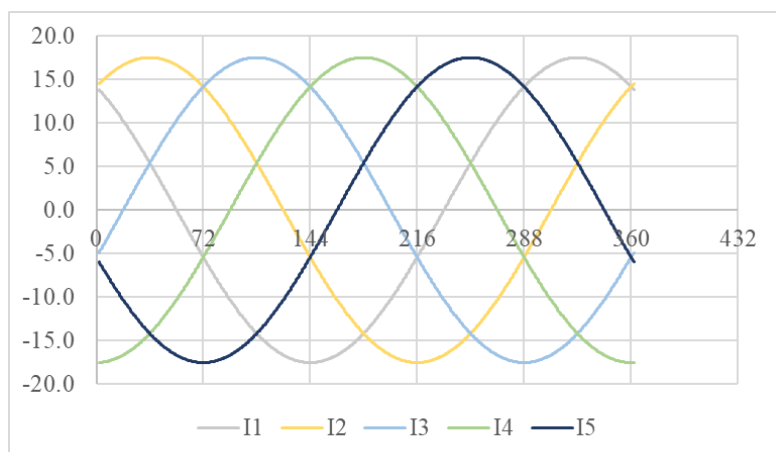




в)



г)



д)

Рисунок 4.5. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та співвідношення напруги фази і струму (г), система струмів (д)

Табл. 4.4. Параметри просторових векторів напруги в режимі 5–6–6–6–6

X	Y	R _i	$\varphi_i, ^\circ$	φ_i, rad	$\Delta\varphi_i, \text{rad}$	v_i
18.61	0.59	17.87832	1.81	0.03158		18.61667
14.90	12.00	18.4661	38.85	0.67805	0.64647	19.13105
6.81	17.88	17.87832	69.15	1.20690	0.52885	19.13105
-5.19	17.88	17.51504	106.19	1.85338	0.64647	18.61667
-14.90	10.82	17.51504	144.00	2.51327	0.65990	18.41641
-18.61	-0.59	17.87832	181.81	3.17317	0.65990	18.61667
-14.90	-12.00	18.4661	218.85	3.81964	0.64647	19.13105
-6.81	-17.88	17.87832	249.15	4.34850	0.52885	19.13105
5.19	-17.88	17.51504	286.19	4.99497	0.64647	18.61667
14.90	-10.82	17.51504	324.00	5.65487	0.65990	18.41641

Спектральний склад (рис. 4.6) та показники перетворювача (табл. 4.5) змінюються, але важливо відмітити, що система відносних струмів в фазах двигуна зберігає синусоїдальну форму та симетрію, яка відповідає 5-фазному двигуну. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 5,2%.

Табл. 5.5. Енергетичні показники в режимі 5–6–6–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	5	6	6	6	6
U_{1a}/N_1	1.2262	1.1991	1.2116	1.2116	1.1991
U_d/U_1	1.0529	1.0516	1.0463	1.0463	1.0516
U_d	4.5648	5.3498	5.3783	5.3782	5.3498
THD(w/o x5)	0.1404	0.1235	0.1216	0.1216	0.1235

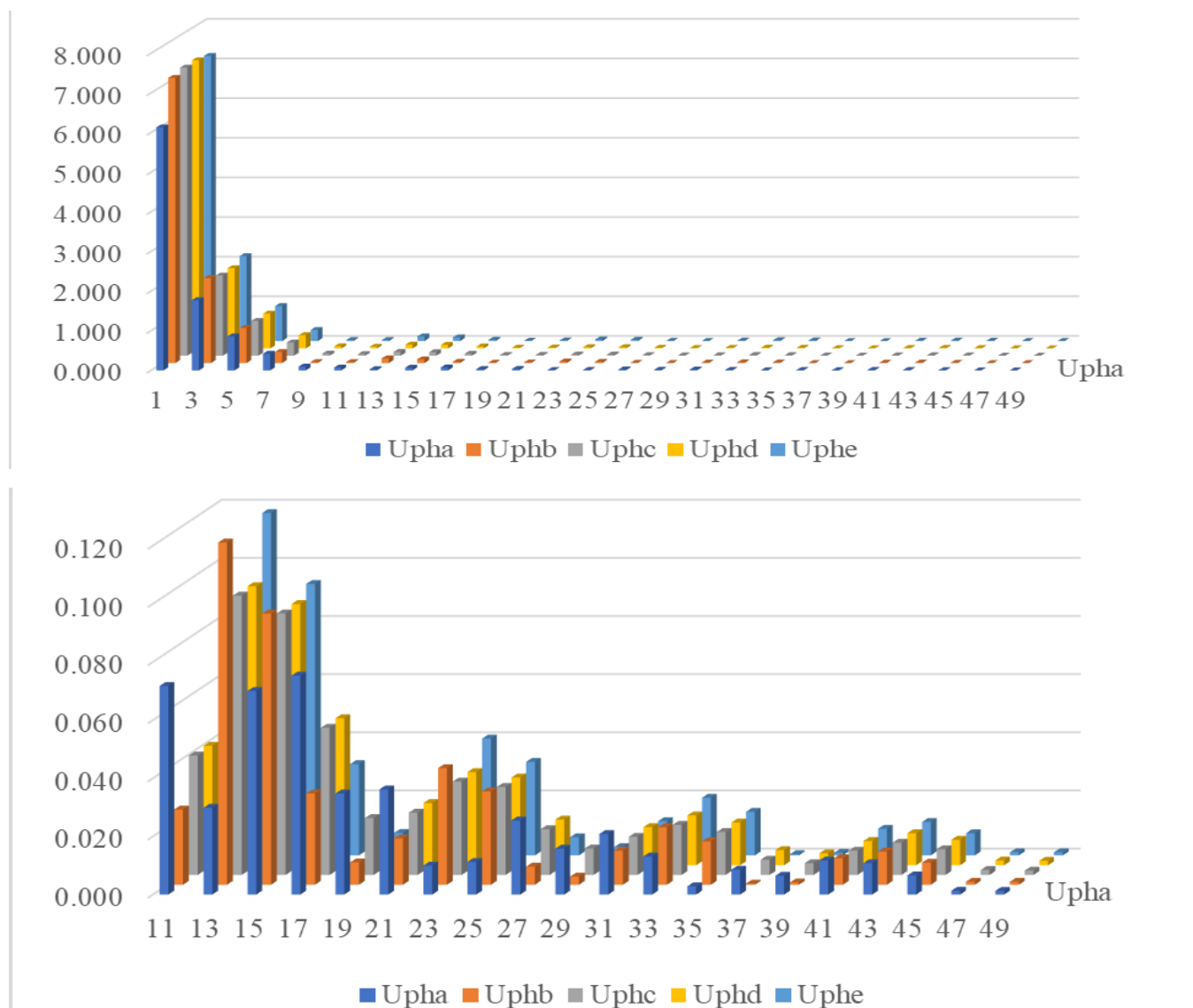


Рисунок 4.6. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 5–6–6–6–6

Також можливими є режими з пошкодженням 2-х комірок у двох фазах. За характеристиками можуть відрізнятися режими 5–5–6–6–6 та 5–6–5–6–6. Дослідимо їх. Режиму 5–5–6–6–6 відповідають діаграми векторів та графіки напруги в фазах на рис. 4.7.

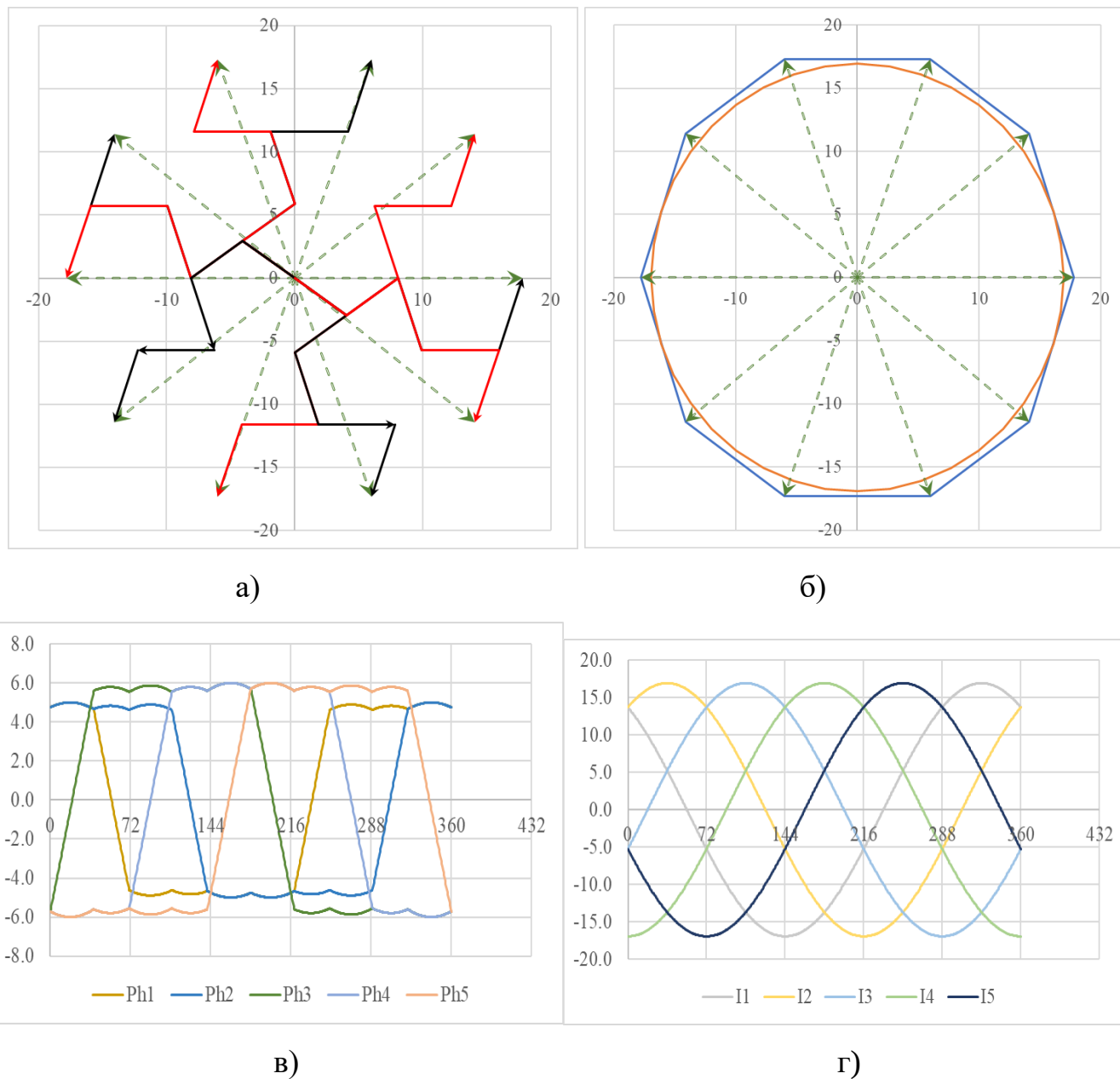


Рисунок 4.7. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 5–5–6–6–6

Табл. 5.7. Параметри просторових векторів напруги в режимі 5–5–6–6–6

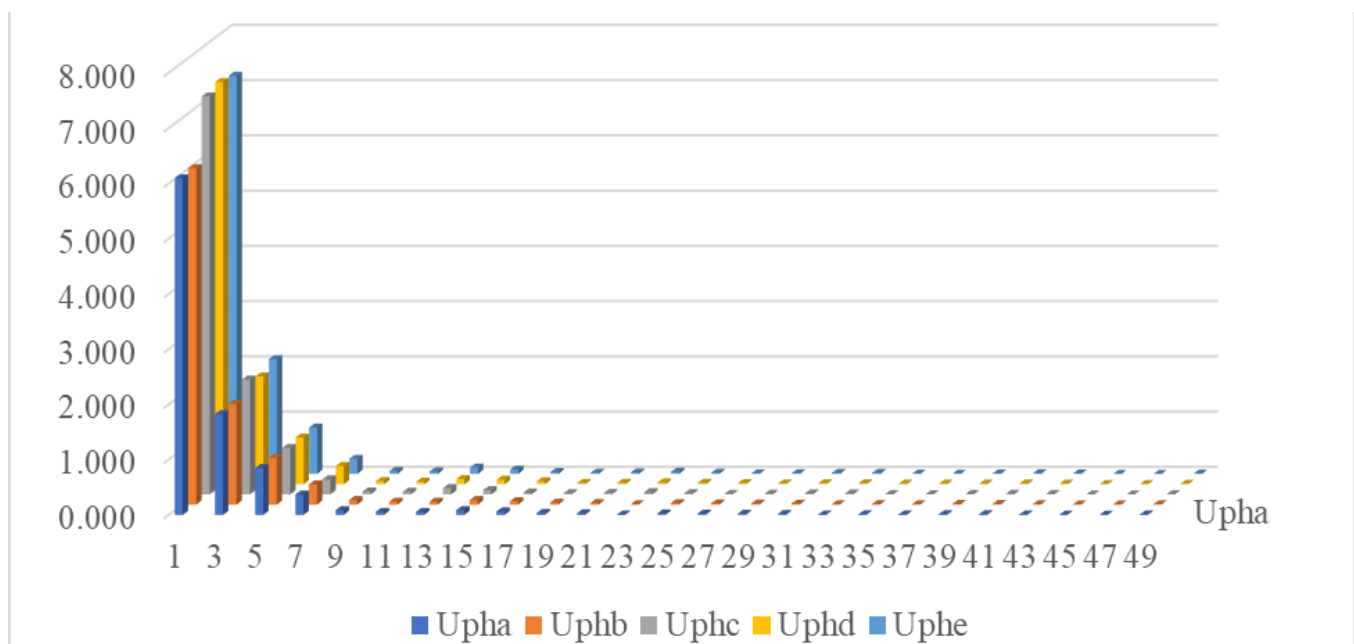
X	Y	Ri	$\phi_i, ^\circ$	ϕ_i, rad	$\Delta\phi_i, \text{rad}$	v_i
17.80	0.00	16.92726	0.00	0.00000		17.79837

14.09	11.41	17.51504	39.01	0.68079	0.68079	18.13235
6.00	17.29	17.29053	70.86	1.23679	0.55599	18.30198
-6.00	17.29	17.51504	109.14	1.90481	0.66802	18.30198
-14.09	11.41	16.92726	140.99	2.46080	0.55599	18.13235
-17.80	0.00	16.92726	180.00	3.14159	0.68079	17.79837
-14.09	-11.41	17.51504	219.01	3.82239	0.68079	18.13235
-6.00	-17.29	17.29053	250.86	4.37838	0.55599	18.30198
6.00	-17.29	17.51504	289.14	5.04640	0.66802	18.30198
14.09	-11.41	16.92726	320.99	5.60239	0.55599	18.13235

Спектральний склад (рис. 4.8) та показники перетворювача (табл. 4.8) змінюються, але система струмів в фазах двигуна зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 8,3%.

Табл. 4.8. Енергетичні показники в режимі 5–5–6–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	5	5	6	6	6
U_{1a}/N_1	1.2181	1.2181	1.2007	1.2131	1.2007
U_d/U_1	1.0550	1.0550	1.0482	1.0430	1.0482
U_d	4.5434	4.5434	5.3399	5.3680	5.3399
THD(w/o x5)	0.1398	0.1398	0.1172	0.1166	0.1172



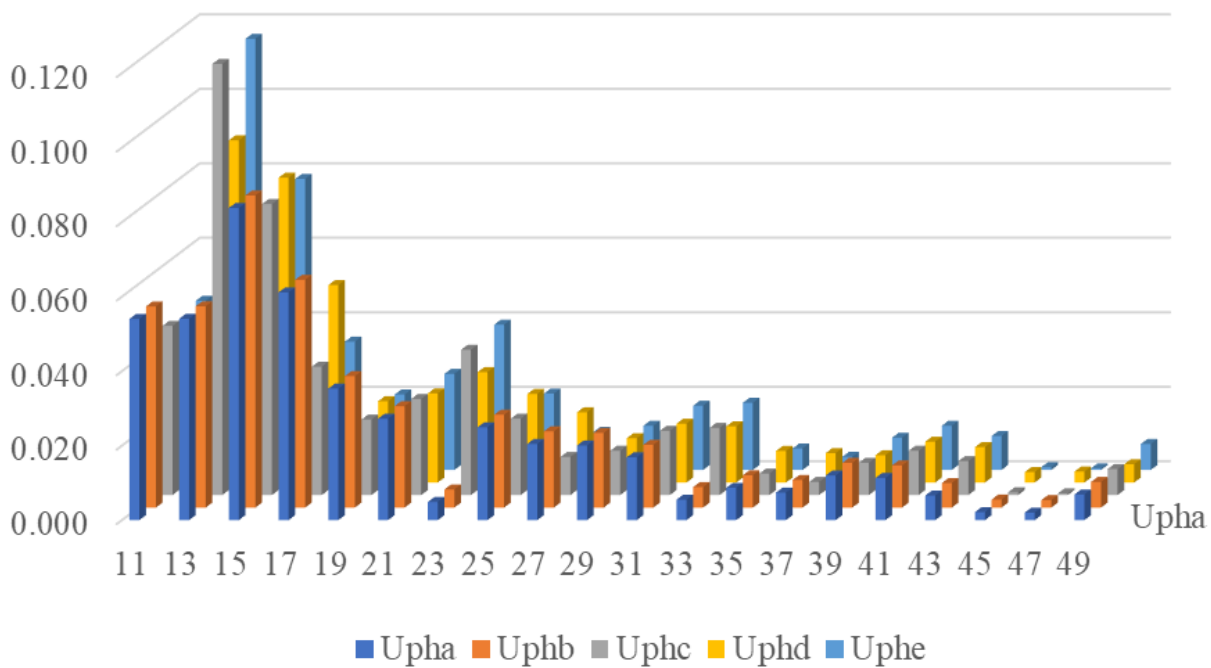
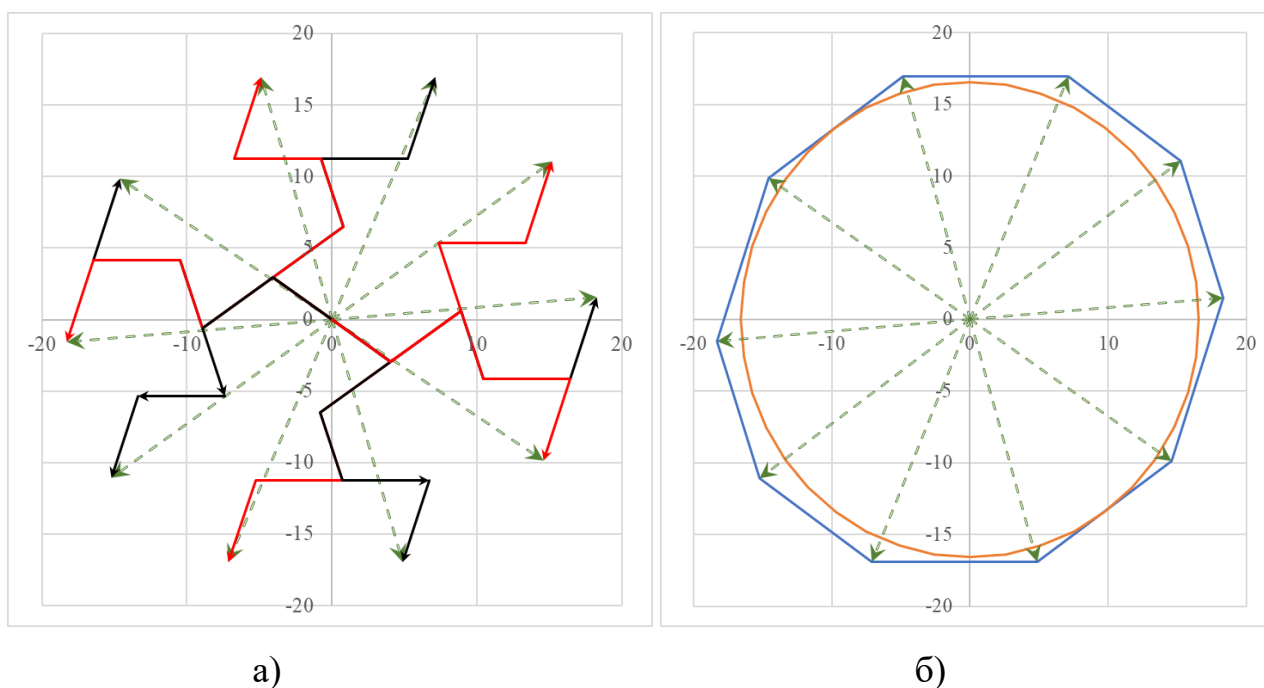
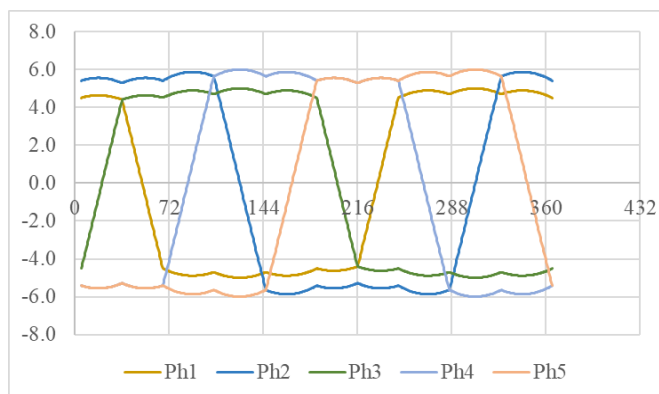


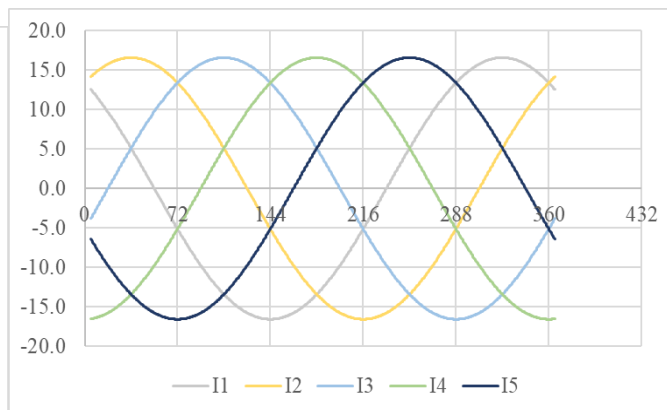
Рисунок 4.8. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 5–5–6–6–6

Режиму 5–6–5–6–6 відповідають діаграми векторів та графіки напруги в фазах на рис. 4.9. Координати векторів надано в табл. 4.9.





в)



г)

Рисунок 4.9. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 5–6–5–6–6

Табл. 4.9. Параметри просторових векторів напруги в режимі 5–6–5–6–6

X	Y	Ri	$\phi_i, ^\circ$	ϕ_i, rad	$\Delta\phi_i, \text{rad}$	vi
18.30	1.54	17.87832	4.81	0.08390		18.36297
15.21	11.05	17.87832	36.00	0.62832	0.54442	18.79837
7.12	16.93	16.92726	67.19	1.17274	0.54442	18.36297
-4.88	16.93	16.56399	106.09	1.85159	0.67885	17.61720
-14.59	9.87	16.92726	145.91	2.54664	0.69506	17.61720
-18.30	-1.54	17.87832	184.81	3.22549	0.67885	18.36297
-15.21	-11.05	17.87832	216.00	3.76991	0.54442	18.79837
-7.12	-16.93	16.92726	247.19	4.31433	0.54442	18.36297
4.88	-16.93	16.56399	286.09	4.99318	0.67885	17.61720
14.59	-9.87	16.92726	325.91	5.68824	0.69506	17.61720

Спектральний склад (рис. 4.10) та показники перетворювача (табл. 4.10) змінюються, але система струмів в фазах двигуна зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 10,3%.

Табл. 4.10. Енергетичні показники в режимі 5–6–5–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	5	6	5	6	6
U_{1a}/N_i	1.2063	1.1647	1.2063	1.1794	1.1794
U_d/U_1	1.0491	1.0536	1.0491	1.0474	1.0474
U_d	4.4744	5.2065	4.4744	5.2408	5.2409
THD(w/o x5)	0.1351	0.1163	0.1351	0.1194	0.1194

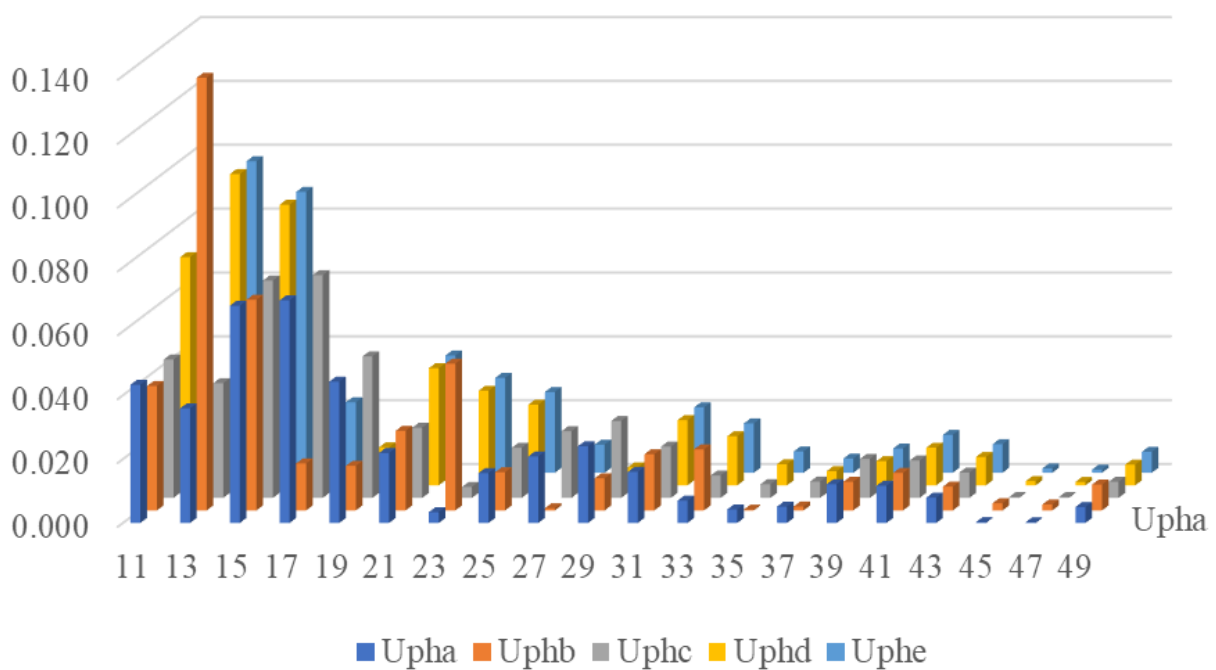
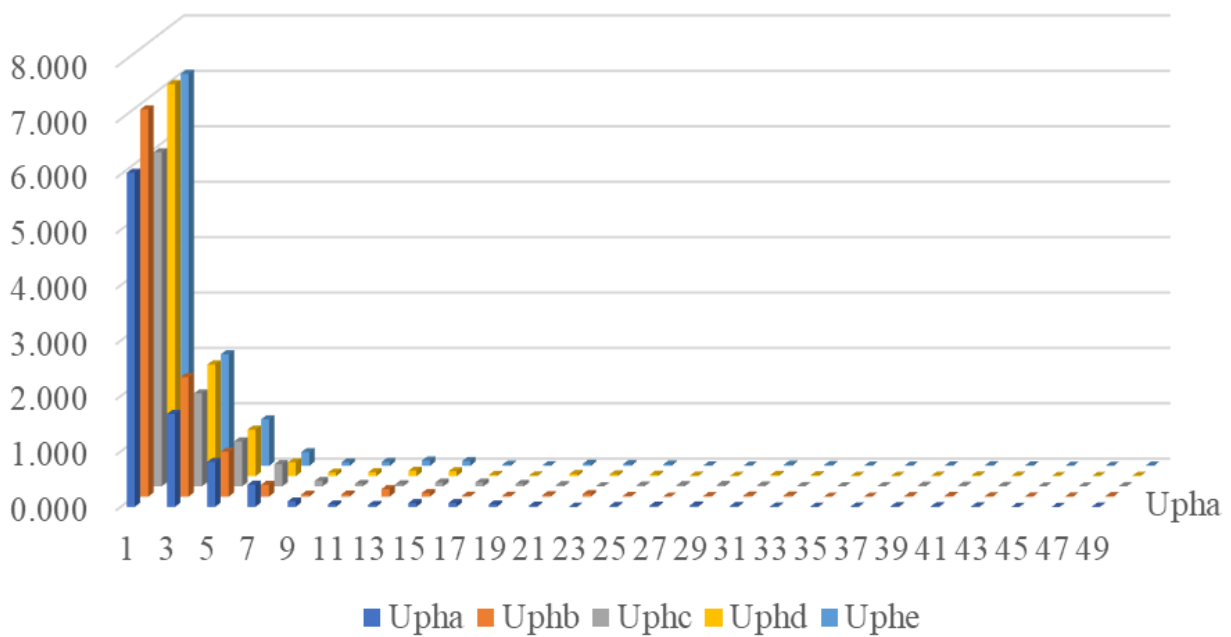
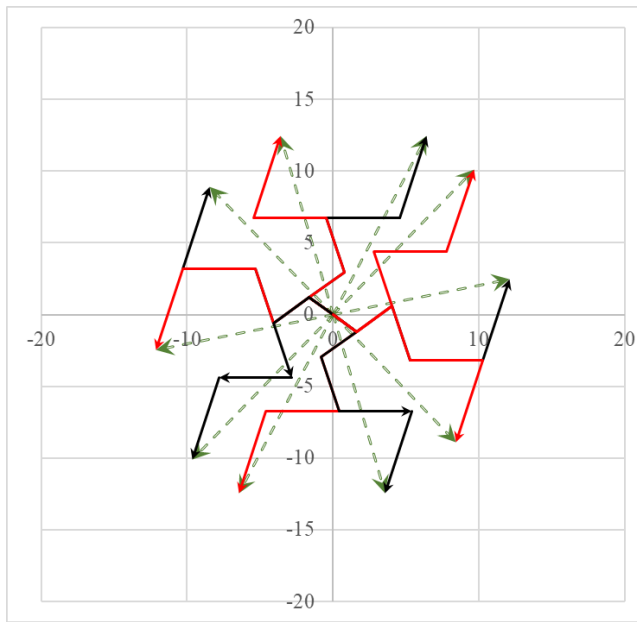


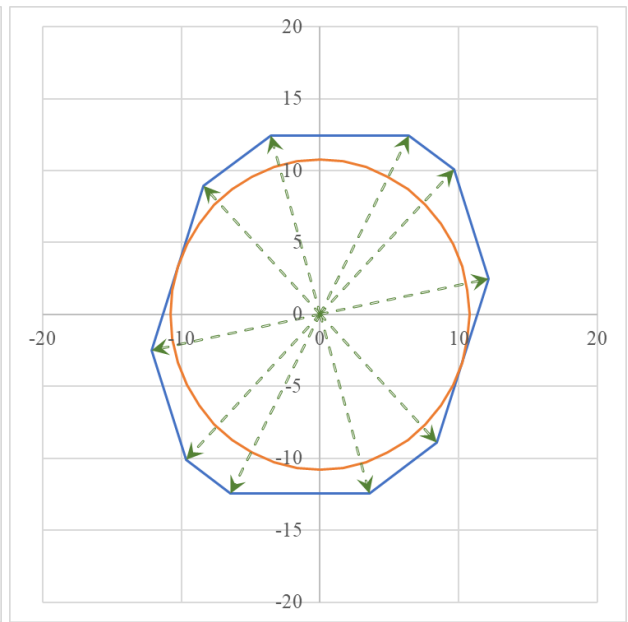
Рисунок 4.10. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 5–6–5–6–6

Дослідимо також екстремальний режим для того, щоб з'ясувати можливості запропонованого методу.

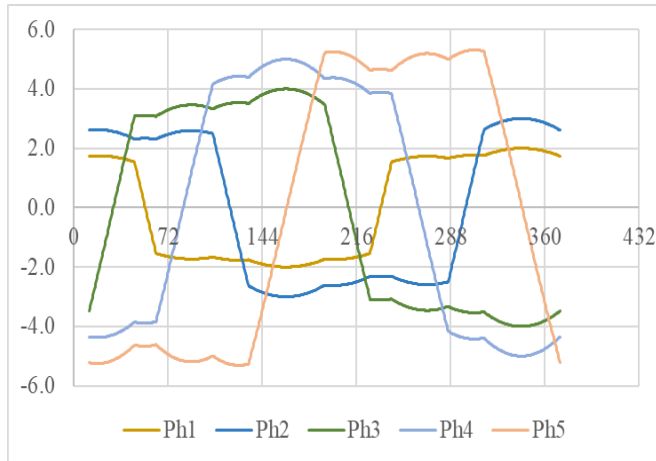
Режиму 2–3–4–5–6 відповідають діаграми векторів та графіки напруги в фазах на рис. 5.11. Координати векторів надані в табл. 5.11.



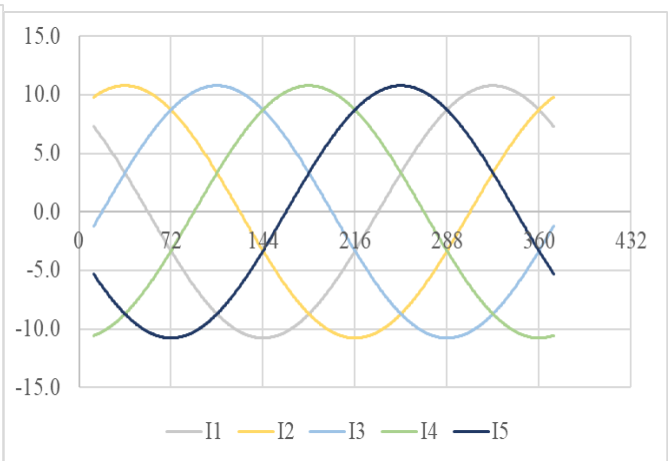
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.11. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 2–3–4–5–6

Табл. 4.11. Параметри просторових векторів напруги в режимі 2–3–4–5–6

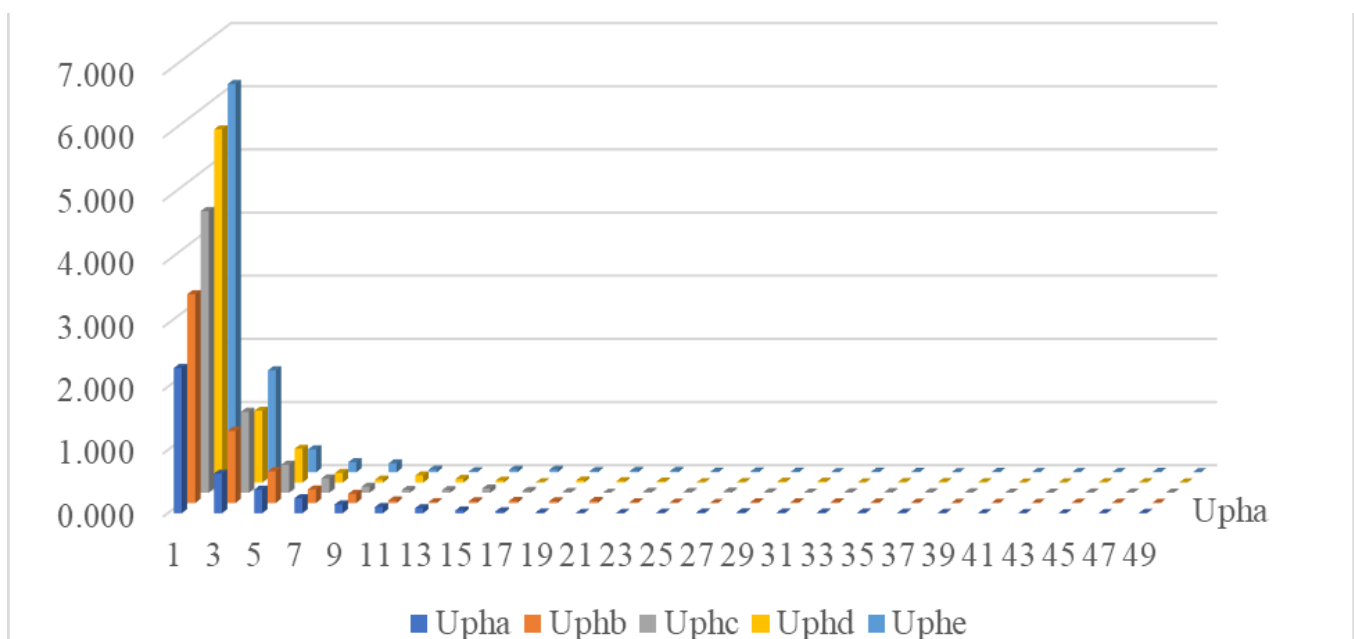
X	Y	Ri	$\varphi_i, ^\circ$	φ_i, rad	$\Delta\varphi_i, \text{rad}$	v_i
12.14	2.49	12.31073	11.59	0.20237		12.38806
9.66	10.10	13.84958	46.26	0.80742	0.60505	13.97686
6.43	12.45	12.44949	62.69	1.09423	0.28681	14.01060
-3.57	12.45	12.17198	106.01	1.85028	0.75605	12.95206
-8.43	8.92	10.77189	133.36	2.32763	0.47735	12.27319
-12.14	-2.49	12.31073	191.59	3.34396	1.01633	12.38806
-9.66	-10.10	13.84958	226.26	3.94901	0.60505	13.97686
-6.43	-12.45	12.44949	242.69	4.23583	0.28681	14.01060

3.57	-12.45	12.17198	286.01	4.99187	0.75605	12.95206
8.43	-8.92	10.77189	313.36	5.46922	0.47735	12.27319

Спектральний склад (рис. 4.12) та показники перетворювача (табл. 4.12) змінюються, але система струмів знову зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 41,7%.

Таблиця 4.12. Енергетичні показники в режимі 2–3–4–5–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	2	3	4	5	6
U_{1a}/N_1	1.1491	1.1020	1.1153	1.1185	1.0247
U_d/U_1	1.0578	1.0718	1.0470	1.0256	1.0363
U_d	1.7191	2.5056	3.3027	4.0558	4.5051
THD(w/o x5)	0.1640	0.1519	0.1006	0.0960	0.0597



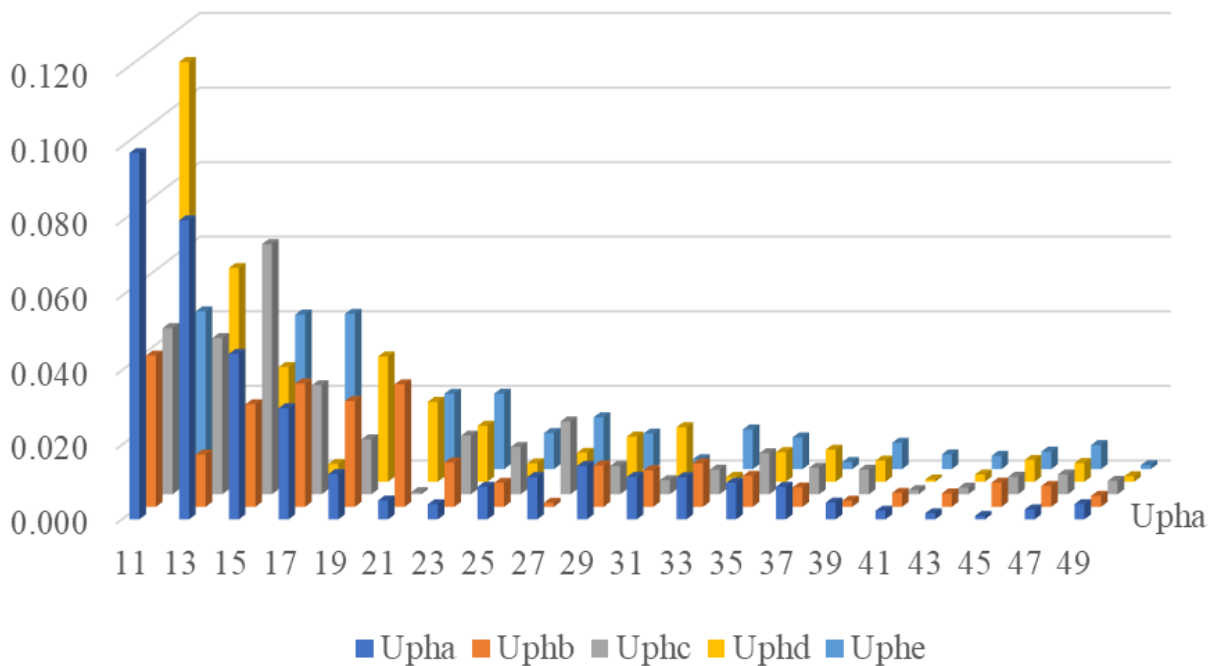
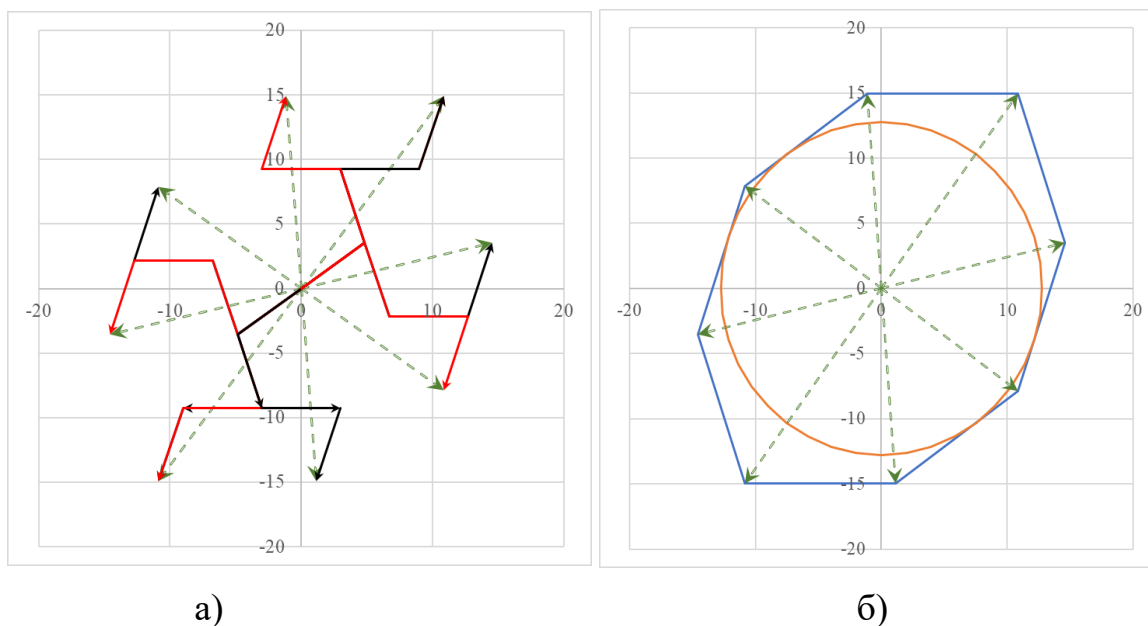
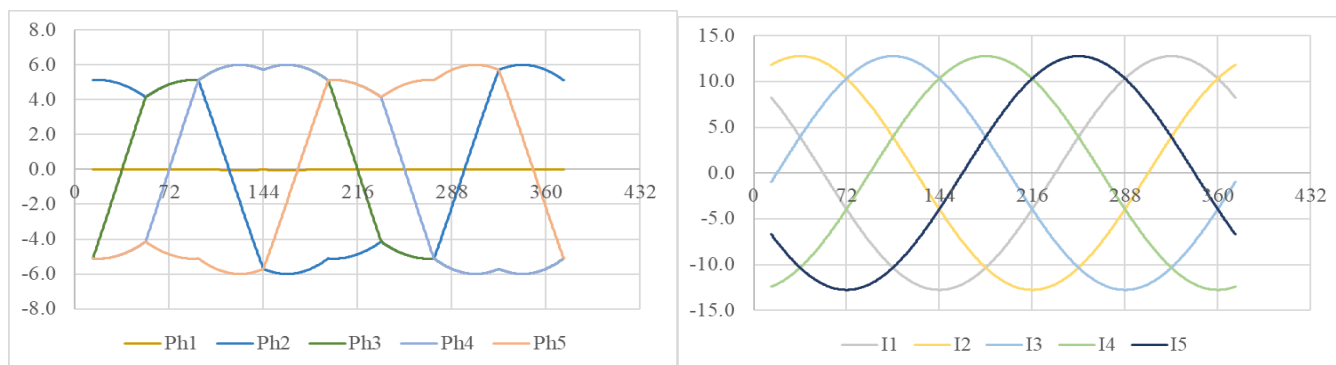


Рисунок 4.12. Спектральний склад фазних напруг в режимі 2–3–4–5–6

4.3. Аварійні режими роботи п'ятифазного каскадного перетворювача частоти з пошкодженими фазами

Дослідимо режими, коли одна або дві фази виходять з ладу повністю, але за рахунок перемикачів комірок зберігають провідність, тобто мають опір, близький до нуля. Перший такий режим – 0–6–6–6–6. Діаграми векторів та графіки напруги в фазах зображено на рис. 4.13. Координати векторів надано в табл. 4.13.





в)

г)

Рисунок 4.13. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 0–6–6–6–6

Таблиця 4.13. Параметри просторових векторів напруги в режимі 0–6–6–6–6

X	Y	Ri	$\phi_i, ^\circ$	ϕ_i, rad	$\Delta\phi_i, \text{rad}$	v_i
14.56	3.53	14.9394	13.61	0.2376		14.983
10.85	14.94	18.4661	54.00	0.9425	0.7049	18.466
10.85	14.94	14.9394	54.00	0.9425	0.0000	18.466
-1.15	14.94	12.7599	94.39	1.6474	0.7049	14.983
-10.85	7.89	12.7599	144.00	2.5133	0.8659	13.417
-14.56	-3.53	14.9394	193.61	3.3792	0.8659	14.983
-10.85	-14.94	18.4661	234.00	4.0841	0.7049	18.466
-10.85	-14.94	14.9394	234.00	4.0841	0.0000	18.466
1.15	-14.94	12.7599	274.39	4.7889	0.7049	14.983
10.85	-7.89	12.7599	324.00	5.6549	0.8659	13.417

Спектральний склад (рис. 4.14) та показники перетворювача (табл. 4.14) змінюються, але система струмів знову зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 30,9%.

Табл. 4.14. Енергетичні показники в режимі 0–6–6–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	0	6	6	6	6
U_{1a}/N_i	0.0000	1.0645	1.1564	1.1564	1.0645
U_d/U_1	0.0000	1.0501	1.0261	1.0261	1.0501
U_d	0.0000	4.7425	5.0343	5.0342	4.7426
THD(w/o x5)	0.0000	0.0846	0.0859	0.0859	0.0846

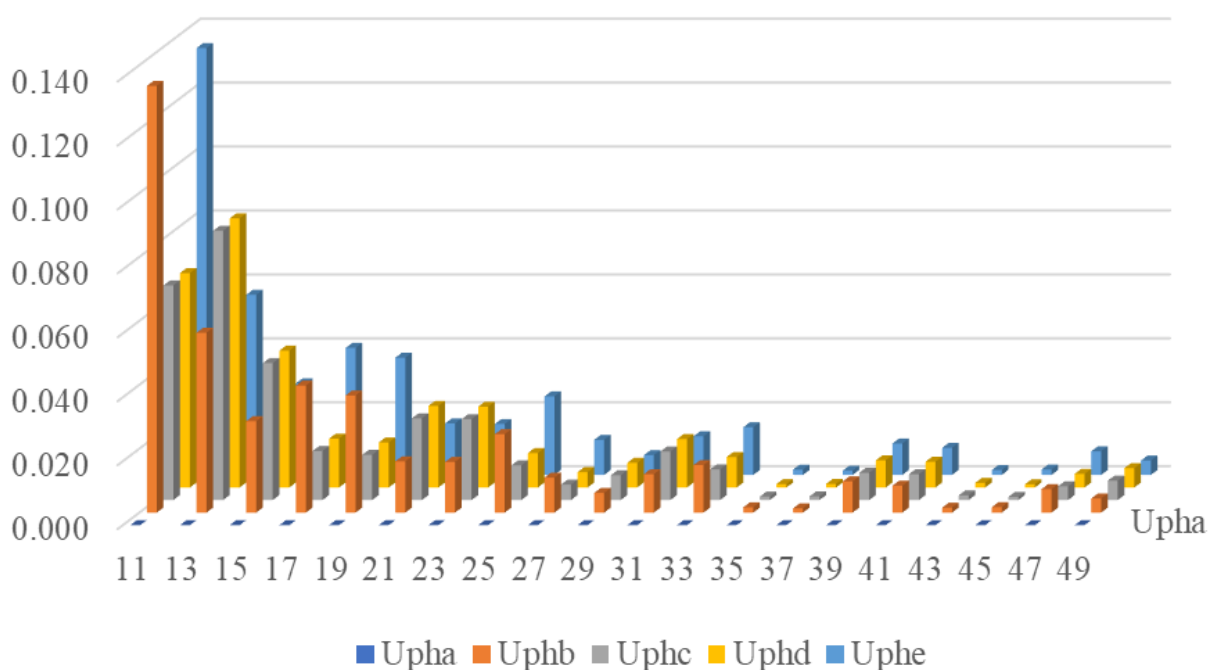
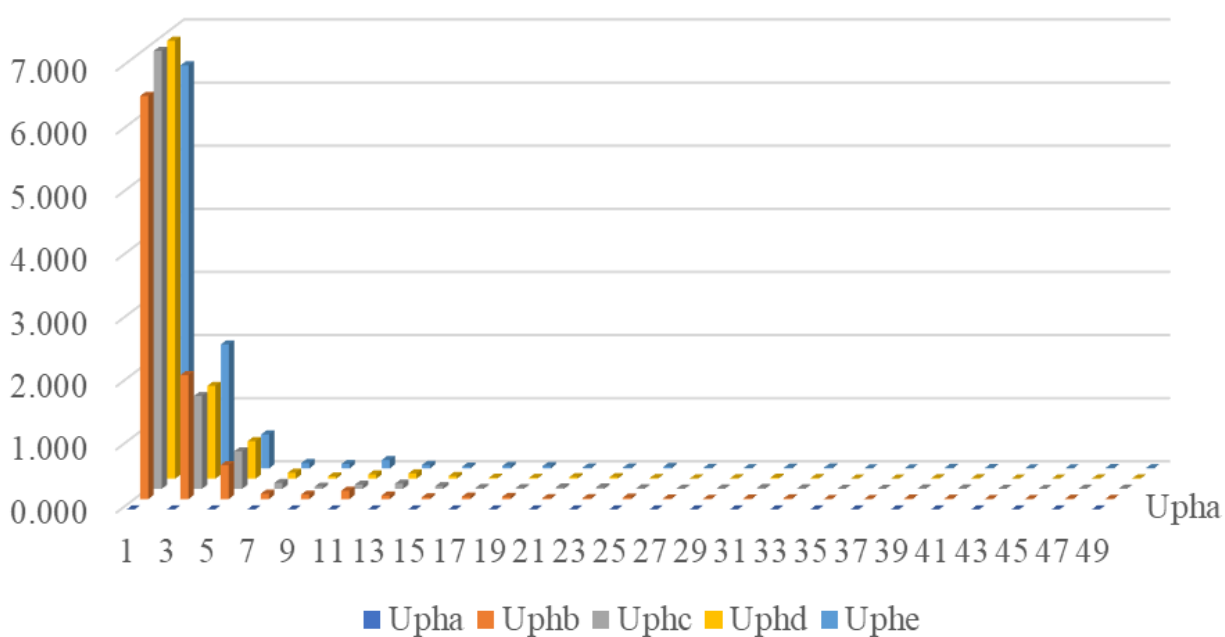
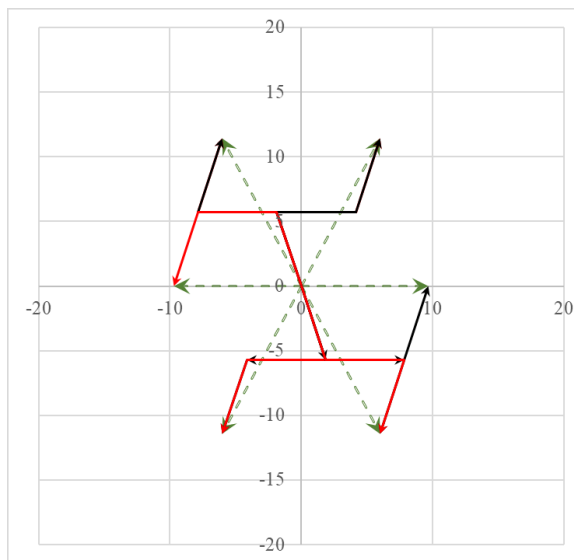
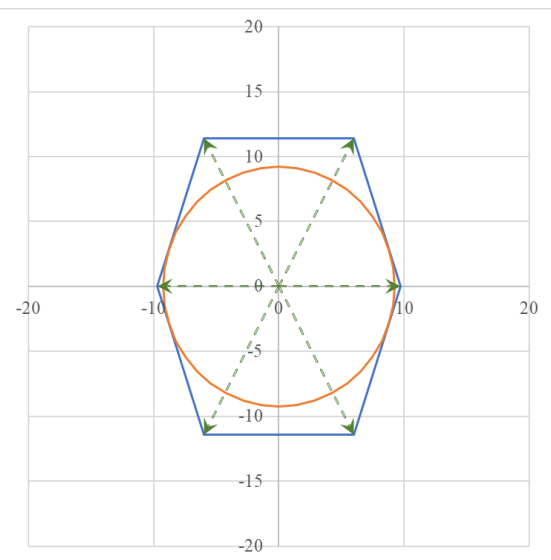


Рисунок 4.14. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 0–6–6–6–6

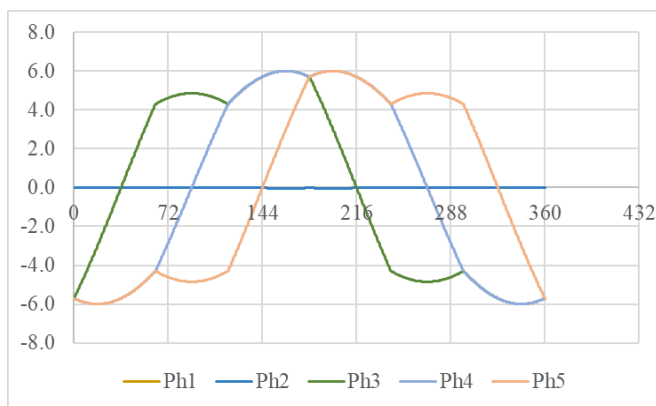
Наступний режим – з двома пошкодженими фазами перетворювача – 0–0–6–6–6. Діаграми векторів та графіки напруги в фазах зображено на рис. 4.15. Координати векторів надано в табл. 4.15.



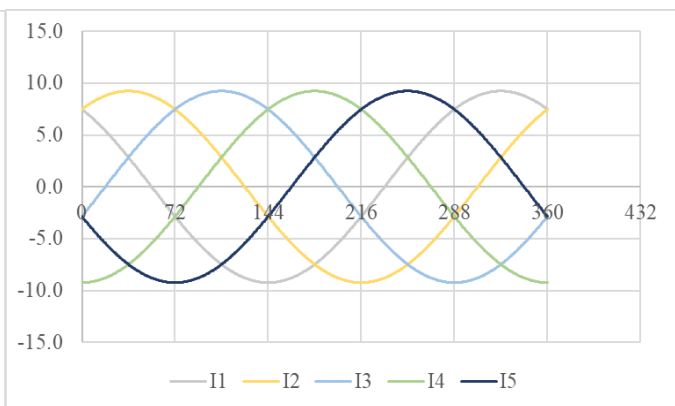
а)



б)



в)



г)

Рисунок 4.15. Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 0–0–6–6–6

Таблиця 4.15. Параметри просторових векторів напруги в режимі 0–0–6–6–6

X	Y	R _i	$\phi_i, ^\circ$	ϕ_i, rad	$\Delta\phi_i, \text{rad}$	v_i
9.71	0.00	9.2332	0.00	0.0000		9.708
6.00	11.41	12.7599	62.27	1.0868	1.0868	12.894
6.00	11.41	11.4128	62.27	1.0868	0.0000	12.894
-6.00	11.41	12.7599	117.73	2.0548	0.9680	12.894
-6.00	11.41	9.2332	117.73	2.0548	0.0000	12.894
-9.71	0.00	9.2332	180.00	3.1416	1.0868	9.708
-6.00	-11.41	12.7599	242.27	4.2284	1.0868	12.894
-6.00	-11.41	11.4128	242.27	4.2284	0.0000	12.894
6.00	-11.41	12.7599	297.73	5.1964	0.9680	12.894
6.00	-11.41	9.2332	297.73	5.1964	0.0000	12.894

Спектральний склад (рис. 4.16) та показники перетворювача (табл. 4.16) змінюються, але система струмів знову зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 50,0%.

Таблиця 4.16. Енергетичні показники в режимі 0–0–6–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	0	0	6	6	6
U_{1a}/N_1	0.0000	0.0000	1.0428	1.1322	1.0428
U_d/U_1	0.0000	0.0000	1.0286	1.0094	1.0286
U_d	0.0000	0.0000	4.5508	4.8483	4.5508
THD(w/o x5)	0.0000	0.0000	0.0132	0.0075	0.0132

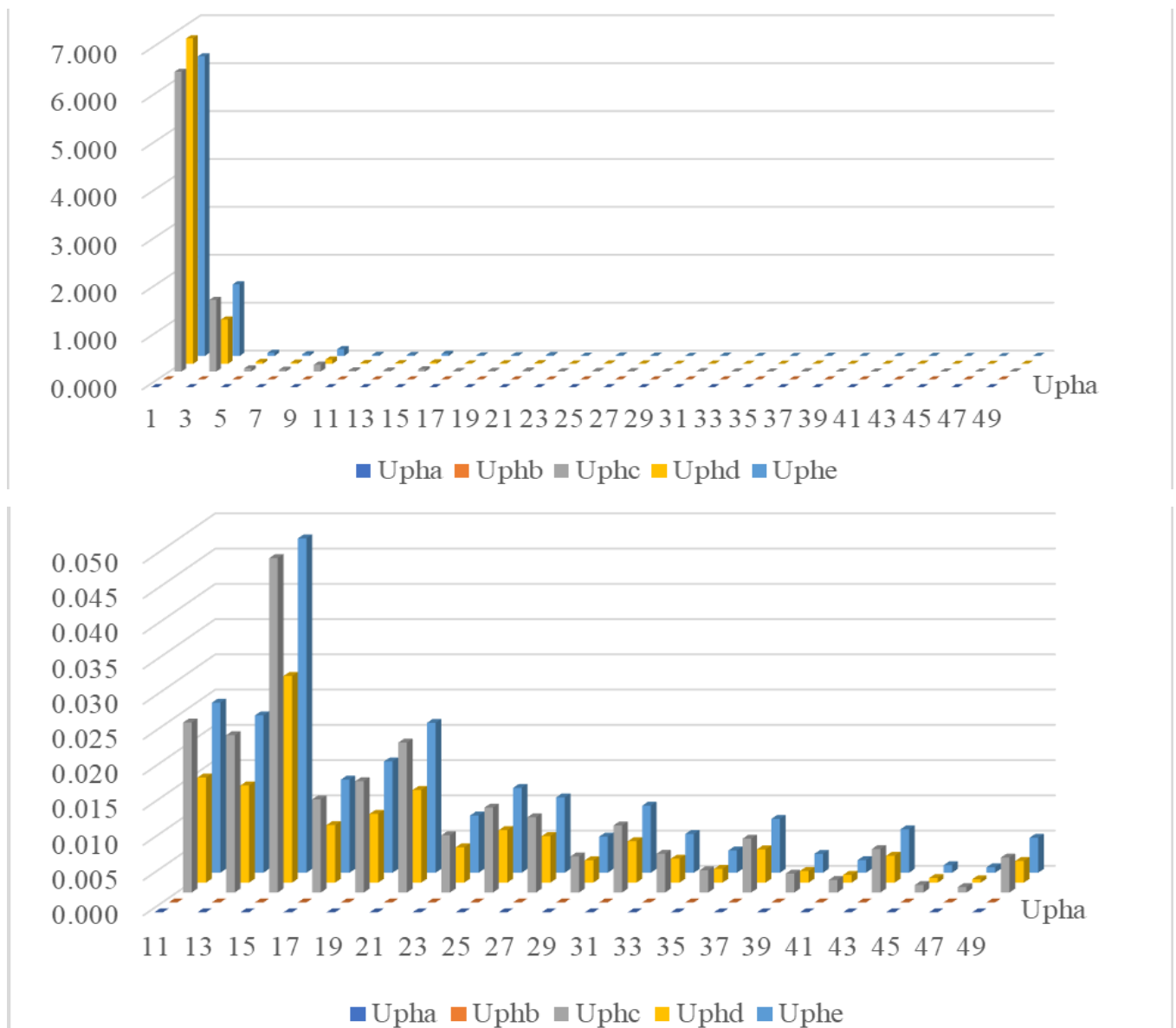


Рисунок 4.16. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 0–0–6–6–6

Останній режим з двома пошкодженими фазами перетворювача, який доцільно дослідити – 0–6–0–6–6. Діаграми векторів та графіки напруги в фазах зображено на рис. 4.17. Координати векторів надано в табл. 4.17.

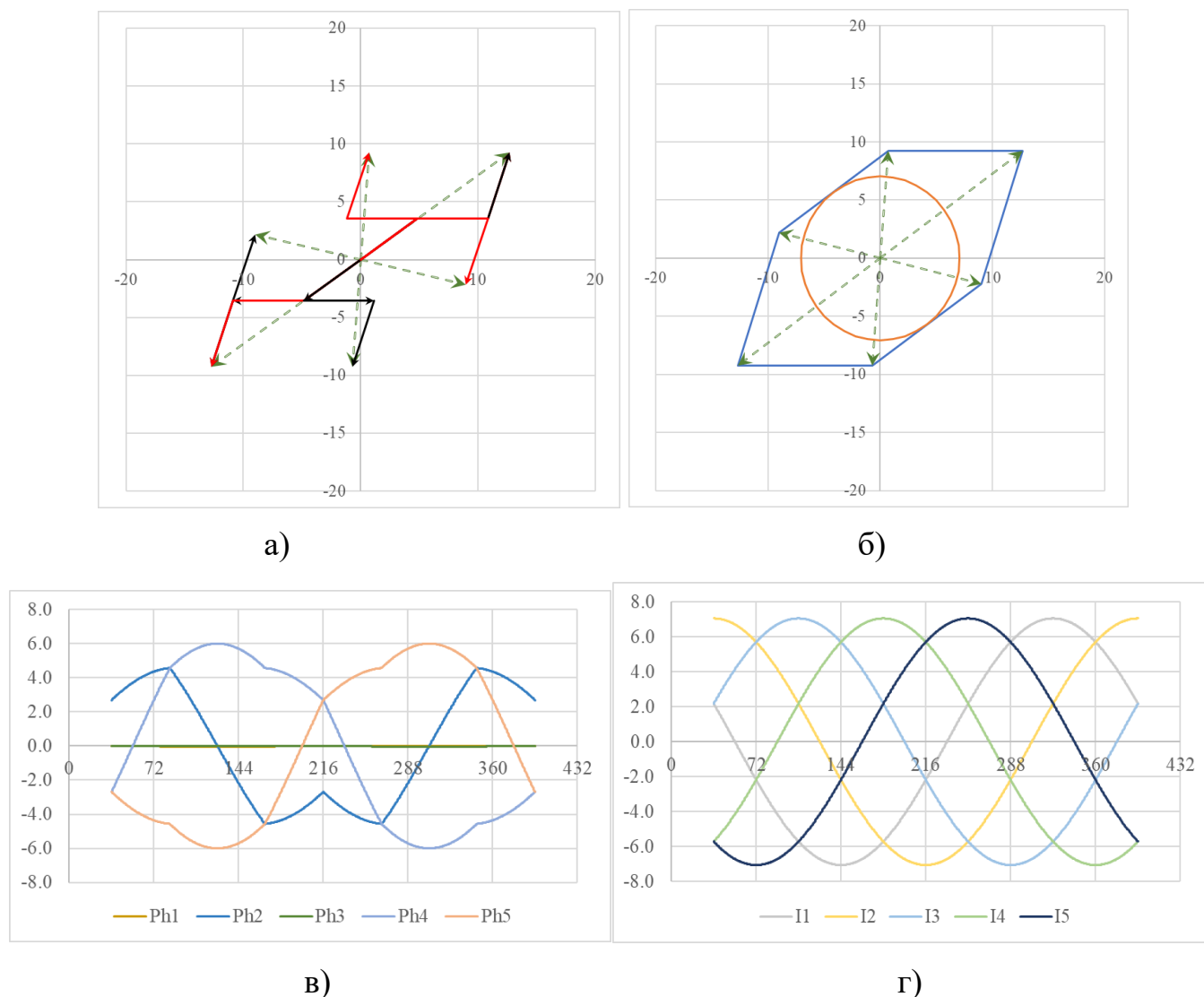


Рисунок 4.17. – Просторові вектори (а), 10-кутник та вписане коло (б), напруги фаз (в) та система струмів (г) в режимі 0–6–0–6–6

Таблиця 4.17. Параметри просторових векторів напруги в режимі 0–6–0–6–6

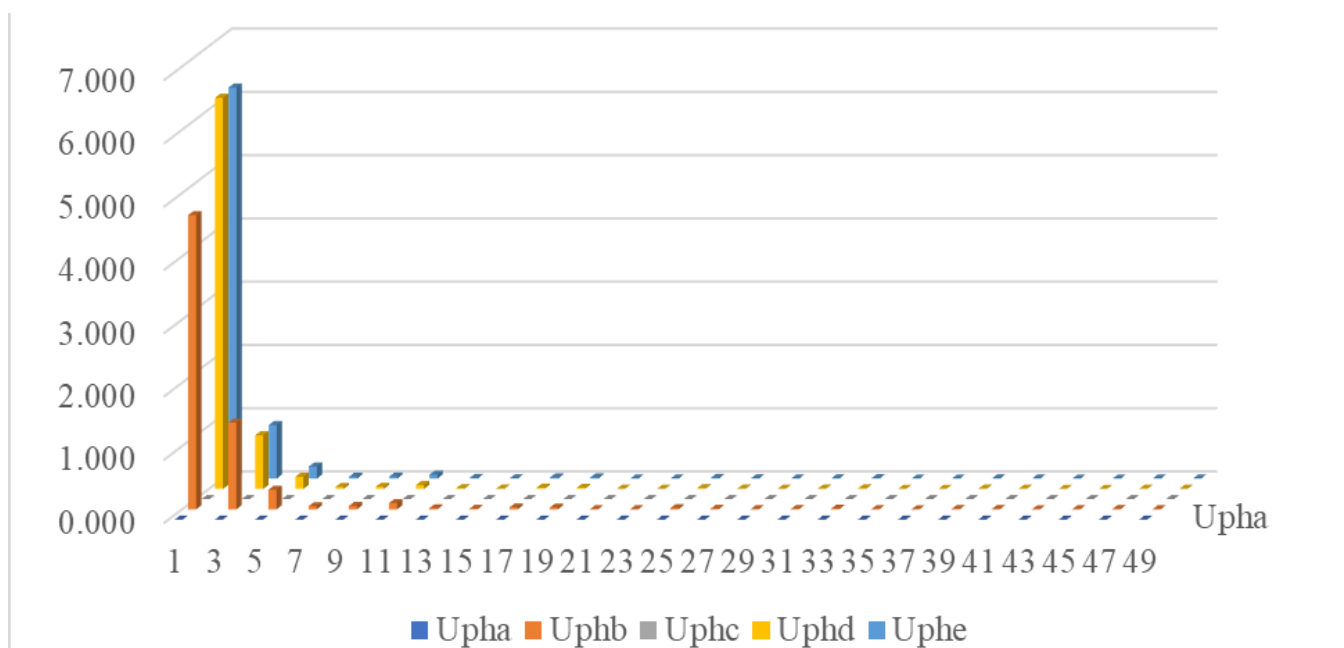
X	Y	Ri	$\varphi_i, ^\circ$	φ_i, rad	$\Delta\varphi_i, \text{rad}$	v_i
12.71	9.23	14.9394	36.00	0.6283		15.708
12.71	9.23	14.9394	36.00	0.6283	0.0000	15.708
12.71	9.23	9.2331	36.00	0.6283	0.0000	15.708
0.71	9.23	7.0534	85.61	1.4942	0.8659	9.260
-9.00	2.18	9.2331	166.39	2.9040	1.4097	9.260
-12.71	-9.23	14.9394	216.00	3.7699	0.8659	15.708

-12.71	-9.23	14.9394	216.00	3.7699	0.0000	15.708
-12.71	-9.23	9.2331	216.00	3.7699	0.0000	15.708
-0.71	-9.23	7.0534	265.61	4.6358	0.8659	9.260
9.00	-2.18	9.2331	346.39	6.0456	1.4097	9.260

Спектральний склад (рис. 418) та показники перетворювача (табл. 4.18) змінюються, але система струмів знову зберігає синусоїдальну форму та симетрію. Зменшення напруги порівняно з нормальним режимом складає 61,8%.

Табл. 4.18. Енергетичні показники в режимі 0–6–0–6–6

	PhA	PhB	PhC	PhD	PhE
Mode	0	6	0	6	6
U_{1a}/N_1	0.0000	0.7750	0.0000	1.0302	1.0302
U_d/U_1	0.0000	1.0450	0.0000	1.0099	1.0099
U_d	0.0000	3.4362	0.0000	4.4140	4.4140
THD(w/o x5)	0.0000	0.0668	0.0000	0.0311	0.0311



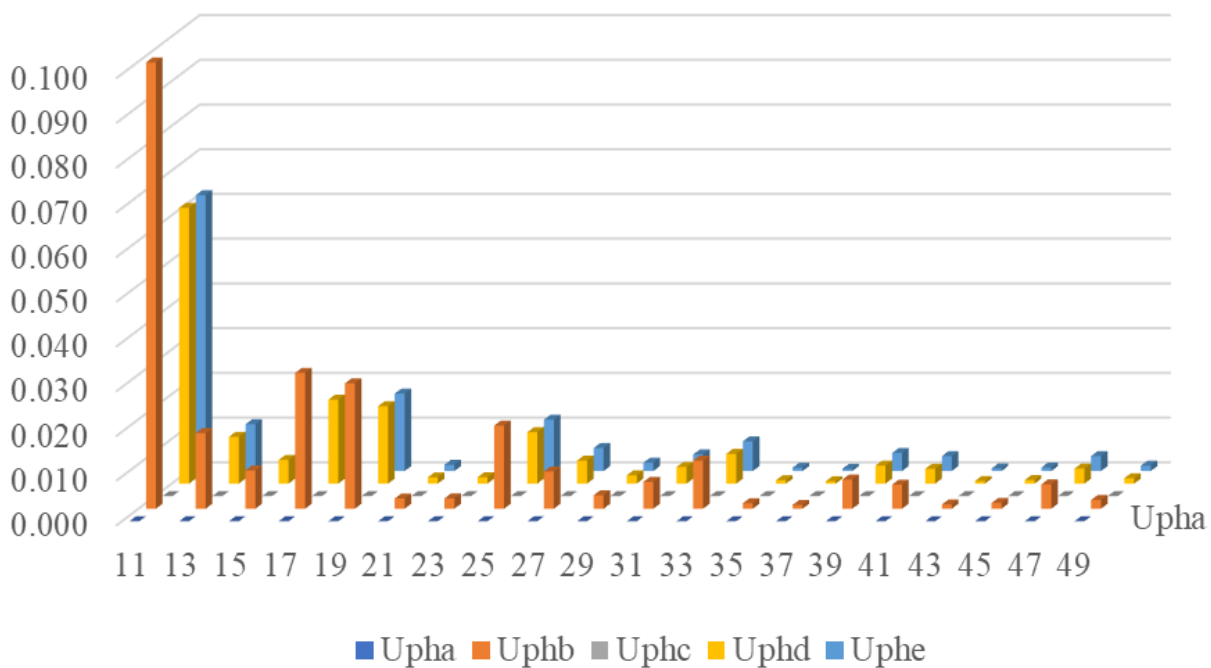


Рисунок 4.18. – Спектральний склад фазних напруг в режимі 0–6–0–6–6

Таким чином, у 5-фазного перетворювача отримано кращі показники, ніж у 3-фазного, насамперед в аварійних режимах – в 5-фазному перетворювачі частоти зберігається балансування струмів у навантаженні навіть при короткому замиканні однієї або двох фаз інвертора і зберігається працездатність при незначному навантаженні або зменшенні швидкості. Це значно підвищує живучість електроприводу, що особливо важливо у відповідальних механізмах і технологічних процесах, де, власне, і використовуються такі складні інвертори.

5. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

5.1. Заходи безпеки при використанні перетворювачів високої напруги

Робоче контрольне обладнання під напругою може представляти значну небезпеку, особливо внаслідок можливого ураження електричним струмом, опіків або непередбаченого активації керуючого обладнання, що може призвести до серйозних травм або навіть смерті. У шафі приводу може існувати небезпечна напруга, навіть коли вхідний вимикач знаходиться у вимкненому положенні. При необхідності працювати поруч із обладнанням, яке знаходиться під напругою, необхідно дотримуватися встановлених правил техніки безпеки, описаних у Вимогах з електробезпеки для працівників на робочих місцях. Перед початком будь-яких робіт слід переконатися, що система блокована і перевірена на відсутність потенціалу.

Блокуйте та позначте пристрій, який подає живлення на вхід приводу перед проведенням будь-якого технічного обслуговування приводу або заміни компонентів. Після відкриття дверцят шафи пристрою введення негайно перевірте вихідні кабелі живлення, що живлять привод, за допомогою інструменту під напругою (гаряча палка), одягнених високовольтні рукавички. Повторіть перевірку інструмента під напругою (гарячої палички) на вхідній мережі приводу, кабельних з'єднань, щоб переконатися, що немає середньої напруги. Зверніть увагу на конденсатори, підключені до середньої напруги, які можуть утримувати заряд протягом певного часу. Тільки після того, як привідне обладнання перевірено як ізольоване та відключене від живлення, можна приступати до подальших робіт. Навіть якщо вхід приводу відкритий, все ще може існувати небезпечна напруга.

Таблиця 5.1 -Технічні характеристики короткого замикання "лінія-земля".

Атрибут	Значення
Струм короткого замикання «лінія-земля».	31.5 kA
Вхідний вимикач витримує струм короткий час	4 s
I_k	$\geq 31.5 \text{ kA}$
Час відкриття	40...60 ms
час перерви	50...75 ms
пусковий струм	Вхідний струм інвертора x 4 або вхідний струм інвертора x 5

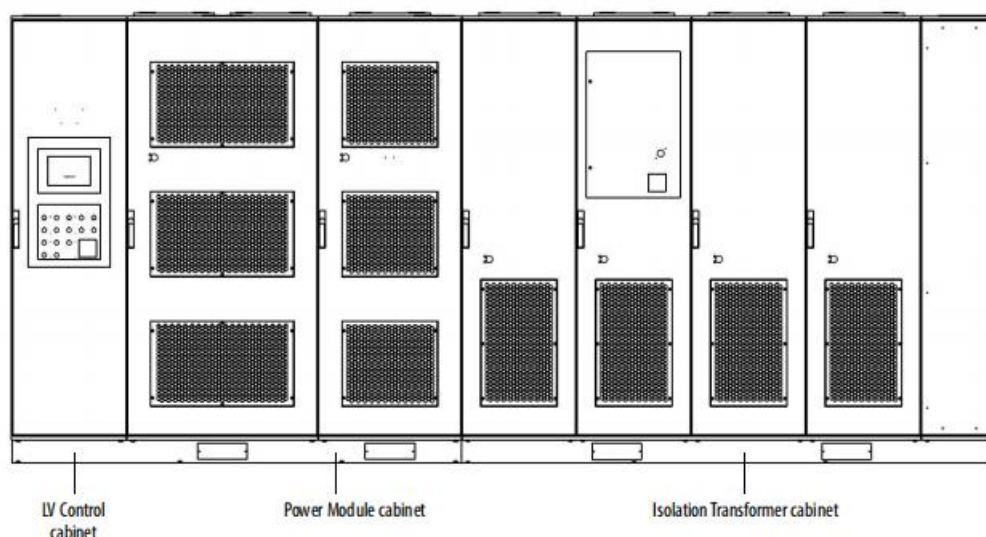


Рисунок 5.1 – Схема конв'єкторної системи

Кінцевий перемикач положення дверей

Кожна дверцята шафи, яка дає доступ до компонентів середньої напруги, замкнена і також обладнана захисним кінцевим вимикачем Guardmaster®. Якщо дверцята шафи відкриваються при закритому вхідному комутаційному пристрої, який живить привід, пристрій введення буде автоматично відключений.

Функція блокування положення дверей призначена для забезпечення безпеки і не повинна використовуватися як частина експлуатаційного процесу

для перевірки відключення приводу від вхідної середньої напруги. Завжди утримуйте двері середньої напруги зачиненими, дотримуючись стандартної практики. Якщо необхідний доступ до шаф середньої напруги, завжди підходьте до пристрою введення, який живить привод, щоб перевірити, чи він відкритий. Блокуйте та маркуйте пристрій введення перед виконанням будь-яких робіт з приводом або обхідними роботами.

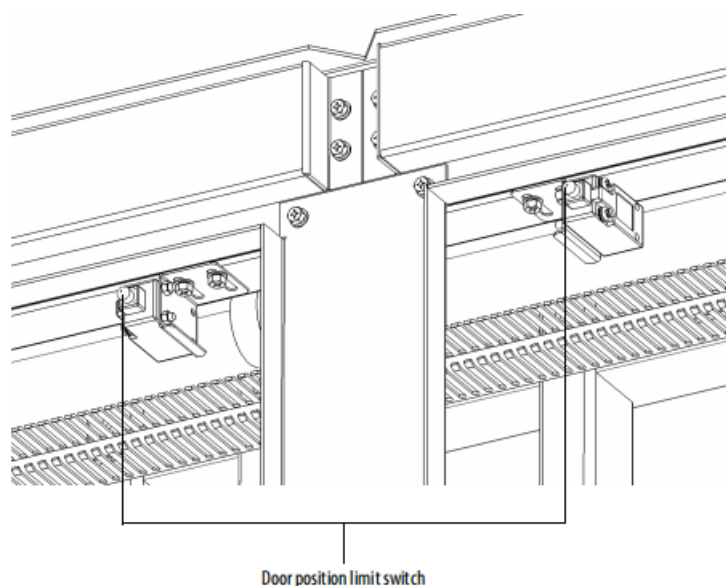


Рисунок 5.2 – Розташування кінцевого вимикача положення дверей

Блокування

Кожна дверцята, яка забезпечує доступ до компонентів середньої напруги в шафі, має можливість замикання. Для забезпечення безпеки, доступ до зон середньої напруги приводу обмежений за допомогою ключового блокування.

При встановленні ключового блокування налаштовано так, що доступ до відсіків обладнання середньої напруги можливий лише у випадку блокування вихідного живлення у вимкненому положенні. Крім того, блокування на ключі запобігає подачі живлення вгору, поки дверцята доступу до приводу середньої напруги не будуть закриті та заблоковані. Відповідальність за правильну установку блокування ключа лежить на установнику, який повинен переконатися, що блокування ключа належним чином встановлено на вказаному обладнанні.

Щоб скористатися функцією безпеки блокування ключа:

1. Автоматичний вимикач повинен бути в замкненому стані, а замок вимикача повинен бути заблокований за допомогою ключа блокування «КА».

2. Вийміть ключ «КА» і вставте його в ключ, який знаходиться на правій дверцяті шафи ізольованого трансформатора.

3. Поверніть ключ «КА», щоб розблокувати ключ «КВ». Тепер ви можете видалити ключ «КВ». Блокувальний ключ «КВ» використовується для відкриття лівих дверей шафи ізольованого трансформатора, або лівих і правих дверей шафи силового модуля.

На додаток до механічних блокувань, кожна дверцятка шафи перетворювача частоти PowerFlex 6000 оснащена захисними кінцевими вимикачами Guardmaster®, які можна заблокувати з пристроями вхідного перемикача.

Коли дверцятка будь-якої шафи відкрита, інвертор вимкне вихід IGBT. У той же час на вимикач буде надіслано сигнал відключення для розмикання ланцюга. Передбачено дві пари пасивних сухих контактів (нормально розімкнутих і нормально замкнутих).

Попереджувальний знак



Небезпека ураження електричним струмом: етикетка на або всередині обладнання (наприклад, інвертор або двигун) нагадує людям про те, що може бути небезпечна напруга.



Небезпека опіку: етикетка на або всередині обладнання (наприклад, інвертор або двигун) нагадує людям про те, що на поверхні може бути небезпека високої температури.



Небезпека спалаху дуги: етикетка на обладнанні або всередині нього (наприклад, центр керування двигуном) нагадує людям про те, що може виникнути спалах дуги. Спалах дуги спричинить серйозні травми або навіть смерть. Одягайте відповідні засоби індивідуального захисту (PPE). Дотримуватися всіх нормативних вимог щодо безпечної роботи та засобів індивідуального захисту (PPE).

5.2. Екологічні вимоги до обладнання

- Висота над рівнем моря має бути менше 1000 м (3250 футів)(1).
- Температура навколишнього повітря повинна бути в межах 0...40 °C (32...104 °F)(2).
- Відносна вологість повітря повинна бути менше 95%, без конденсації.
- Робоча вібрація обмежена до 3 футів3(a) згідно IEC60721-3-3.
- Рейтинг G2 з вологістю 60% – зберігання, транспортування та експлуатація – згідно ISA 71.04-2013.
- Привод повинен бути встановлений в приміщенні; в самому приміщенні не повинно бути крапельної води та інших рідин.
- Охолоджуюче повітря має бути чистим без значних концентрацій піску, корозійного або електропровідного пилу або вибухонебезпечного газу. Привод повинен бути встановлений в середовищі 2 ступеня забруднення відповідно до IEC 61800-5.
- Без значної вібрації.
- Привод повинен бути закріплений на рівній підлозі.

5.3. Стандарти відповідності обладнання

У тексті наведено параметри обладнання та відповідні норми для його виробництва, випробувань та приймання. Відповідність приводу змінного струму перевірено відповідно до вимог наступних стандартів.

стандартне число	Стандартний опис
UL	347A Попередній стандарт обладнання для перетворення живлення середньої напруги
CSA	C22.2 No 274-13 Приводи з регульованою швидкістю
ANSI	Приладові трансформатори C57.13
NEC	Національний електричний кодекс
OSHA	Закон про безпеку та гігієну праці
IEC 60034-17	Обертові електричні машини, частина 17, асинхронні двигуни з кліткою при живленні від перетворювачів
IEC 60146	Загальні вимоги до напівпровідникових перетворювачів
IEC 60204-11	Безпека машин Електричне обладнання машин - Частина 11: вимоги до обладнання високого напруги для напруг вище 1000 В змінного або 1500 В постійного струму і не вище 36 кВ
IEC 60529	Ступінь захисту забезпечується корпусами
IEC 61800-3	Системи електроприводу з регульованою швидкістю - Частина 3 Вимоги до ЕМС та конкретні методи випробування
IEC 61800-4	Системи електроприводу з регульованою швидкістю - Частина 4 Номінальна специфікація для систем електроприводу змінного струму з напругою вище 1000 В змінного струму і не вище 35 кВ
IEC 61800-5-1	Системи електроприводу з регульованою швидкістю - Частина 5-1: Вимоги безпеки - Електричні, теплові та енергетичні

IEC 60076	Електричний силовий трансформатор
IEC 60038:1983	Стандартні напруги IEC
IEEC C57.18.10-1998	Стандартні практики та вимоги IEEE до напівпровідникових силових випрямних трансформаторів
IEEC C57.12.01-1998	Загальні вимоги стандарту IEEE до розподільних і силових трансформаторів сухого типу
IEEE C57.12.91-1995	Стандартний тестовий код IEEE для розподільних і силових трансформаторів сухого типу
IEEE 519-1992	Практики та вимоги IEEE для контролю гармоній в електричних енергетичних системах

ВИСНОВКИ

В чотирьох розділах дипломної роботи вирішено всі поставлені задачі, пов'язані з особливостями просторово-векторної широтно-імпульсної модуляції в три- і п'ятифазному високовольтному багаторівневому перетворювачі частоти в нормальному та аварійному режимах з ідентичною конфігурацією однієї фази.

В другому та третьому розділах на підставі аналізу та моделювання трифазного перетворювача, в якому використаний метод балансування просторових векторів, зроблено висновок про можливість і доцільність використання цього методу і для багатofазних перетворювачів.

В 4-му розділі виконано аналіз штатного і багатьох аварійних режимів 5-фазного 6-каскадного перетворювача частоти. Враховуючи велику кількість керованих силових транзисторів, запропоновано метод асинхронної модуляції, заснований на розрахунку амплітудного миттєвого значення напруги окремих фаз, а не шпаруватості просторових векторів, для використання якої потрібна синхронна робота всіх силових ключів перетворювача.

Запропоновано використовувати метод збалансованих просторових векторів при пошкодженні окремих Н-мостів, що забезпечує симетрію струмів у фазах, враховуючи математичну та геометричну інтерпретацію просторових векторів зі змінною амплітудою як проєкції напруги на обмотки статора двигуна, представленого симетричним 5-фазним навантаженням.

Показано, що в штатному режимі 5-фазний перетворювач з використанням методу просторово-векторної модуляції дозволяє збільшити коефіцієнт використання джерел постійної напруги на 23,1% (проти 15,6% у трифазного інвертора), так як амплітуда першої гармоніки більше напруги джерела живлення Н-модуля. Якщо окремі Н-мости для балансування струмів у фазах навантаження виходять з ладу, коефіцієнт використання може зменшитися, але в будь-якому випадку залишається більшим за 1.

Отримані результати може бути використано при синтезі складних систем керування, у тому числі з просторово орієнтованим керуванням полем.

При використанні запропонованого методу в 5-фазному перетворювачі частоти зберігається балансування струмів у навантаженні навіть при короткому замиканні однієї або двох фаз інвертора. Це значно підвищує живучість електроприводу, що особливо важливо у відповідальних механізмах і технологічних процесах, де, власне, і використовуються такі складні інвертори. Наведено розрахункові формули, графіки, діаграми, що пояснюють принципи роботи в нормальних і аварійних ситуаціях, які можуть бути використані при проектуванні мікропроцесорної системи керування силовими вимикачами інвертора.

В роботі представлено таблиці, графіки та моделі, які пояснюють принципи реалізації запропонованих методів балансування, що може бути використано при проектуванні системи керування ВПЧ.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Y. Li, Y. Wang and B. Q. Li, "Generalized Theory of Phase-Shifted Carrier PWM for Cascaded H-Bridge Converters and Modular Multilevel Converters," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 2, pp. 589-605, June 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2476699.
2. H. Chen, P. Wu, C. Lee, C. Wang, C. Yang and P. Cheng, "Zero-Sequence Voltage Injection for DC Capacitor Voltage Balancing Control of the Star-Connected Cascaded H-Bridge PWM Converter Under Unbalanced Grid," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 6, pp. 4584-4594, Nov.-Dec. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2447504.
3. E. R. Ramos, R. Leyva, G. G. Farivar, H. D. Tafti, C. D. Townsend and J. Pou, "Incremental Passivity Control in Multilevel Cascaded H-Bridge Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 8, pp. 8766-8778, Aug. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2965164.
4. I. Sanz, E. J. Bueno, M. Moranchel and F. J. Rodríguez, "Stair-case selective harmonic elimination for a nine-levels cascaded H-bridge converter," 2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/PEDG.2016.7527057.
5. Abrishamifar, M. Arasteh and F. Golshan, "Elimination of low order harmonics in nine-level cascaded H-bridge converter," 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), 2016, pp. 529-534, doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556916.
6. I. Sarkar and B. G. Fernandes, "A Hybrid Symmetric Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Topology," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3104222.
7. Yamin Sun, Xiangning Xiao, Yunfei Xu, Chang Yuan and Huimin Fan, "A direct control algorithm for Cascaded H-bridge multilevel matrix converter," 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/IFEEEC.2015.7361550.

8. O. V. Nos and E. E. Abramushkina, "The Control Technique for Cascaded H-Bridge Multilevel Converter with Faulty Cells," 2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2018, pp. 6403-6406, doi: 10.1109/EDM.2018.8435054.
9. K. Tan, H. Wang and C. Wang, "A Decoupling Control Method for Hybrid Cascaded H-Bridge Inverter," 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 2469-2471, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368057.
10. H. D. Tafti, A. I. Maswood, G. Konstantinou, J. Pou and C. D. Townsend, "Low-voltage ride-through capability of full-row connected cascaded H-bridge converters," 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), 2016, pp. 984-987, doi: 10.1109/TENCON.2016.7848152.
11. O. V. Nos and E. E. Abramushkina, "The Bypass Power Supply Implementation for Medium Voltage AC Drive with Cascaded H-bridge Converter," 2019 20th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2019, pp. 571-574, doi: 10.1109/EDM.2019.8823395.
12. C. M. N. Mukundan and P. P. Jayaprakash, "Isolated SEPIC converter fed trinary hybrid cascaded H-bridge multilevel inverter for solar PV system," 2017 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP), 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/TENCONSpring.2017.8070004.
13. Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "Power Balance Optimization of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 2, pp. 1108-1120, Feb. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2407884.
14. H. Sepahvand, J. Liao, M. Ferdowsi and K. A. Corzine, "Capacitor Voltage Regulation in Single-DC-Source Cascaded H-Bridge Multilevel Converters Using Phase-Shift Modulation," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 9, pp. 3619-3626, Sept. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2206335.
15. A. Marzoughi and H. Imaneini, "An optimal selective harmonic mitigation for cascaded H-bridge converters," 2012 11th International Conference on

Environment and Electrical Engineering, 2012, pp. 752-757, doi: 10.1109/EEEIC.2012.6221476.

16. K. Sun, T. Summers and C. Coates, "Current Ripple Reduction for Cascaded H-bridge Converter with Phase-Shifted Carrier PWM," 2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SPEC.2018.8635918.

17. M. Aleenejad, R. Ahmadi and P. Moamaei, "Selective harmonic elimination for cascaded multicell multilevel power converters with higher number of H-Bridge modules," 2014 Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2014, pp. 1-5, doi: 10.1109/PECI.2014.6804555.

18. P. Wiatr and M. P. Kazmierkowski, "Hybrid 5-level cascaded H-Bridge converter with model predictive controller," 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), 2016, pp. 128-132, doi: 10.1109/EPEPEMC.2016.7751986.

19. M. A. Rahman and M. R. Islam, "Modified high frequency phase disposition pulse width modulation for modular cascaded H-bridge multilevel converters," 2017 3rd International Conference on Electrical Information and Communication Technology (EICT), 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/EICT.2017.8275187.

20. Marquez et al., "High-quality Output Voltage of Multilevel Cascaded H-bridge Converters with Large Number of Cells with Unequal DC Voltages," 2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/CPE.2019.8862332.

21. R. Bekhouche, F. Khoucha, A. Benrabah, K. Benmansour and M. E. H. Benbouzid, "Comparison of PWM Techniques for Modular Multilevel Converter: A Comparison Based on Different Voltage Level Waveforms," 2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP), 2020, pp. 460-465, doi: 10.1109/CCSSP49278.2020.9151588.

22. H. Li, J. Wang and Z. Yang, "Common-Mode Voltage Reduction of Modular Multilevel Converter Based on Six-Segment Carrier Level Shifted Sinusoidal Pulse Width Modulation," 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion

Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), 2020, pp. 807-811, doi: 10.1109/IPEMC-ECCEAsia48364.2020.9368096.

23. M. Rodrigues, E. Teixeira and H. A. C. Braga, "A Family of High Power Factor Current Multilevel Rectifiers Employing a Sinusoidal PWM Technique," 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, pp. 2547-2552, doi: 10.1109/PESC.2005.1581991.

24. P.M. Lingom, J. Song-Manguelle, J. M. Nyobe-Yome, D. L. Mon-Nzongo, T. Jin and M. L. Doumbia, "A Single-Carrier PWM Method for Multilevel Converters," 2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2019, pp. 122-127, doi: 10.1109/PEDG.2019.8807453.

25. I. Sepahvand, M. Khazraei, M. Ferdowsi and K. Corzine, "A hybrid multilevel inverter with both staircase and PWM switching schemes," 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2010, pp. 4364-4367, doi: 10.1109/ECCE.2010.5618451.

26. M. Qasim Taha and M. A. Lpizra, "Design a new PWM switching technique in multilevel converters," 2016 Annual Connecticut Conference on Industrial Electronics, Technology & Automation (CT-IETA), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/CT-IETA.2016.786825.

27. Y. Ounejjar, K. Al-Haddad and L. Grégoire, "Novel three phase seven level PWM converter," 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009, pp. 1-6, doi: 10.1109/EPEC.2009.5420867.

28. H. Yu, W. Yao, Z. Lyu, Y. Deng and B. Chen, "H-bridge floating capacitor voltage stability conditions analysis based on a modified hybrid multilevel converter," 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/SPEC.2016.7846001.

29. C. Zhang, J. Wang, Z. Wang and Z. Li, "Implement of PWM Pulse Generator Based CPLD for Cascadedmultilevel Converter," 2007 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2007, pp. 1450-1453, doi: 10.1109/ICMLC.2007.4370373.

30. M.A. Alim, M. A. G. Khan and M. A. Munjer, "Synchronization of different frequency power grids by back-to-back modular multilevel converter with CSMC-SPWM algorithm," 2016 2nd International Conference on Electrical, Computer & Telecommunication Engineering (ICECTE), 2016, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICECTE.2016.7879564.
31. Haitao Zhang et al., "An improved CPS-SPWM and unified modulation strategy for multilevel converter," 2016 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2016, pp. 1306-1310, doi: 10.1109/APPEEC.2016.7779705.
32. N.A. Alim, M. A. G. Khan and M. A. Munjer, "CSMC-SPWM modular multilevel converter for HVDC transmission system," 2016 5th International Conference on Informatics, Electronics and Vision (ICIEV), 2016, pp. 771-775, doi: 10.1109/ICIEV.2016.7760105.
33. M.K. Sheikh and P. M. Meshram, "Performance analysis of modular multilevel converter based on modified flying-capacitor multicell converter using SPWM," 2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (IIC), 2015, pp. 1555-1560, doi: 10.1109/IIC.2015.7150997.
34. Li Jianlin, Hu Changsheng, Wang Liqiao and Zhang Zhongchao, "APF based on multilevel voltage source cascade converter with carrier phase shifted SPWM [active power filter]," TENCON 2003. Conference on Convergent Technologies for Asia-Pacific Region, 2003, pp. 264-267 Vol.1, doi: 10.1109/TENCON.2003.1273327.
35. Q. D. Phan and P. Cong Nguyen, "Decentralized Space Vector PWM Method for Multilevel Multiphase Converters," 2020 2nd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM), 2020, pp. 87-92, doi: 10.1109/GPECOM49333.2020.9247888.
36. K. N. V. Prasad, P. ParimitaPradhan, B. Misra and J. Surekha, "A modified space vector algorithm for 5-level cascaded multilevel inverter," 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/IPACT.2017.8245107.

37. F. Chen and W. Qiao, "A general space vector PWM scheme for multilevel inverters," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ECCE.2016.7854687.
38. H. Lin, R. Chen, R. Li, L. Zhu, H. Yan and Z. Shu, "A Flexible and Fast Space Vector Pulse Width Modulation Technique for Multilevel Converters," 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICEMS.2019.8921982.
39. M. Soleimanipour, H. S. Goughari and N. Sargolzaei, "Analysis and Comparison of Multi-level Inverters Based on Two-Level Space Vector PWM," 2012 UKSim 14th International Conference on Computer Modelling and Simulation, 2012, pp. 464-469, doi: 10.1109/UKSim.2012.70.
40. O. Dordevic, M. Jones and E. Levi, "A Comparison of Carrier-Based and Space Vector PWM Techniques for Three-Level Five-Phase Voltage Source Inverters," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 9, no. 2, pp. 609-619, May 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2220553.
41. Y. Deng and R. G. Harley, "Space-Vector Versus Nearest-Level Pulse Width Modulation for Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 2962-2974, June 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2331687.
42. Ó. López et al., "Carrier-Based PWM Equivalent to Multilevel Multiphase Space Vector PWM Techniques," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 7, pp. 5220-5231, July 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2934029.
43. P. AbdelRahim, H. Abu-Rub and S. M. Ahmed, "Space vector PWM for a five to three matrix converter," 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013, pp. 3246-3250, doi: 10.1109/APEC.2013.6520765.
44. Q. Nayak and K. Rajashekara, "An Asymmetrical Space Vector PWM Scheme for a Three Phase Single-stage DC-AC Converter," 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2019, pp. 635-639, doi: 10.1109/ECCE.2019.8912742.

45. M. Mythili and N. Kayalvizhi, "Harmonic minimization in multilevel inverters using selective harmonic elimination PWM technique," 2013 International Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy (ICRESE), 2013, pp. 70-74, doi: 10.1109/ICRESE.2013.6927790.
46. H. Hashim and I. Abdel-Qader, "Generalized solutions for THD investigation in cascaded multicell multilevel converters modulated with selective harmonic elimination PWM switching method," 2016 IEEE 7th Annual Ubiquitous Computing, Electronics & Mobile Communication Conference (UEMCON), 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/UEMCON.2016.7777875.
47. I. Khoukha, C. Hachemi and B. El Madjid, "Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in the nine level voltage inverter," 2007 International Conference on Computer Engineering & Systems, 2007, pp. 387-392, doi: 10.1109/ICCES.2007.4447075.
48. E. H. E. Aboadla, S. Khan, M. H. Habaebi, T. Gunawan, B. A. Hamidah and M. Tohtayong, "Modulation Optimization Effect on Total Harmonic Distortion of Single Phase H-Bridge Inverter Based Selective Harmonics Elimination Technique," 2016 International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCE), 2016, pp. 200-203, doi: 10.1109/ICCCE.2016.52.
49. H. Gupta, A. Yadav and S. Maurya, "Multi carrier PWM and selective harmonic elimination technique for cascade multilevel inverter," 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB), 2016, pp. 98-102, doi: 10.1109/AEEICB.2016.7538405.
50. A. Moeini, H. Zhao and S. Wang, "A Current-Reference-Based Selective Harmonic Current Mitigation PWM Technique to Improve the Performance of Cascaded H-Bridge Multilevel Active Rectifiers," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 727-737, Jan. 2018, doi: 10.1109/TIE.2016.2630664.
51. 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.

52. 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>

53. 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>

54. 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 Х 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

55. 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>

56. Степанов Д. Особливості просторово-векторної модуляції в 5-фазних каскадних високовольтних перетворювачах частоти [Текст] / Д.Степанов., В.Бушер, В.Захарченко, О.Глазева // Матеріали ХІІІ міжнародної

науково-технічної конференції «Суднова електроінженерія, електроніка і автоматика», 22.11.2023 - 23.11.2023. – Одеса: НУ «ОМА», 2023. – 5 с.

57. William P Symington, Alan Belle, Hung D Nguyen and Jonathan R Binns, «Emerging technologies in marine electric propulsion», ProcIMechE Part M: J Engineering for the Maritime Environment, March 4, 2016, pp.1–12.

58. V. Oleschuk, G. Grandi and F. A. Dragonas, "Five-phase and six-phase converters with synchronized PWM: An overview," 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, Poland, 2011, pp. 283-288, <https://doi.org/10.1109/ISIE.2011.5984171>

59. High voltage frequency converters series N5000 // http://www.tekhar.com/Programma/HYUNDAI/index_V_V_invert.html

60. Frequency converters VEDADRIE 315–25000 kVA // www.danfoss.ru/VLT

61. PowerFlex 6000 Medium Voltage Variable Frequency Drive Firmware, Parameters, and Troubleshooting Manual Catalog Number 6000G // Publication 6000-TD004E-EN-P – September 2019. <http://www.rockwellautomation.com/support>

62. High voltage frequency converters Robicon PERFECT HARMONY 225 kW–120 MW // www.siemens.com/robicon-perfect-harmony

63. Five-Phase and Six-Phase Converters with Synchronized PWM: An Overview. Available from: <https://www.researchgate.net/publication/233728797> [accessed Jun 13 2023]