

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА імені О. М. БЕКЕТОВА

НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ, ІНФОРМАЦІЙНОЇ ТА  
ТРАНСПОРТНОЇ ІНФРАСТРУКТУРИ

КАФЕДРА ЕЛЕКТРИЧНОГО ТРАНСПОРТУ

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

**бакалаврської кваліфікаційної роботи**

Зменшення втрат потужності в частотно-регульованому  
асинхронному електроприводі

**Виконав:**

студент 4 курсу, групи ЕТ 2022-1

Володимир ЄВЛАХОВ

**Керівник бакалаврської роботи:**

Олександр ДОНЕЦЬ

ХАРКІВ – 2026 р.

ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ МІСЬКОГО ГОСПОДАРСТВА  
імені О.М. Бекетова

Навчально-науковий інститут Енергетичної, інформаційної та транспортної інфраструктури  
Кафедра Електричного транспорту  
Освітньо-кваліфікаційний рівень Бакалавр  
Спеціальність 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка  
Освітня програма – Електромеханіка

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри ЕТ

 **Микола ХВОРОСТ**

“ 15 ” червня 2026 р.

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА БАКАЛАВРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТА**

Євлахов Володимир Вячеславович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. **Тема роботи:** Зменшення втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі

керівник бакалаврської кваліфікаційної роботи **Донець Олександр Вадимович, к.т.н., доцент**

( прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом університету від “22” травня 2026 р. № 440-03

2. Строк подання студентом бакалаврської кваліфікаційної роботи 20.06.2026 р.

3. **Вихідні дані до бакалаврської роботи** Матеріали переддипломної практики, Електричні схеми та фізичні моделі електроприводу змінного струму.

4. **Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)**

4.1. **Стан питання.** Виконати аналіз особливостей використання силових перетворювачів на регульованому електроприводі.

4.2. **Розробка технічного завдання.**

Виконати розробку математичної моделі загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.

4.3 **Розрахункова частина (розрахунок вузлів, метод розрахунку, алгоритм керування, програмне забезпечення)**





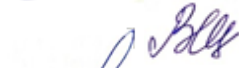

Виконати розрахунок робочих режимів силових приладів у напівмостовій схемі інвертора напруги з однополярною ШІМ.

**4.4. Охорона праці.** Забезпечення охорони праці на законодавчому рівні.

**5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових слайдів)**

Узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів; вибір вітроелектричних установок; залежності загальних втрат потужності; функціональна схема асинхронного електроприводу; часові діаграми струму в АІН.

**6. Консультанти розділів бакалаврської кваліфікаційної роботи**

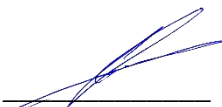
Розділ	Ім'я, прізвище та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Основна частина	Олександр ДОНЕЦЬ, доц.		
Охорона праці	Микола МОРОЗ, доц.		
Антиплагіат	Вікторія ЛЕВЧЕНКО, інж.		
Нормоконтроль	Вячеслав ШАВКУН, доц.		

7. Дата видачі завдання 01.05.2026 р.

#### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН


№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Стан питання	02.05.26-07.05.26	
2.	Розробка технічного завдання	07.05.26-13.05.26	
3.	Розрахункова частина	13.05.26-20.05.26	
4.	Охорона праці	20.05.26-28.05.26	
5.	Оформлення паперового та електронного варіантів роботи	28.05.26-10.06.26	
6.	Підготовка доповіді та презентації	12.06.26-19.06.26	

Студент

  
(підпис)

Володимир ЄВЛАХОВ  
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

  
(підпис)

Олександр ДОНЕЦЬ  
(прізвище та ініціали)

## АНОТАЦІЯ

В бакалаврській роботі було виконано зменшення втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.

Виконано аналіз особливостей використання силових перетворювачів на регульованому електроприводі; розглянуто узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів; можливість використання інтелектуальних силових модулів та використання IGBT-ключів у схемах регульованих випрямлячів.

Виконано розробка математичної моделі загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі; розрахунок загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі; розрахунок робочих режимів силових приладів у напівмостовій схемі інвертора напруги з однополярною ШІМ; отримано часові діаграми струмів в елементах топології інвертора.

Склад бакалаврської роботи:

- листів розрахунково-пояснювальної записки - 60
- рисунків - 18
- таблиць - 0
- формул - 17
- Графічна частина до бакалаврської роботи складається з 10 слайдів.

## ЗМІСТ

	Стор
ВСТУП.....	7
<b>1 ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА РЕГУЛЬОВАНОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ.....</b>	<b>9</b>
1.1 Узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів.....	9
1.2 Використання інтелектуальних силових модулів.....	13
1.3 Використання IGBT-ключів у схемах регульованих випрямлячів.....	18
<b>2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ЗАГАЛЬНИХ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОМУ АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ.....</b>	<b>23</b>
2.1 Розрахунок загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.....	23
2.2 Регулювання статорного струму в асинхронному електроприводі зі спрощеним дволанковим безпосереднім перетворювачем частоти.....	31
<b>3 РОЗРАХУНОК РОБОЧИХ РЕЖИМІВ СИЛОВИХ ПРИЛАДІВ У НАПІВМОСТОВІЙ СХЕМІ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ З ОДНОПОЛЯРНОЮ ШІМ.....</b>	<b>35</b>
3.1 Розрахункова електрична схема автономного інвертора з однополярною ШІМ.....	35
3.2 Часові діаграми струмів в елементах топології інвертора.....	38
3.3 Аварійна робота перетворювача під час струмового перевантаження.....	43
3.4 Робота перетворювача під час перевантаження по напрузі.....	44

4	ОХОРОНА ПРАЦІ.....	47
4.1	Задачі розділу.....	47
4.2	Визначення оптимальних умов праці інженера- проектувальника.....	48
4.3	Техніка безпеки.....	52
4.4	Навчання, інструктаж і перевірка знань.....	53
4.5	Розрахунок освітленості.....	54
	ВИСНОВКИ.....	58
	СПИСОК ПОСИЛАНЬ.....	59

## ВСТУП

На сьогоднішній день існує багатий вибір автоматизованих систем керування (АСК) асинхронними електроприводами з частотним регулюванням (АЕПЧР), які здебільшого використовуються при розробці низьковольтних електроприводів з номінальною напругою до 0,4 кВ.

Деякі з них функціонують на основі скалярного (амплітудного) методу управління [1–4]. Цей метод полягає у встановленні потрібного співвідношення між амплітудою та частотою основних гармонік напруги або струму статора в електроприводі.

До ключових переваг таких саморегульованих асинхронних двигунів (САУ) слід віднести їхню конструктивну простоту. Однак, до їхніх недоліків належить неконтрольована якість перехідних електромеханічних процесів, яка безпосередньо залежить від миттєвих показників швидкості й моменту навантаження двигуна. Більше того, у деяких випадках можлива навіть нестабільна робота в певних стаціонарних режимах роботи привода [3].

Незважаючи на зазначені особливості, вагомі виробники, такі як Siemens, ABB, Danfoss та інші, зберігають виробництво низьковольтних перетворювачів, які, зазвичай, призначені для управління роботи насосів, вентиляторів та подібного устаткування.

Щоб уникнути згаданих автоколивальних режимів ЧРАЕП зі скалярним керуванням, передбачено примусове блокування роботи в усталених режимах для певних частотних діапазонів, де можлива їхня нестабільність.

Останнім часом при розробці ЧРАЕП виразно спостерігається тенденція до використання векторного принципу управління.

На відміну від скалярного методу керування, векторний підхід дозволяє контролювати не лише залежність між величиною та частотою головних гармонік у напрузі (чи струмі) статора. Він також дає можливість керувати зсувом фаз гармонійних складових фаз статора відносно магнітного потокозчеплення двигуна.

Ключові здатності систем автоматичного управління, що використовують векторний метод керування, полягають у створенні ними стандартованого рівня якості перехідних електромеханічних процесів, що виникають у асинхронному електроприводі. Крім того, такі системи гарантують надійну стабільність роботи електроприводів у стаціонарних режимах, незалежно від їхньої швидкості обертання та величини навантаження.

Керуючі системи автоматичного регулювання (САУ) з векторним принципом управління забезпечують максимальну точність у межах підтримки заданої швидкості, високу швидкодію та найкраще наближення до нормованих показників якості перехідних процесів у високовольтних частотно-регульованих асинхронних електричних приводах (ЧРАЕП).

**Актуальність теми** обумовлена збільшенням вимог енергозбереження та якістю регулювання сучасного електроприводу з імпульсною системою керування.

**Мета:** зменшення втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.

**Завдання:**

- Виконати аналіз узагальненої структура цифрових регульованих електроприводів.
- Розрахунок загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.
- Виконати розрахунок запропонованої принципової схеми з транзисторним широтно-імпульсним перетворювачем.
- Розрахунок робочих режимів силових приладів у напівмостовій схемі інвертора напруги з однополярною ШІМ.

**Апробація:** Носик С. А., Євлахов В. В. Дослідження перехідних процесів у системі «перетворювач – асинхронний двигун» ХІХ ВСЕУКРАЇНСЬКОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ ЗДОБУВАЧІВ ВИЩОЇ ОСВІТИ «СТАЛИЙ РОЗВИТОК МІСТ: ПОСТВОЄННИЙ ПЕРІОД» 18 квітня 2026 р м. Харків.

# 1 ОСОБЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СИЛОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА РЕГУЛЬОВАНОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

## 1.1 Узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів

Сучасні технологічні процеси, пов'язані з перетворенням електричної енергії на механічну, сьогодні практично неможливі без інтеграції регульованого електроприводу. Його стрімкий розвиток забезпечують інноваційні рішення провідних світових виробників, які постачають на ринок спеціалізовану елементну базу. Ці компоненти розроблені для ефективного вирішення двох ключових завдань: безпосередньої комутації силових потоків та інтелектуального керування ними.

Основними елементами таких систем є:

Інтелектуальні силові модулі (ICM) на базі біполярних транзисторів із ізольованим затвором (IGBT);

Спеціалізовані мікроконтролери (однокристальні мікроЕОМ) класу Motor Control, адаптовані для прецизійного керування електродвигунами.

Інтеграція зазначених компонентів суттєво підвищує рівень уніфікації функціонально завершених модулів у системах регульованого електроприводу, а також визначає специфіку проектування архітектури електронних силових перетворювачів із цифровим керуванням.

У світовій інженерній практиці найширшого розповсюдження набули силові перетворювачі з проміжною ланкою постійного струму (DC-ланкою) та трифазним інвертором. Саме для такої топології сьогодні освоєно масове виробництво повного спектра електронних компонентів для цифрового керування.

Номенклатура розробленого обладнання охоплює силові промислові перетворювачі для двигунів потужністю від 0,55 до 250 кВт, що живляться від стандартної мережі, а також перетворювачі спеціального призначення з живленням від мереж із нестандартними параметрами. Останні орієнтовані на

роботу в складі регульованих асинхронних, синхронних (вентильних) та вентильно-індукторних приводів потужністю від 0,55 до 32,5 кВт.

На рисунку 1.1 представлено узагальнену структуру зазначених електроприводів. До її складу входять функціонально завершені модулі з уніфікованими силовими та інформаційними інтерфейсами – входами-виходами. Така архітектура дає змогу гнучко компонувати перетворювач необхідного типу та потужності шляхом зміни параметрів силових елементів і, за потреби, коригування програмного забезпечення.

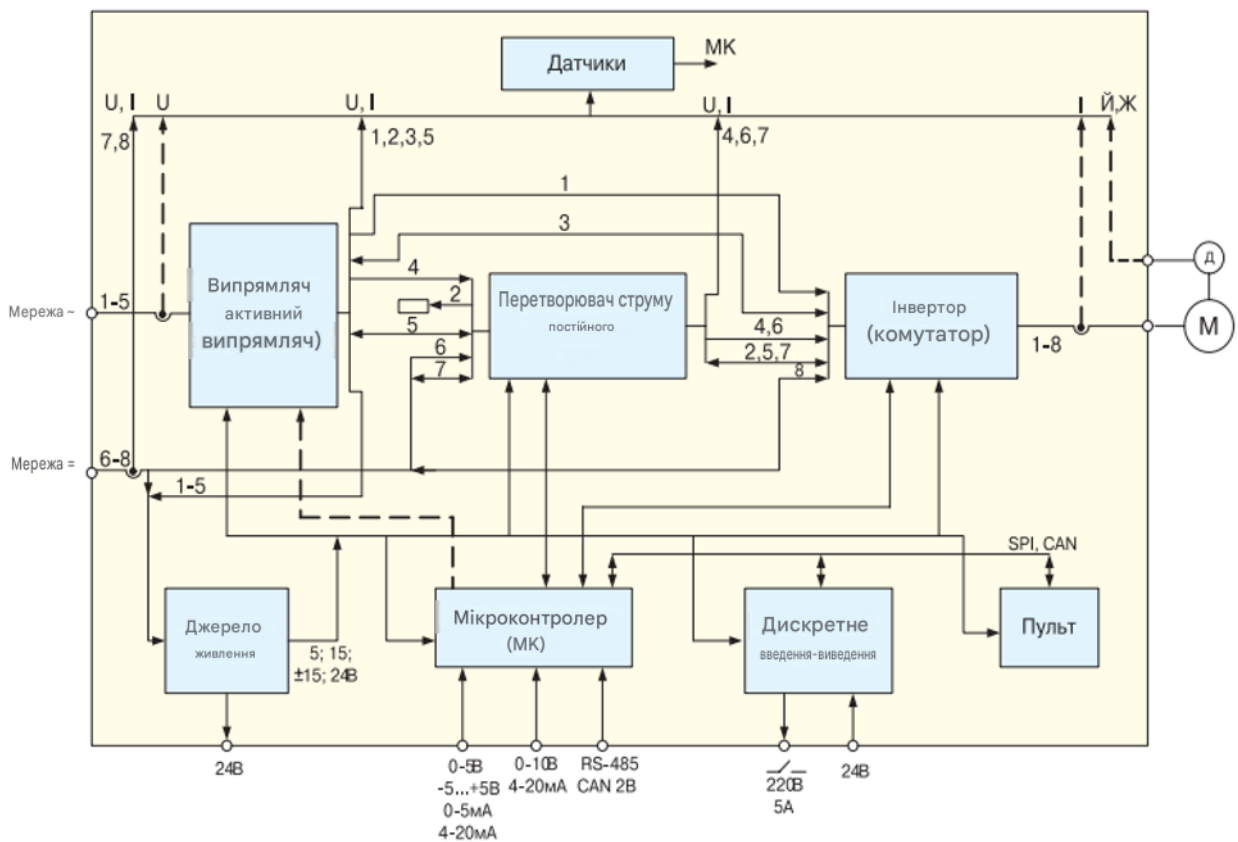


Рисунок 1.1 – Узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів

Відповідно до наведеної схеми, архітектура приводу містить такі базові елементи: випрямляч, перетворювач постійного струму, інвертор (або комутатор), мікроконтролер, модуль дискретного введення-виведення, пульт керування, датчики та джерело вторинного живлення.

Усі компоненти, що утворюють узагальнену структуру, повністю розроблені та освоєні у виробництві. Нумерація міжмодульних зв'язків відображає варіативність конфігурації перетворювача. Це вказує на гнучкий принцип побудови системи, який передбачає можливість виключення окремих силових блоків чи датчиків залежно від конкретного технічного завдання.

В архітектурі системи керування обов'язковими елементами є мікроконтролер та джерело живлення, тоді як модуль дискретного введення-виведення та пульт керування є опціональними й можуть бути виключені зі схеми.

Поза залежністю від конкретного виконання, до базових функціонально завершених модулів силового каналу електроприводу належать [2]:

- електромеханічний перетворювач (електродвигун);
- постійного струму на змінний (інвертор);
- перетворювач постійного струму на пульсуючий (комутатор);
- перетворювач постійного струму на постійний (DC/DC-перетворювач);
- перетворювач змінного струму на постійний (випрямляч).

Така структурна схема дозволяє використовувати електродвигуни з наступними параметрами: напруга 110 або 220 В постійного струму, змінна напруга частотою 50 Гц або 400 Гц.

Первинне джерело електричної енергії може працювати як на змінному, так і на постійному струмі. У разі живлення від мережі змінного струму для формування проміжної ланки постійного струму DC-ланки застосовується випрямляч.

На практиці, окрім стандартних промислових мереж змінного струму трифазної напруги 380 В або однофазної 220 В із частотою 50 Гц для низькопотужних приводів, у нестационарних об'єктах використовуються автономні мережі з іншими параметрами. Зокрема, поширені бортові системи постійного або змінного струму з номінальною напругою 110 В чи 220 В.

Характерною рисою автономних джерел є суттєва нестабільність напруги (розкид параметрів лежить у діапазоні від -50% до +40%), а також поява потужних імпульсних перенапруг.

Запропоновані технічні рішення є гнучкими та адаптовані для керування різними типами електродвигунів: асинхронними, вентильними з постійними магнітами, а також вентильно-індукторними (як із незалежним електромагнітним збудженням, так і з самопідмагнічуванням).

Для керування трифазними асинхронними та вентильними електродвигунами використовується базовий (уніфікований) тип інвертора. У випадку трифазних вентильно-індукторних машин із незалежним збудженням до цієї топології додається окреме коло живлення обмотки збудження. Натомість для вентильно-індукторних двигунів із самопідмагнічуванням застосовується комутатор, що має принципово відмінну схемотехніку.

У певних конфігураціях електроприводів інтегрують перетворювачі постійного струму (DC/DC-конвертери), функціональне призначення яких варіюється. Доцільність їхнього впровадження та вибір конкретного типу зумовлені як нестабільністю мережі чи невідповідністю її напруги параметрам двигуна, так і підвищеними вимогами до статичних і динамічних характеристик приводу.

Інвертор є базовим модулем для всіх конфігурацій електроприводів із трифазними двигунами змінного струму. Його функціональну електричну схему представлено на рисунку 1.2.

Інвертор призначений для перетворення постійної напруги  $U_d$  у регульовану змінну напругу за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) силових ключів та живлення трьох фаз електродвигуна на виходи U, V, W.

Силова частина містить шість IGBT-ключів із зворотними діодами, об'єднаних в інтелектуальний силовий модуль – Intelligent Power Module .

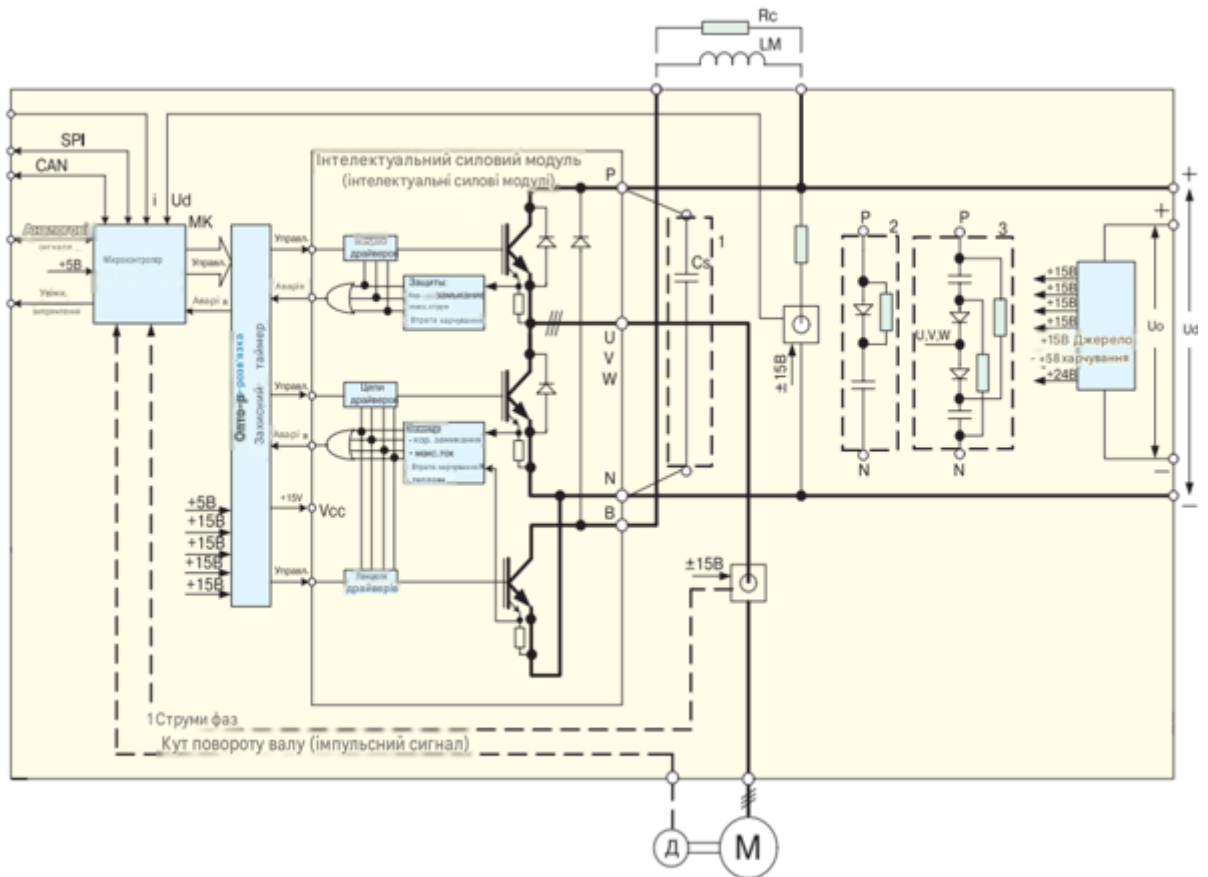


Рисунок 1.2 – Функціональна електрична схема інверторного модуля

За потреби живлення обмотки збудження двигуна LM або для обмеження напруги  $U_d$  у колі постійного струму під час генераторних режимів роботи, здійснюється скидання надлишкової енергії на гальмівний (баластний) резистор  $R_c$ . Для цього задіюється сьомий ключ (вихід B) із антипаралельним діодом; така конфігурація являє собою найпростішу схему перетворювача постійного струму (гальмівного чопера), яка може бути реалізована в цьому пристрої.

## 1.2 Використання інтелектуальних силових модулів

В електричній схемі застосовуються інтелектуальні силові модулі ICM виробництва корпорації Mitsubishi Electric – визнаного лідера в цій галузі силової електроніки. Залежно від номінального струму та напруги ключів, використовуються такі конфігурації модулів:

одиначні ICM – один ключ із зворотним діодом, для струмів від 400 А і більше;

напівмостові ICM – два ключі з відповідними зворотними діодами для діапазону струмів від 75 до 600 А;

трифазні мостові ICM (стандартні 6-ключові збірки);

семиключові ICM (7-pack), що містять шість ключів мосту та додатковий сьомий ключ із антипаралельним діодом для гальмівного чопера – для струмів до 100 А.

При цьому конкретне конструктивне виконання та ступінь внутрішньої інтеграції обраного модуля ICM не впливають на архітектуру загальної функціональної схеми перетворювача.

Характерною особливістю цих модулів є наявність вбудованих кіл керування силовими IGBT-ключами та їхнього інтегрованого захисту із функцією формування зворотних сигналів про аварійні ситуації. Розроблені для всієї номенклатури ICM інтерфейсні плати (плати спряження) забезпечують живлення внутрішніх драйверів ICM, реалізують гальванічну розв'язку з мікроконтролером, передають сигнали безпосереднього керування ключами та транслюють сигнали стану захисту. Крім того, вони забезпечують можливість безаварійної автономної роботи модуля в разі збою або відмови мікроконтролера, що відображено на загальній схемі рисунок 1.2.

До обов'язкової комплектації інверторного блока, окрім самого модуля ICM, належать: кола захисту IGBT-ключів від комутаційних перенапруг (снаббери), модуль мікроконтролера (МК), згадана плата інтерфейсу ICM з МК, датчики струму та напруги ланки постійного струму, а також джерело вторинного живлення.

Для трифазних мостових ICM достатньо встановлення одного снабберного конденсатора  $C_s$  на модуль. У випадку напівмостових ICM застосовується R-C-D снабберне коло на кожну стійку півмоста, а для одиначних IPM передбачено індивідуальний R-C-D снаббер для кожного ключа показані на рисунку 1.2.

Ускладнення конфігурації снабберних кіл зумовлене збільшенням паразитної індуктивності монтажу та зростанням похідних струму  $di/dt$  під час комутації ключів із підвищенням потужності перетворювача.

Модулі мікроконтролерів реалізовані на базі таких однокристальних мікросхем.

Intel 196МН – для енергоефективних електроприводів з асинхронними двигунами, які експлуатуються в системах комунального та міського водопостачання.

Texas Instruments сімейства TMS320F240 – застосовуються в універсальних і спеціалізованих електроприводах із трифазними асинхронними та вентильними двигунами, як у конфігураціях із перетворювачами постійного струму, так і без них;

Texas Instruments TMS320F2406 — використовуються у спеціальних електроприводах з асинхронними та багатофазними вентильно-індукторними двигунами, які містять перетворювачі постійного струму та активні випрямлячі.

Загальна тенденція розвитку обчислювальних модулів у межах цієї розробки спрямована на впровадження нових спеціалізованих кристалів серії Motor Control виробництва Texas Instruments. У мінімальній конфігурації модулів інвертора передбачено реалізацію двох внутрішніх зворотних зв'язків – за струмом  $i_d$  та напругою  $u_d$  на вході інвертора, що зумовлює потребу в інсталяції щонайменше двох датчиків.

Для складніших структур систем автоматичного керування координатами електропривода впроваджуються зворотні зв'язки за фазними струмами двигуна, а також зворотний зв'язок за положенням ротора, при цьому значення швидкості обчислюється програмно мікроконтролером.

Керування змінними технологічного процесу реалізується за допомогою зовнішніх сигналів, які надходять через аналогові входи МК, дискретні входи модуля введення-виведення для інтерфейсу SPI, або послідовний порт CAN 2.0В від периферійних «інтелектуальних» пристроїв.

У вентильно-індукторних електроприводах із самопідмагнічуванням живлення фаз машини здійснюється однополярними імпульсами струму, тому в силовому каналі замість інвертора застосовується комутатор.

Комутатор забезпечує почергове подавання напруги ланки постійного струму  $U_d$  на відповідні фази двигуна за сигналами від датчика положення ротора, а також, за потреби, обмежує струм у режимі широтно-імпульсного регулювання (ШІР). З огляду на це, архітектура комутатора містить низку ідентичних DC/DC-перетворювачів, кількість яких відповідає числу фаз електродвигуна.

На рисунку 1.3 наведено використану функціональну електричну схему універсального модуля комутатора та перетворювача постійного струму.

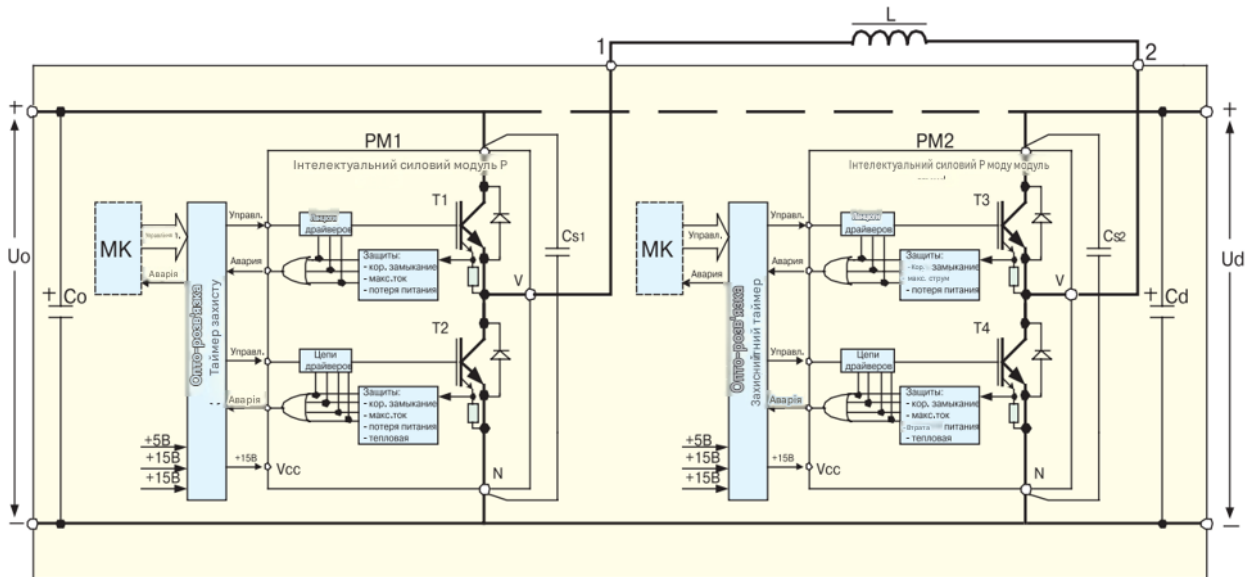


Рисунок 1.3 – Функціональна електрична схема модуля комутатора та перетворювача постійного струму

Конструктивно вона реалізована на базі однофазного симетричного мосту ICM, проте її включення за несиметричною топологією забезпечує реалізацію всіх можливих режимів комутації фаз ВІС із самопідмагнічуванням.

Якщо в наведеній на рисунку 1.3 схемі універсального модуля встановити перемичку між виводами «P» модулів PM1 і PM2 (показано пунктиром), тобто забезпечити умову  $U_d = U_0$ , і керувати транзисторами лише

однієї діагоналі T1, T4 або T2, T3, то кола керування невикористовуваної діагоналі залишаються знеструмленими. За такої конфігурації структура трансформується в несиметричний міст, що складається з двох активних IGBT-ключів в одній діагоналі та двох швидковідновлювальних діодів в іншій.

На основі цього принципу було розроблено та впроваджено у виробництво серію регульованих електроприводів для 3, 4, 5 та 6-фазних ВПП потужністю від 1,1 до 32,5 кВт.

Представлена на рисунку 1.3 схема також повністю задовольняє вимогам до топології двоспрямованого знижувально-підвищувального перетворювача постійного струму, що підтверджує її високу універсальність.

Перемичка між виводами «P» модулів у цьому разі має бути відсутня. Замість обмотки фази двигуна підключається високочастотний дросель L спеціальної конструкції, а також встановлюються електролітичні конденсатори  $C_o$  та  $C_d$  збільшеної ємності у порівнянні з конфігурацією комутатора.

Для передавання енергії зліва направо силова частина функціонує як несиметричний міст із роздільним керуванням ключами діагоналі:

Якщо  $U_d < U_o$  – режим зниження напруги, транзистор T1 працює в режимі ШІМ, а T4 постійно вимкнений.

Якщо  $U_d > U_o$  режим підвищення напруги, у режимі ШІМ працює транзистор T4, тоді як T1 залишається постійно увімкненим.

За умови виключення зі схеми модуля PM2 та підключення виводу 2 дроселя L до позитивного полюса «+»  $U_d$ , реалізується топологія класичного знижувального перетворювача.

Якщо ж виключити модуль PM1 і підключити вивід 1 дроселя L до «+»  $U_o$ , формується схема підвищувального перетворювача постійного струму для аналогічного напрямку енергообміну.

Для забезпечення двоспрямованого передавання енергії за умови  $U_d < U_o$  достатньо залишити в схемі лише модуль PM1 і роздільно керувати обома

його ключами: транзистор T1 забезпечує передавання енергії зліва направо, це знижувальний режим, а T2 – справа наліво, це підвищувальний режим.

У випадку  $U_d > U_o$  у схемі залишається тільки модуль PM2, в якому так само незалежно використовуються обидва ключі: T4 – для передавання енергії зліва направо, а T3 – справа наліво.

Зрештою, якщо необхідна реалізація повнофункціонального двоспрямованого знижувально-підвищувального перетворювача постійного струму, задіюються обидва модулі (PM1 і PM2) та всі чотири силові ключі схеми.

На основі цих рішень розроблено та випущено лінійку регульованих електроприводів потужністю від 1 до 55 кВт, де застосування знайшли одно- та двоспрямовані підвищувальні, а також односпрямовані знижувально-підвищувальні перетворювачі постійного струму. Часткове (неповне) задіяння внутрішньої структури IPM у комутаторах та деяких топологіях DC/DC-конвертерів зумовлене не лише прагненням до уніфікації апаратних модулів і збереження їхнього «інтелектуального» функціоналу, а й має чітке економічне обґрунтування.

### **1.3 Використання IGBT-ключів у схемах регульованих випрямлячів**

Пов'язано це з тим, що інтелектуальні силові модулі у конфігурації з одного IGBT-ключа та антипаралельного діода серійно не випускаються. Водночас стандартні (неінтегровані) одноключові модулі, представлені на ринку деякими виробниками, хоча й коштують дещо дешевше за напівмостові IPM, проте з урахуванням витрат на розробку та монтаж зовнішнього драйвера керування їхнє підсумкове застосування виявляється фінансово недоцільним.

Модуль випрямляча, який є обов'язковим елементом у разі живлення електропривода від мережі змінного струму, у межах цього проекту реалізовано у трьох різних схемотехнічних варіантах, наведених на рисунку 1.4.

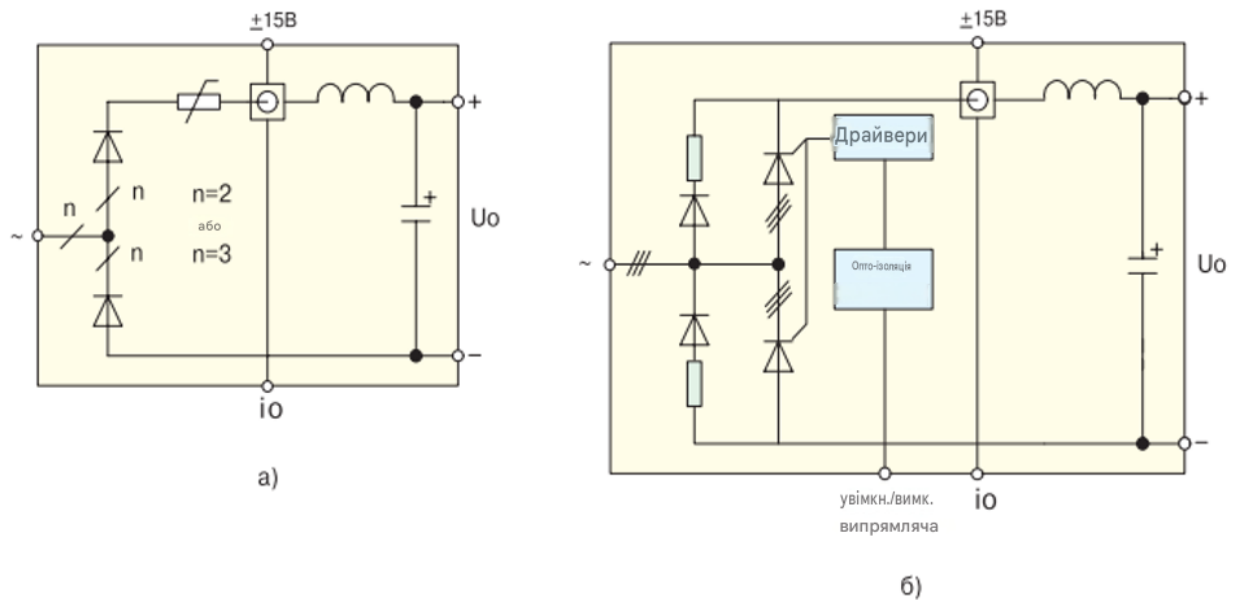


Рисунок 1.4 – Модуль випрямляча у двох різних схемотехнічних варіантах

Перша схема являє собою одно- або трифазний некерований діодний випрямний міст (рис. 1.4, а). Для обмеження пускового струму заряду конденсатора фільтра на виході мосту застосовано термістор, опір якого внаслідок нагрівання зменшується в десятки разів. У модулі випрямляча інтегровано датчик струму, сигнал з якого надходить до мікроконтролера. Такий найпростіший варіант випрямляча використовується в електроприводах потужністю до 7,5 кВт включно.

За вищих рівнів потужності застосовується трифазний тиристорний випрямляч (рис. 1.4, б), який у ввімкненому стані працює з мінімальним кутом керування, тобто фактично функціонує як некерований діодний випрямляч.

Ввімкнення тиристорного нерегульованого випрямляча здійснюється мікроконтролером лише після того, як відбудеться попередній заряд конденсатора фільтра на виході випрямного вузла. Цей процес реалізується через обхідний малопотужний діодний міст, у плечах якого встановлено струмообмежувальні резистори.

Інформація про рівень напруги заряду надходить до мікроконтролера від датчика напруги  $U_o$ , який монтується на вході перетворювача постійного струму (за його наявності в схемі); у протилежному випадку використовується

сигнал про напругу  $U_d$  (за умови  $U_o = U_d$ ). Для електроприводів із чотириквadrантними характеристиками або значним потенціалом рекуперації енергії, до якості якої висуваються жорсткі вимоги, необхідно застосовувати активний випрямляч, схему якого наведено на рисунку 1.5.

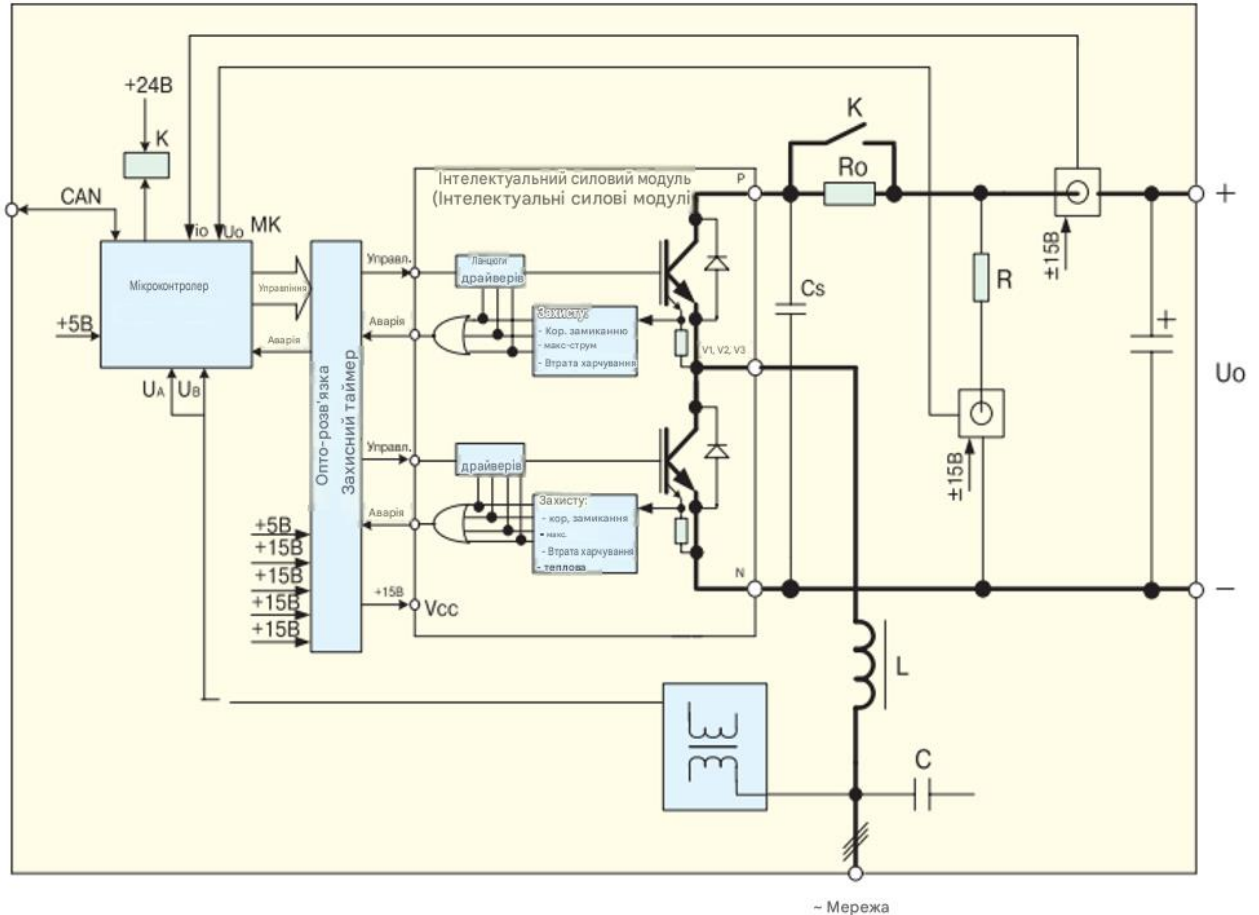


Рисунок 1.5 – Функціональна електрична схема модуля випрямляча

Цей модуль, попри деякі відмінності у схемотехніці, є аналогом трифазного інвертора. У режимі рекуперації енергії в мережу він функціонує фактично як інвертор, тоді як у режимі споживання потужності з мережі — як три узгоджено керовані двоспрямовані підвищувальні перетворювачі постійного струму.

Це зумовлює необхідність встановлення високочастотних LC-фільтрів на вході живлення модуля. Для підтримки заданого рівня напруги на стороні постійного струму застосовується датчик напруги  $U_o$ , а для регулювання

потоків енергії між мережею та ланкою постійного струму використовується датчик струму Іо.

Нарешті, для обмеження пускового струму заряду конденсатора фільтра через зворотний діодний міст активного випрямляча під час його підключення до мережі передбачено струмообмежувальний резистор. Після завершення процесу заряду цей резистор шунтується контактом контактора К за командою від мікроконтролера.

Керування цим модулем потребує значних обчислювальних ресурсів, тому він компонується з окремим мікропроцесорним модулем на базі мікроконтролера TMS320F241, аналогічно до трифазного інвертора.

У перспективі планується застосування єдиного модуля мікроконтролера на базі TMS320LF2407 для одночасного керування як інвертором (комутатором), так і активним випрямлячем. На поточному етапі активний випрямляч у представленій розробці поки що не отримав промислового впровадження і перебуває на стадії відпрацювання програмного забезпечення на дослідному зразку.

Принцип побудови різних конфігурацій перетворювачів із уніфікованих модулів ілюструє рисунок 1.1. В електроприводах загальнопромислового призначення силовий канал перетворювача складається з модуля некерованого випрямляча та модуля інвертора або комутатора.

У разі короткочасних генераторних режимів двигуна зазначена топологія доповнюється колом скидання енергії гальмівним переривником. За умов значної рекуперації енергії, а також для динамічних чотириквadrантних електроприводів необхідне застосування модуля активного випрямляча на транзисторах.

За недостатньої для двигуна або нестабільної напруги мережі змінного струму, а також за потреби регулювання напруги живлення інвертора (комутатора), до силового каналу вмикається односпрямований підвищувальний або знижувально-підвищувальний перетворювач постійного струму. Якщо в такій структурі виникають генераторні режими, додатково

вводиться контур скидання енергії або використовується активний випрямляч одно або трифазний.

У разі живлення привода від мережі постійного струму для регулювання або стабілізації напруги на вході інвертора застосовується односпрямований перетворювач постійного струму. Якщо існує ймовірність переходу в генераторні режими, ця структура доповнюється електричним колом скидання, а за потреби рекуперації енергії в мережу інтегрується двоспрямований перетворювач.

Нарешті, якщо рівень напруги мережі постійного струму є достатнім для прямого керування інвертором, то додатковий перетворювач постійного струму може не застосовуватись.

## **2 РОЗРОБКА МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ЗАГАЛЬНИХ ВТРАТ ПОТУЖНОСТІ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОМУ АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ**

### **2.1 Розрахунок загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі**

Широке впровадження частотно-регульованих асинхронних електроприводів у різних галузях промисловості України та світу, що відбувається на тлі стрімкого подорожчання енергоресурсів, робить проблему енергозбереження критично важливою. У зв'язку з цим особливої актуальності набуває дослідження втрат потужності в автономних інверторах напруги з широтно-імпульсною модуляцією (АІН із ШІМ), а також перехід до енергоефективного керування такими системами.

Для ефективного розв'язання окреслених завдань із використанням сучасних обчислювальних засобів, що істотно знижують трудомісткість досліджень порівняно з експериментами, виникає нагальна практична потреба у створенні відповідного інструментарію. Базуючись на потужному математичному апараті теорії керування, необхідно розробити математичну модель загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі з автономним інвертором напруги із широтно-імпульсною модуляцією (АІН із ШІМ).

Попри значну увагу в науково-технічній літературі до проблеми втрат потужності у частотно-регульованих асинхронних електроприводах, більшість наявних праць мають фрагментарний характер через низку спрощувальних припущень. Зокрема:

У роботах [5–7] досліджуються втрати виключно всередині асинхронного двигуна, причому поза увагою залишається модуляційна складова втрат, спричинена несинусоїдальною формою статорних струмів і напруг;

В інших дослідженнях аналізуються суто втрати в перетворювачі частоти, проте їхній математичний опис є надто громіздким, що ускладнює його практичне застосування для розв'язання оптимізаційних задач керування.

У таких роботах розраховано втрати потужності, зумовлені несинусоїдальною формою фазних струмів статора в короткозамкненому асинхронному двигуні (АД), який живиться від АІН із ШІМ, проте поза увагою залишено втрати в самому перетворювачі частоти. Наявні також математичні моделі системи «автономний інвертор з ШІМ – асинхронний двигун», які враховують втрати в інверторі та двигуні, але повністю ігнорують процеси у випрямлячі, струмообмежувальних та згладжувальних реакторах. Хоча в окремих дослідженнях і робляться спроби побудови математичної моделі сумарних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному ЕП на базі АІН із ШІМ, вони зазвичай не мають комплексного характеру.

Недоліком таких підходів є ігнорування динамічних втрат в інверторі (зумовлених перемиканням силових ключів) та модуляційних електромагнітних втрат у двигуні (викликаних несинусоїдальною формою статорних струмів). Це, у свою чергу, призводить до суттєвої похибки при визначенні сумарного балансу потужності.

Ця робота присвячена розробці уточненої математичної моделі загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному ЕП із перетворювачем частоти на базі АІН-ШІМ, що враховує як динамічні процеси в інверторі, так і модуляційні втрати в двигуні. Крім того, у роботі виконано дослідження характеристик насосного агрегату за допомогою розробленого інструментарію.

Сумарні втрати потужності  $\Delta P_{\Sigma}$  в ч-р асинхронному ЕП складаються з втрат потужності у випрямлячі  $\Delta P_{\text{В}}$ , інверторі  $\Delta P_{\text{І}}$  та двигуні

$$\Delta P_{\text{Д}} : \Delta P_{\Sigma} = \Delta P_{\text{В}} + \Delta P_{\text{І}} + \Delta P_{\text{Д}} \quad (2.1)$$

На першому етапі розглянемо загальні втрати потужності в короткозамкненому асинхронному двигуні (АД), які визначаються як сума електромагнітних та механічних складників:

$$\Delta P_{\text{д}} = \Delta P_{\text{ем}} + \Delta P_{\text{мех}} \quad (2.2)$$

де  $\Delta P_{\text{мех}}$  – номінальні значення відповідно механічних втрат та швидкості АД

Електромагнітні втрати потужності  $\Delta P_{\text{ем}}$  містять додаткові втрати  $\Delta P_{\text{доб}}$ , а також основну  $\Delta P_{\text{ем.1}}$  та модуляційну  $\Delta P_{\text{ем.п}}$  складові електромагнітних втрат потужності

$$\Delta P_{\text{ем}} = \Delta P_{\text{доб}} + \Delta P_{\text{ем.1}} + \Delta P_{\text{ем.п}} \quad (2.3)$$

Ураховуючи, що додаткові втрати потужності  $\Delta P_{\text{доб}}$  перебувають у квадратичній залежності від амплітуди основної гармоніки статорного струму АД II і в номінальному режимі становлять приблизно 0,5 % від споживаної двигуном потужності, їх можна розрахувати за такими співвідношеннями:

$$\begin{cases} \Delta P_{\text{доб}} = \Delta P_{\text{доб.н}} (I_1 / I_{1\text{н}})^2 \\ \Delta P_{\text{доб}} \approx 0,005 (\Delta P_{2\text{н}} / \eta_{\text{н}}) \end{cases} \quad (2.4)$$

де  $\Delta P_{\text{доб.н}}$  та  $I_{1\text{н}}$  – номінальні значення відповідно додаткових втрат та амплітуди основної гармоніки фазного статорного струму АД;

$P_{2\text{н}}$  та  $\eta_{\text{н}}$  – відповідно номінальні значення вихідний (на валу) потужності двигуна та його коефіцієнта корисної дії (ККД).

Основна  $\Delta P_{\text{ем.1}}$  і модуляційна  $\Delta P_{\text{ем.п}}$  складові електромагнітних втрат потужності  $\Delta P_{\text{ем}}$  складаються, у свою чергу, з електричних  $\Delta P_{\text{е.1}}$ ,  $\Delta P_{\text{е.п}}$  і магнітних (в сталі)  $\Delta P_{\text{м.1}}$ ,  $\Delta P_{\text{м.п}}$  втрат:

$$\begin{cases} \Delta P_{\text{ем.1}} = \Delta P_{\text{е.1}} + \Delta P_{\text{м.1}} \\ \Delta P_{\text{ем.п}} = \Delta P_{\text{е.п}} + \Delta P_{\text{м.п}} \end{cases} \quad (2.5)$$

На другому етапі розглянемо втрати потужності  $\Delta P_i$  в інверторі, які складаються зі статичних  $\Delta P_{iS}$  та динамічних  $\Delta P_{iD}$  втрат потужності:

$$\Delta P_i = \Delta P_{iS} + \Delta P_{iD} \quad (2.6)$$

Активна потужність  $P_{\text{д}\Sigma}$ , що споживається двигуном, складається з механічної потужності двигуна і загальних електромагнітних втрат потужності  $\Delta P_{\text{ем}}$  в останньому:

$$P_{\text{д}\Sigma} = P_{\text{мех}} + \Delta P_{\text{ем}} \quad (2.7)$$

а механічна потужність АД визначається як добуток кутової швидкості та середнього за період основної частоти значення електромагнітного моменту двигуна  $M$ :

$$P_{\text{мех}} = \omega M \quad (2.8)$$

В усталеному (стаціонарному) режимі роботи електропривода згадане середнє значення електромагнітного моменту  $M$ , як відомо, дорівнює моменту опору, приведену до вала двигуна.

На третьому етапі визначимо втрати потужності у випрямлячі  $\Delta P_{\text{в}}$ , виконаному за трифазною мостовою схемою випрямлення (з урахуванням втрат потужності у його вхідних та вихідних колах), у такому вигляді:

$$\Delta P_{\text{в}} = 2\Delta U_{\text{в}} I_d + (R_d - R_j) I_d^2 \quad (2.9)$$

де  $\Delta U_{\text{в}}$  - початкове (граничне) падіння напруги на відкритому вентилі (діоді або тиристорі) випрямляча;

$R_d$  - еквівалентний активний опір ланцюга постійного струму випрямляча;

$R_j$  - фіктивний опір, що враховує зниження вихідної напруги випрямляча від впливу кута комутації вентилів;

$I_d$  - Середнє значення вихідного (випрямленого) струму випрямляча.

На прикінцевому етапі роботи за допомогою створеної математичної моделі проведено дослідження загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному ЕП потужного насоса, який має такі характеристики та комплектацію:

Джерело живлення: перетворювач частоти типу В-ОПД-200-6,3к-50 (виробництва ВАТ НДІ «Перетворювач», м. Запоріжжя);

Приводний двигун: високовольтний асинхронний двигун (6 кВ);

Характер навантаження: момент опору насоса  $M_c$  залежить від швидкості квадратично.

$$M_c = M_n (\omega / \omega_n)^2 \quad (2.10)$$

де  $M_n$  – номінальний момент двигуна.

Результати моделювання наведено на рисунку 2.1 – 2.2.

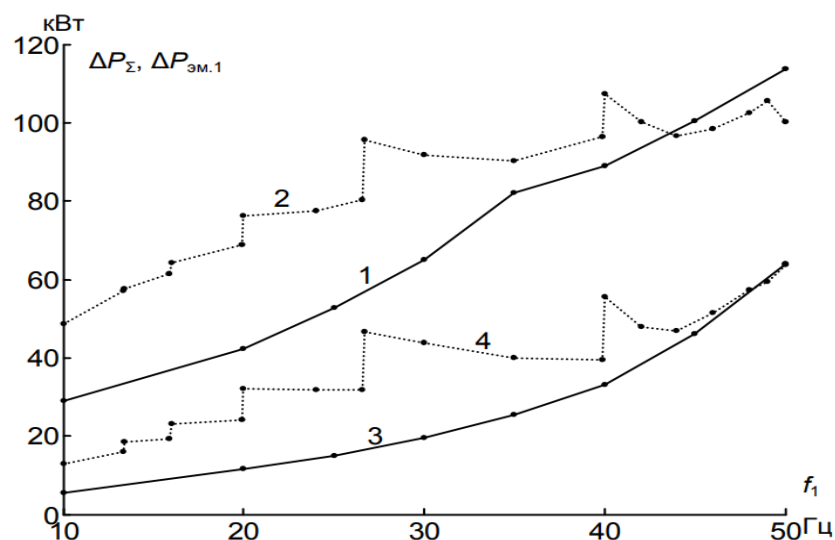


Рисунок 2.1 – Залежності загальних втрат потужності  $\Delta P_\Sigma$  в ч-р асинхронному ЕП з АІН-ШИМ для закону частотного управління

const  $U/f_1 = i$  різних способів ШІМ (1 – для синусоїдальної ШІМ з частотою  $f_1 = 500$  Гц; 2 – для ШІМ, запропонованої фірмою «Strem». кривими 3 і 4 додатково показані графіки зміни основних електромагнітних втрат потужності  $\Delta P_{\Sigma}$ , у двигуні відповідно для синусоїдальної ШІМ та способу модуляції, запропонованого фірмою «Stremberg».

На рисунку 2.2 наведено графіки зміни загальних втрат потужності  $\Delta P_{\Sigma}$  у аналізованому асинхронному ЕП з синусоїдальної ШІМ при варіюванні частоти  $f_1$  модуляції силових ключів інвертора для різних значень частоти  $f_1$  основної гармоніки вихідної напруги інвертора (1 – для 50 Гц; 2 – для 4; для 4 – для 4; 20 Гц).

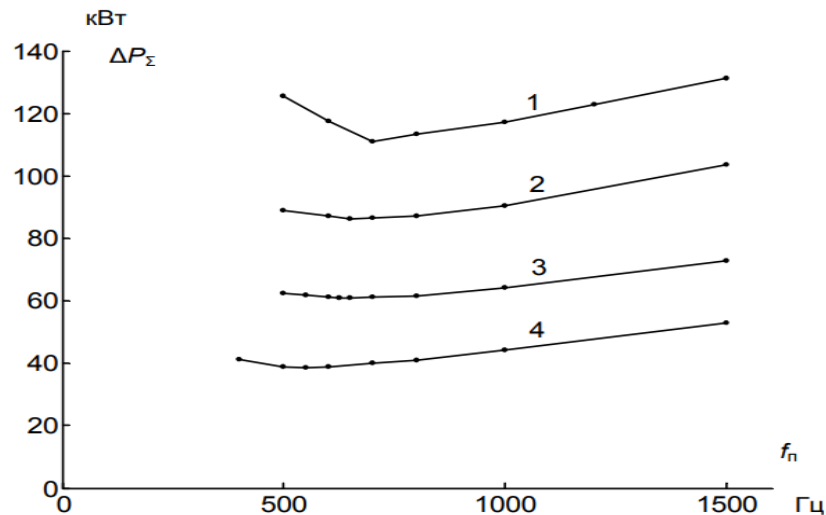


Рисунок 2.2 – Графіки зміни загальних втрат потужності  $\Delta P_{\Sigma}$  у аналізованому асинхронному ЕП

На рисунку 2.3 представлений графік зміни  $\Delta \eta$  загального коефіцієнта корисної дії аналізованого ч-р асинхронного ЕП з синусоїдальної ШІМ, розрахованого із залежності:

$$\Delta \eta = (P_{\text{мех}} - \Delta P_{\text{мех}}) \left[ \frac{1}{P_{\Sigma}^0} - \frac{1}{P_{\Sigma}} \right] \quad (2.11)$$

де  $P_{\Sigma}$  та  $P_{\Sigma}$  – загальна споживана потужність електроприводу відповідно для оптимального та неоптимального (при законі  $U_1/f_1 = \text{const}$   $f_1 = f_2 = 500$  Гц) управління.

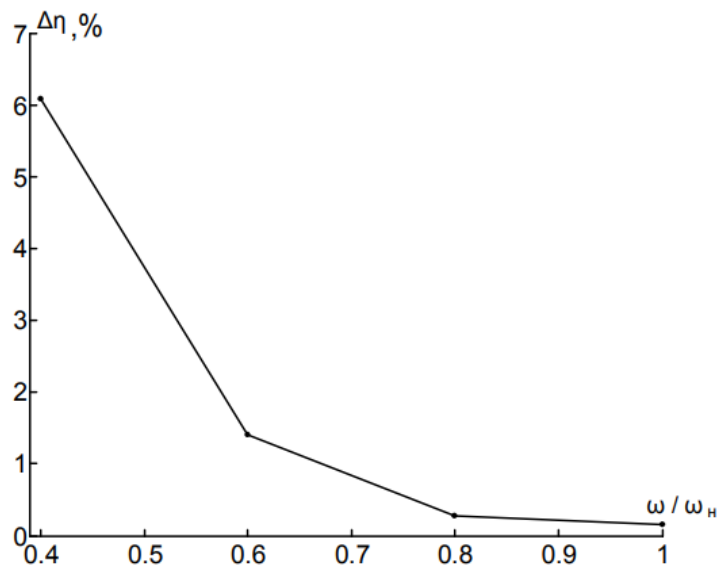


Рисунок 2.3 – Графік зміни  $\Delta\eta$  загального коефіцієнта корисної дії аналізованого ч-р асинхронного ЕП з синусоїдальної ШІМ

Запропонована математична модель загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному ЕП з АІН-ШІМ є найточнішою серед відомих аналогів, оскільки, на відміну від них, вона додатково враховує модуляційні складові втрат у всіх елементах системи (двигуни, інверторі та випрямлячі).

Початковими (вхідними) даними для моделі є внутрішні параметри перетворювача частоти і двигуна, а також попередньо розраховані за допомогою цифрової моделі електропривода характеристики поточних електромагнітних процесів в АД. До них належать: миттєві значення модуля узагальненого вектора статорного струму  $I_s$ , кут навантаження  $\phi$ , частота основної гармоніки статорного струму  $f_1$  та кутова швидкість двигуна  $\omega$ .

За допомогою розробленої математичної моделі виконано розрахунок та порівняльний аналіз сумарних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному ЕП насоса потужністю 1600 кВт. Дослідження проводилося для закону частотного керування  $U_1/f_1 = \text{const}$  за умов застосування різних методів

широтно-імпульсної модуляції силових ключів інвертора: класичної синусоїдальної ШІМ та алгоритму, запропонованого фірмою «Strömberg». Встановлено, що у переважному діапазоні частот  $f$  43 Гц менший рівень загальних втрат в електроприводі забезпечує синусоїдальна ШІМ. Натомість модуляція типу «Strömberg» стає енергетично вигіднішою (мінімізує втрати в ЕП) лише на частотах  $f_1 > 43$  Гц.

Результати досліджень, проведених за допомогою розробленої моделі для частотно-регульованого асинхронного ЕП насоса потужністю 1600 кВт (із синусоїдальною ШІМ), свідчать, що оптимізація частоти модуляції силових ключів інвертора та її співвідношення з вихідною частотою  $f_1$  дозволяє досягти помітного зниження сумарних втрат. Зокрема, поточні загальні втрати електропривода зменшуються в межах від 3% у верхньому діапазоні швидкостей до 30% у нижньому, що забезпечує зростання загального ККД системи на 0,2–6% відповідно.

Для розглянутого частотно-регульованого асинхронного ЕП потужного насоса (із синусоїдальною ШІМ) розраховано оптимальні значення частоти модуляції та визначено такі аналітичні залежності:

- коефіцієнта  $\xi$  (відношення амплітуди першої гармоніки вихідної напруги АІН-ШІМ  $U_1$  до її частоти  $f_1$ ) — від амплітуди струму статора  $I_1$ ;
- потокозчеплення ротора  $\Psi$  та тангенса кута навантаження  $\text{tg}\phi$  – від амплітуди  $I_1$  або частоти  $f_1$  основної гармоніки статорного струму АД;
- оптимального значення частоти модуляції – від амплітуди  $I_1$  або частоти  $f_1$  першої гармоніки струму двигуна.

Отримані співвідношення дозволяють технічно реалізувати алгоритми оптимального автоматичного керування зазначеним електроприводом в усталених режимах роботи.

## **2.2 Регулювання статорного струму в асинхронному електроприводі зі спрощеним дволанковим безпосереднім перетворювачем частоти**

Останніми роками як у світі, так і в Україні інтенсивно ведуться роботи зі створення частотно-регульованих асинхронних електроприводів (ЧРАЕП) на базі новітніх типів статичних перетворювачів частоти. Одним із найбільш перспективних рішень є спрощений дволанковий безпосередній перетворювач частоти (СДБПЧ).

Він вирізняється можливістю двостороннього обміну електричною енергією з мережею живлення (рекуперацією) та відносною технічною простотою, оскільки містить у своєму складі лише дванадцять повністю керованих силових напівпровідникових ключів типу MOSFET (або IGBT) із зворотними діодами.

Керування досягається відкриттям силових ключів активного випрямляча в тих фазах, в яких присутні максимальна та мінімальна поточні напруги, а також застосуванням комутації за нульового струму (безструмового перемикання) силових ключів активного випрямляча. Цей режим реалізується за допомогою короткочасного замикання трьох силових ключів в одному полюсі інвертора.

Інша важлива особливість СДБПЧ полягає в модуляції вихідної напруги активного випрямляча, що зумовлена поточними мережевими напругами. Це суттєво ускладнює застосування відомої векторної ШІМ із явно вираженими модуляторами для якісного регулювання статорного струму двигуна в цьому ЧРАЕП [3].

У зв'язку з цим найефективніше регулювання статорних струмів у ЧРАЕП із СДБПЧ здійснюється за умови застосування прогнозувального релейно-векторного керування. Однак відоме оптимальне за швидкодією релейно-векторне керування струмом характеризується підвищеною частотою перемикань силових ключів СДБПЧ. Тому подальше вдосконалення

векторного регулювання статорного струму в ЧРАЕП із СДБПЧ є актуальним і затребуваним на практиці завданням.

На рисунку 2.4 наведено функціональну схему регулювання статорного струму ЧРАЕП із СДБПЧ, яка містить у своєму складі: трифазний СДБПЧ,

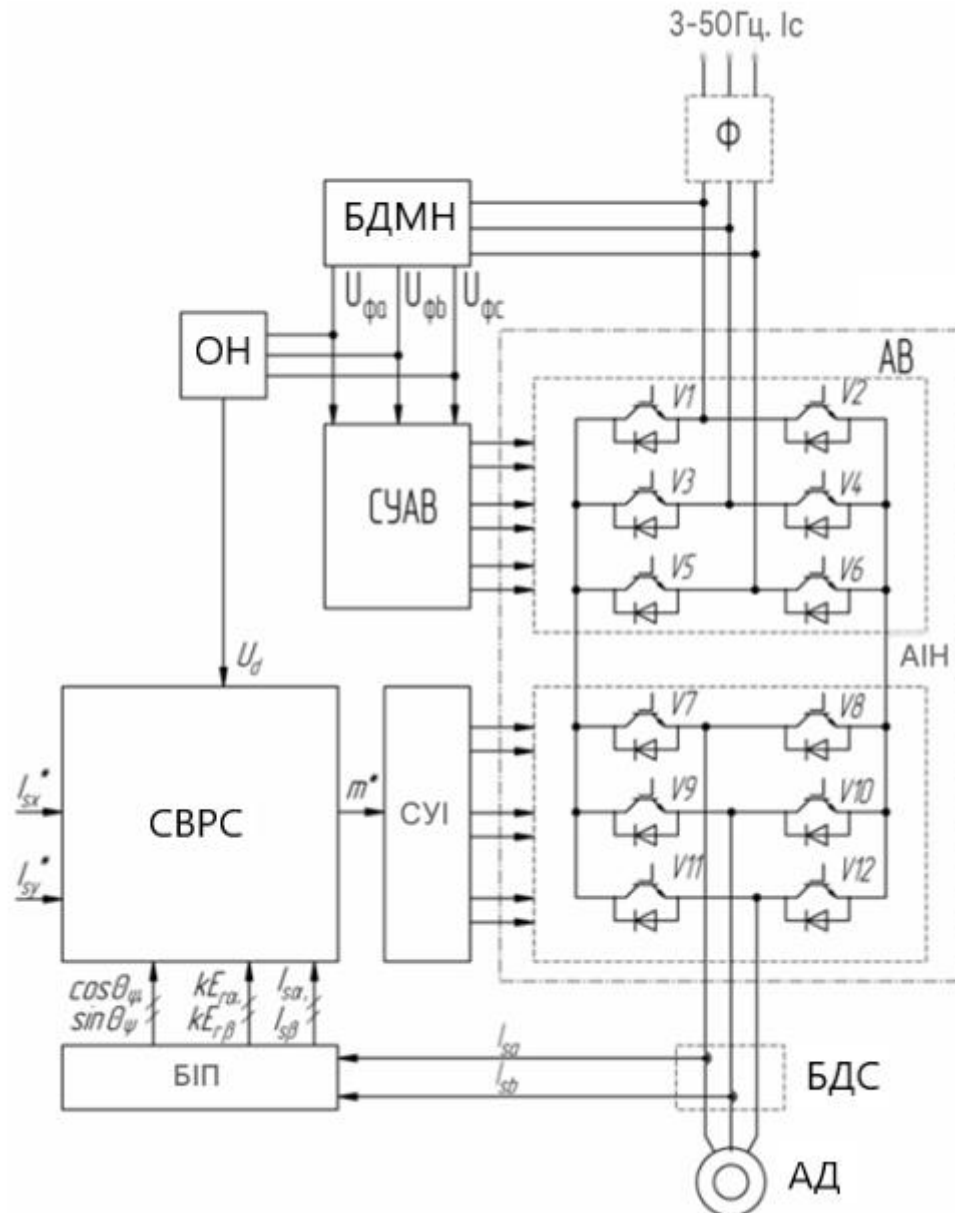


Рисунок 2.4 – Функціональна схема асинхронного електроприводу з СДБПЧ

УДНПЧ складається з активного випрямляча АВ (на силових ключах V1-V6) та автономного інвертора напруги (АІН), виконаного на силових ключах V7-V12; мережевий фільтр Ф; асинхронний двигун артеріального тиску; системи управління активним випрямлячем СУАВ та інвертором СУІ; систему

векторного регулювання струму СЗРС, блок ідентифікації параметрів БП; блок датчиків струму БДС; блок датчиків напруги БДН і обчислювач напруги ОН.

Розроблена для схеми на рисунку 2.4 система векторного регулювання статорного струму (СВРТ) представлена на рисунку 2.5 і складається з: обчислювача відхилень (ВО) проєкцій статорного струму, обчислювача вихідної напруги (ВВН) перетворювача частоти, обчислювача результуючого напруги (ВРН), оптимального блоку управління (БОУ) і прямих координатних перетворювачів (КП1 і КП2).

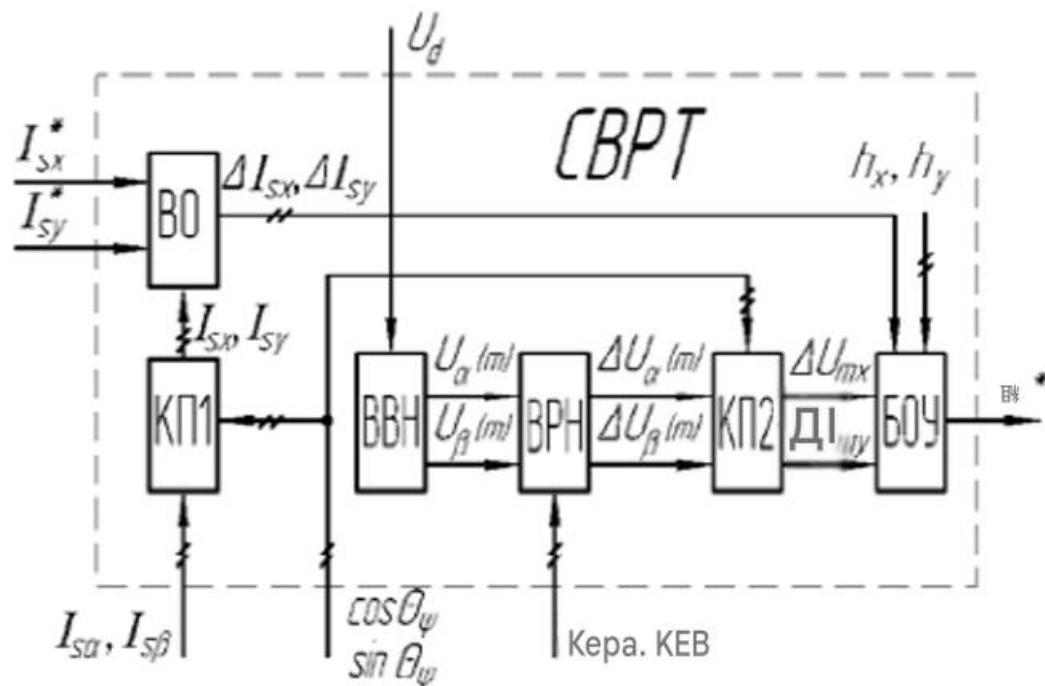


Рисунок 2.5 – Функціональна схема перетворювача частоти

За допомогою наведеної на рисунку 2.5 функціональної схеми СВРТ було реалізовано два способи прогнозувального релейно-векторного регулювання статорного струму двигуна в ЧРАЕП із СДБПЧ (УДНПЧ): оптимальний за швидкодією та запропонований вдосконалений. Останній характеризується близькою до оптимальної швидкодією у перехідних режимах та зниженою частотою перемикання силових ключів.

На входи СВРТ надходять: вектор статорного струму двигуна; вихідна напруга  $U_d$  активного випрямляча, що формується обчислювачем ВН (у схемі

на рис. 2.4); а також сигнали з виходів блоку ідентифікації параметрів (БП). Вихідний сигнал  $m^*$  СВРТ подається на вхід системи керування інвертором (СКИ) і служить для задання необхідної комбінації відкритих силових ключів, та закритих силових ключів автономного інвертора напруги АІН.

Функціонування системи векторного регулювання статорного струму (СВРТ), наведеної на рисунку 2.5, здійснюється так. У будь-який момент часу в схемі АІН одночасно відкриті три силові ключі, що відповідає визначеним робочим комбінаціям.

Загальна кількість можливих комбінацій відкритих і закритих станів ключів трифазного інвертора дорівнює вісьмом. Шість із них характеризуються ненульовими значеннями створюваних узагальнених векторів вихідної напруги (активні вектори), а дві – нульовими значеннями цих векторів.

За досліджених способів (оптимального за швидкістю та вдосконаленого) прогнозувального релейно-векторного керування час відпрацювання активної проєкції статорного струму не є незмінною величиною. Він залежить від абсолютної величини і полярності відпрацьовуваної проєкції, а також від поточного значення швидкості двигуна. Зокрема, зі збільшенням швидкості двигуна час відпрацювання додатної активної проєкції струму статора зростає, а від'ємної – зменшується. За нульової швидкості двигуна час відпрацювання додатної та від'ємної проєкцій є однаковим.

Встановлено, що вдосконалене релейно-векторне регулювання статорного струму в ЧРАЕП із СДБПЧ у перехідних режимах характеризується швидкістю, яка є близькою до граничної, а частота перемикання силових ключів в усталених режимах є в 1,1–7,6 раза меншою, ніж за оптимального за швидкістю керування. Це дозволяє суттєво знизити модуляційні втрати потужності в інверторі та двигуні досліджуваного електропривода.

### 3 РОЗРАХУНОК РОБОЧИХ РЕЖИМІВ СИЛОВИХ ПРИЛАДІВ У НАПІВМОСТОВІЙ СХЕМІ ІНВЕРТОРА НАПРУГИ З ОДНОПОЛЯРНОЮ ШІМ

#### 3.1 Розрахункова електрична схема автономного інвертора з однополярною ШІМ

Проектування автономних систем енергозабезпечення, а також комплексів аварійного та безперебійного живлення вимагає обґрунтованого вибору типу інвертора, який забезпечує генерацію синусоїдальної вихідної напруги промислової частоти. Зазвичай у таких завданнях перевагу віддають інверторам напруги з різними модифікаціями широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

Серед відомих схемотехнічних рішень значний інтерес викликає напівмостова топологія рисунок 3.1 [5, 6].

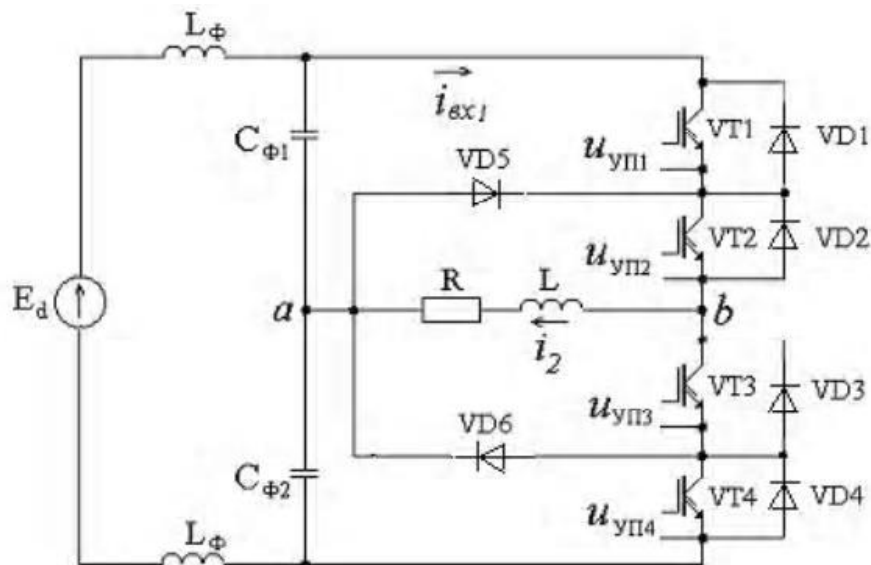


Рисунок 3.1 – Спрощена електрична схема АІН з ОШІМ

Вона дозволяє реалізувати алгоритм однополярної ШІМ, застосування якого, відповідно до [7], забезпечує кращий гармонійний склад кривої вихідної напруги порівняно з двополярним аналогом.

Обґрунтований вибір силових напівпровідникових приладів вимагає наявності розрахункових співвідношень для визначення середніх та середньоквадратичних (діючих) значень струмів у ключових елементах схеми. Якщо для інверторів із двополярною ШІМ (ДШІМ) такі математичні залежності є відомими [8], то для досліджуваної топології аналітичні вирази в літературних джерелах відсутні.

На відміну від класичної напівмостової структури, яка містить лише два силові транзистори (VT2, VT3) та два зворотні діоди (VD2, VD3), розглянута схема інвертора з однополярною ШІМ (ОШІМ) додатково інтегрує два допоміжні транзистори (VT1, VT4) із відповідними діодами (VD5, VD6).

Для формування імпульсу напруги позитивної полярності одночасно відмикаються транзистори VT1 та VT2, внаслідок чого до навантаження прикладається напруга верхнього плеча джерела живлення. У цьому режимі електромагнітні процеси в системі є аналогічними процесам у класичному напівмостовому інверторі.

Після вимкнення транзистора VT1 під дією ЕРС самоіндукції індуктивного навантаження відкривається шунтувальний діод VD5. Як наслідок, коло навантаження замикається (практично накоротко) через цей діод та транзистор VT2, який залишається у провідному стані.

Напруга на навантаженні при цьому знижується до рівня, що визначається сумою прямого падіння напруги на шунтувальному діоді та залишкової напруги відкритого силового транзистора.

При повторному увімкненні транзистора VT1 діод VD5 замикається, і до навантаження знову прикладається напруга верхнього плеча джерела живлення.

Отже, завдяки зміні відносної тривалості відкритого стану транзистора VT1 (відносно періоду несної частоти) та за умови постійно увімкненого транзистора VT2 на навантаженні формується серія імпульсів позитивної полярності.

Аналогічним чином генеруються імпульси негативної полярності під час комутації транзисторів VT3 та VT4. У підсумку полярність вихідної напруги визначається станом транзисторів VT2 і VT3, тоді як широтно-імпульсна модуляція здійснюється за допомогою ключів VT1 та VT4.

Надалі транзистори VT1, VT4 називатимемо модуляційними, а транзистори VT2, VT3 – комутаційними. За активно-індуктивного характеру навантаження вихідний струм відстає за фазою від першої гармоніки вихідної напруги.

У такому разі після зміни полярності напруги струм зберігає свій попередній напрям, що призводить до відмикання зворотних діодів. Як наслідок, форма гладкої складової вихідної напруги спотворюється. Для нівелювання цих спотворень на непровідній ділянці періоду транзистори VT2, VT3 повинні керуватися сигналами, які є протифазними відносно сигналів керування транзисторами VT4, VT1.

Для забезпечення максимального значення першої гармоніки вихідної напруги тривалість окремих імпульсів відносно періоду несної частоти (тобто коефіцієнт заповнення шлейфу ШІМ) має змінюватися за синусоїдальним законом.

Цієї закономірності необхідно дотримуватися в межах кожного півперіоду вихідної напруги. Зокрема, для позитивної напівхвилі (тобто за умови  $0 < t < \pi$ ) має виконуватися таке співвідношення:

$$\gamma = M \sin \omega_2 t \quad (3.1)$$

де  $\gamma$  – коефіцієнт заповнення;

$\omega_2$  – кутова частота вихідної напруги, рад/с;

$M$  – коефіцієнт модуляції, який є відношенням тривалості окремого імпульсу до періоду несучої частоти ( $0 \leq M \leq 1$ );

$t$  – поточний час.

Обґрунтований вибір силових напівпровідникових приладів та обчислення втрат потужності в них потребують визначення середніх і середньоквадратичних (діючих) значень колекторних струмів транзисторів та анодних струмів діодів.

### 3.2 Часові діаграми струмів в елементах топології інвертора

Часові діаграми струмів в елементах топології інвертора з ОШІМ за активно-індуктивного характеру навантаження наведено на рисунку 3.2.

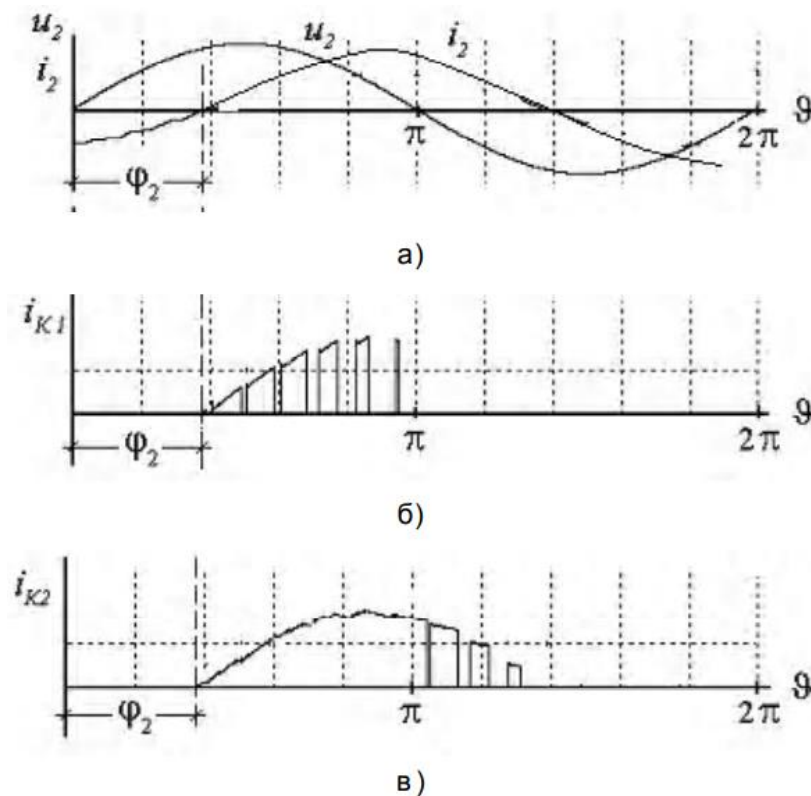


Рисунок 3.2 – Часові діаграми струму в АІН з ОШІМ

Струм навантаження має синусоїдальну форму і описується рівнянням:

$$i_2 = I_m \sin \omega_2 t = I_m \sin \vartheta \quad (3.2)$$

де  $i_2$  – миттєве значення струму навантаження;

$I_m$  – амплітуда струму навантаження;

$\vartheta$  – тригонометричний аргумент, рад

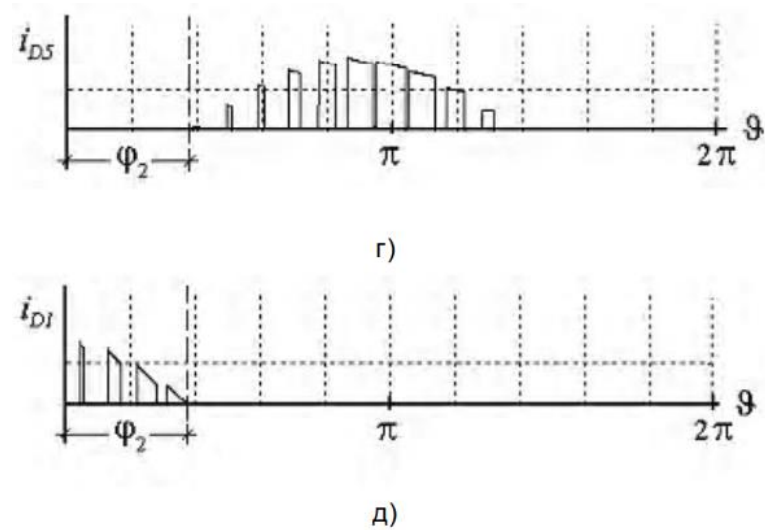


Рисунок 3.3 – Часові діаграми струму в АІН з ОШІМ

За умови досить великої кратності несної частоти відносно основної справедливим є припущення про те, що кожен імпульс колекторного струму має прямокутну форму.

При цьому амплітуда імпульсу визначається за формулою (3.2), а його тривалість – за формулою (3.1). Водночас струм колектора модуляційного транзистора (VT1 – для позитивної напівхвилі вихідної напруги або VT4 – для негативної напівхвилі) протікає лише на інтервалі  $\varphi < \pi$ , де  $\varphi$  – кут зсуву струму навантаження по відношенню до вихідної напруги.

Струм колектора перемикаючого транзистора містить дві складові: основну, що визначається струмом на інтервалі  $\varphi < \pi$  (де струм колектора безперервний) і додаткову, що визначається струмом на інтервалі  $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$  (на якому транзистор перемикається в протифазі з модулі).

Під час обчислення додаткової складової слід враховувати, що керування комутаційним транзистором реалізується за допомогою сигналу, сформованого в протифазі до сигналу модуляційного транзистора.

Розрахунок середнього значення анодного струму шунтувального діода має базуватися на тому, що тривалість увімкненого стану діода (як показано на

рис. 3.3, г) є протифазною відносно інтервалів провідності модуляційного транзистора. Зокрема, на інтервалі  $\phi < \pi$  коефіцієнт заповнення, тоді як на інтервалі  $\pi < \pi + \phi$  знак другого доданка необхідно змінити на протилежний.

На рисунках 3.4 та 3.5 наведено залежності середніх і середньоквадратичних (діючих) значень струмів у силових приладах від кута, розраховані за різних коефіцієнтів модуляції та нормовані відносно амплітуди струму навантаження  $I_m$ .

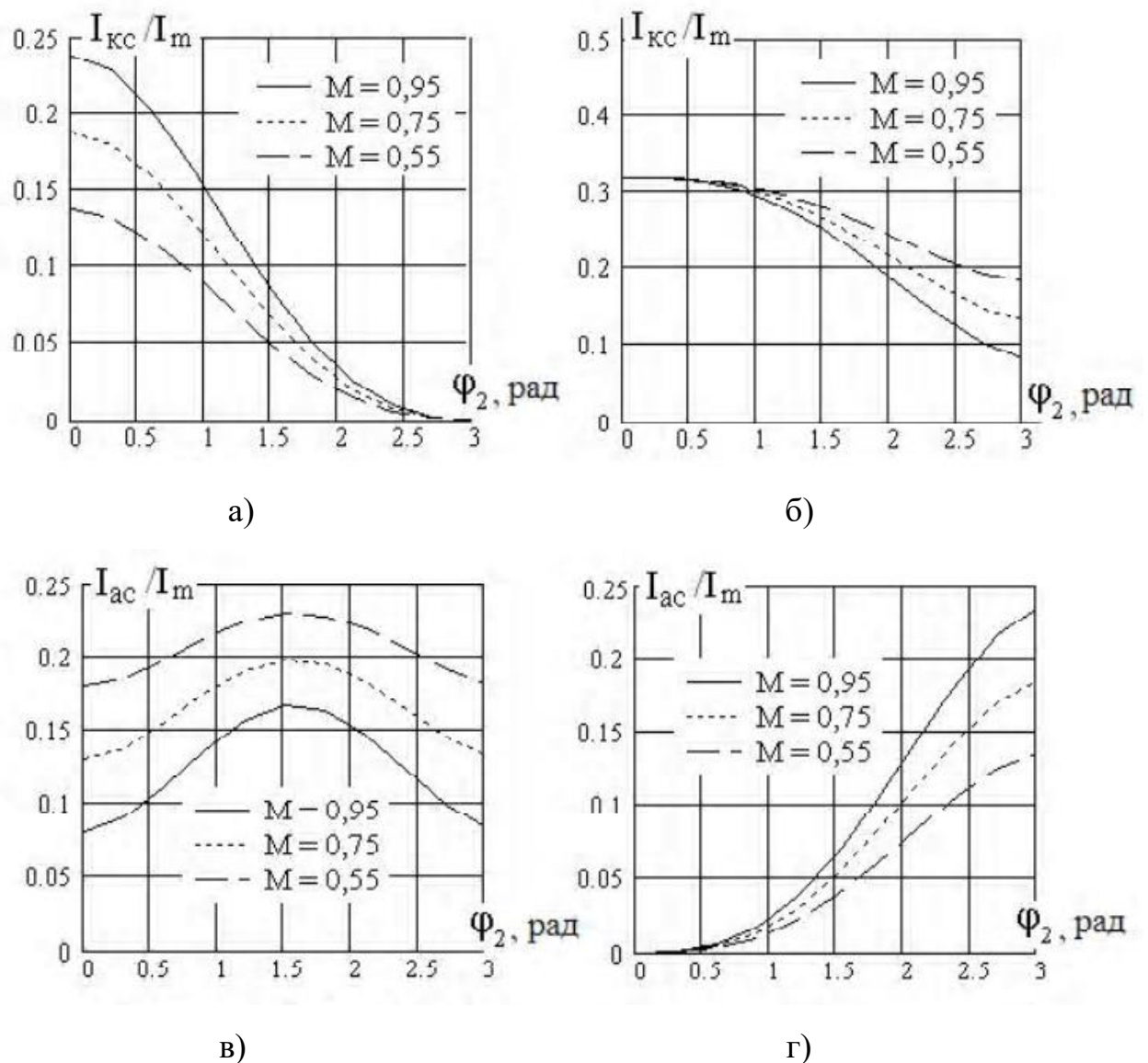


Рисунок 3.4 – Залежності середнього струму модулюючого (а), що перемикає (б) транзисторів; блокуючого (в) та зворотного (г) діодів від кута  $\phi$

Статичні втрати в напівпровідникових елементах (діодах та IGBT) можна визначити за відомим співвідношенням:

$$P_{СТ} = U_o I_{cp} + I_{ef}^2 R_d \quad (3.3)$$

де  $I_{cp}$ ,  $I_{ef}$  – відповідно середнє та діюче значення струму через прилад;

$U_o$  – залишкова напруга;

$R_d$  – динамічний опір.

Згадані два параметри визначають на основі лінійної апроксимації вольт-амперної характеристики (ВАХ) напівпровідникового приладу.

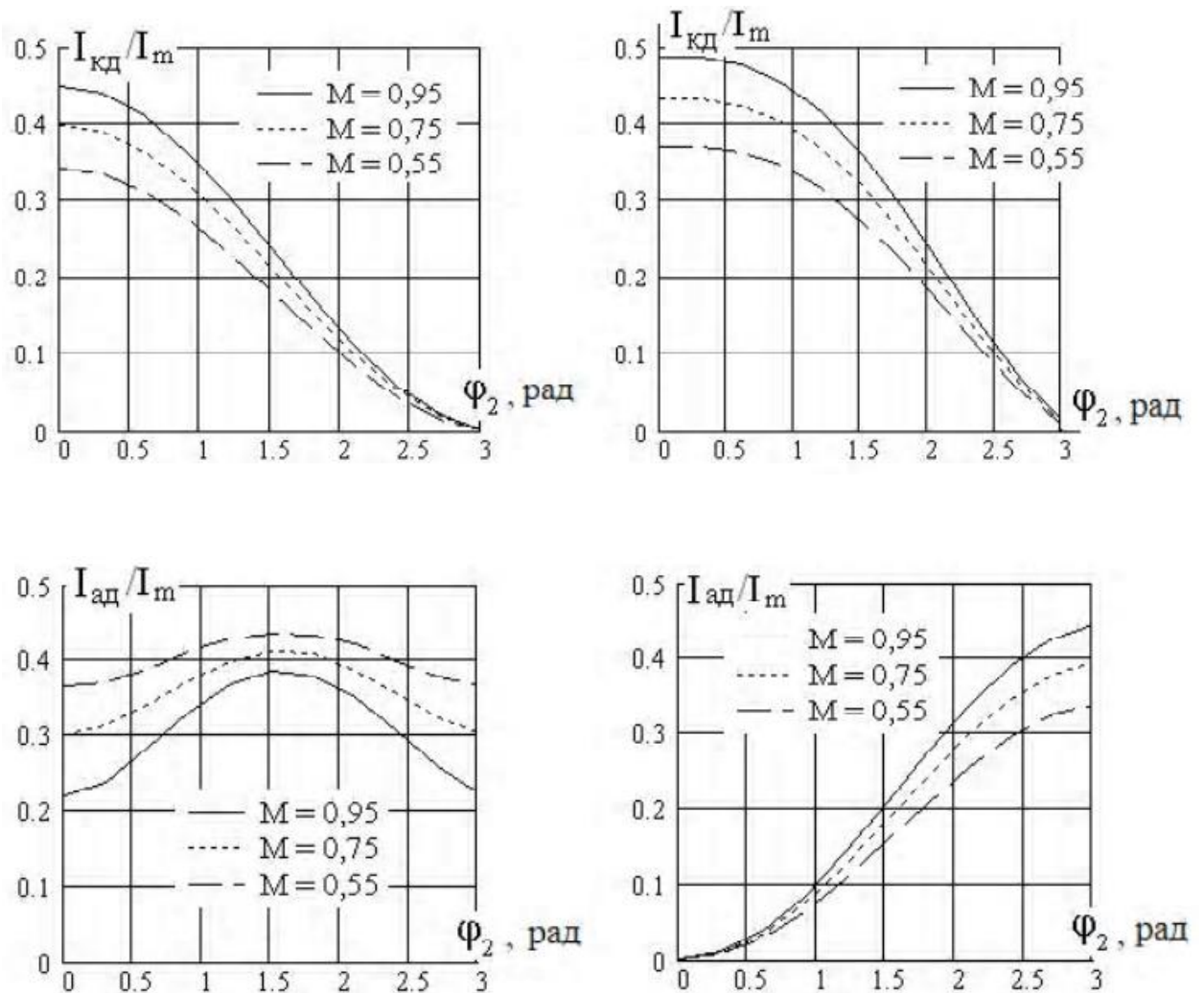


Рисунок 3.5 – Залежність діючого струму модулюючого (а), що перемикає (б) транзисторів; блокуючого (в) та зворотного (г) діодів від кута  $\phi_2$

На рисунку 3.6 наведено розраховані залежності статичних втрат у схемах інверторів від кута, нормовані відносно потужності навантаження  $P_n$ . Ці графічні залежності отримано з використанням відомих виразів для середніх і середньоквадратичних (діючих) струмів силових ключів АІН із ДШІМ, а також виведених вище формул.

Видно, що статичні втрати в інверторі з ОШІМ більші, ніж в інверторі тієї ж потужності з ДШІМ, що пояснюється введенням додаткових приладів у контур струму навантаження.

З іншого боку, очевидно, що в схемі, що описується, динамічні втрати повинні бути меншими через те, що всі прилади перемикаються при напрузі  $E_d / 2$ , а не  $E_d$ , як це відбувається в АІН з ДШІМ.

Таким чином, оцінювання сумарного ККД слід виконувати з обов'язковим урахуванням комутаційних втрат у силових приладах. Водночас їх обчислення, особливо з огляду на вплив формувачів траєкторії перемикання, становить окрему самостійну задачу.

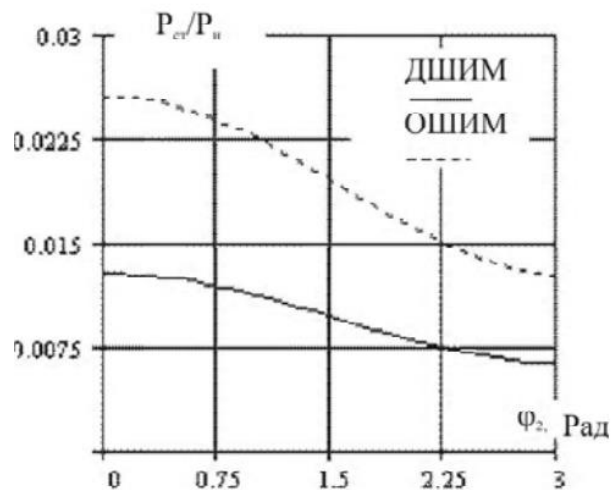


Рисунок 3.6 – Залежність статичних втрат від кута  $\phi_2$

Отже, на основі отриманих співвідношень стає можливим обчислення середніх і середньоквадратичних (діючих) значень струмів силових приладів, а також оцінювання статичних втрат у них. Ці результати є важливою складовою теплового розрахунку, необхідного для подальшого визначення масогабаритних показників перетворювача.

### 3.3 Аварійна робота перетворювача під час струмового перевантаження

Струмове перевантаження належить до найнебезпечніших видів аварійної роботи пристрою. Зазвичай воно виникає через пошкодження кіл керування або самого навантаження. Наслідком такого режиму є вихід з ладу силового кристала, спричинений такими факторами [9]:

- Перегріванням через надмірне розсіювання потужності;
- Пробоєм структури під дією перехідних процесів;
- Прямим замиканням у статичному чи динамічному режимах;
- Перенапругою в момент вимкнення великого струму.

Слід розрізнити перевантаження, коли струм кілька перевищує допустиме робоче значення (ОС – Over Current), і коротке замикання навантаження (КЗ чи SC – Short Circuit).

Режиму струмового перевантаження притаманне помірно значення  $di/dt$ , яке обмежується індуктивністю навантаження та вихідною напругою. У цьому стані струм перевантаження замикається через шину живлення, а вихідні транзистори зазвичай не виходять із режиму насичення. Натомість цей режим здебільшого зумовлений несправностями навантаження або збоями в роботі схеми керування.

Режим короткого замикання (КЗ), навпаки, характеризується високою швидкістю наростання струму ( $di/dt$ ) і супроводжується виходом силових ключів із насичення (десатурацією). Як і в попередньому випадку, струм КЗ протікає через шину живлення.

Його виникнення може бути спричинене помилками системи керування (що призводять до наскрізного струму напівмосту), електричним пробоем одного з транзисторів, коротким замиканням у навантаженні або пробоем виходу пристрою на корпус.

Шляхи протікання (контури) струму КЗ у разі замикання навантаження та пробоем силового ключа зображено на рисунку 3.8. Швидкість наростання

струму  $di/dt$  у режимі короткого замикання визначається індуктивністю силових шин та значенням напруги живлення.

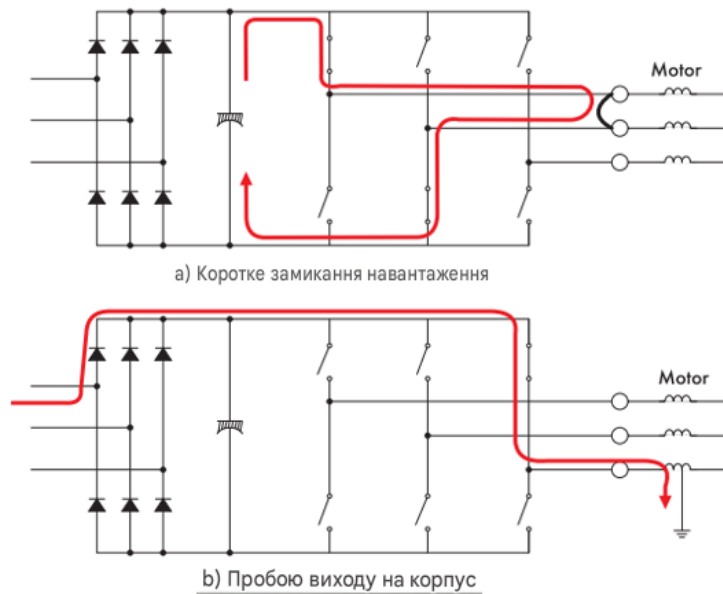


Рисунок 3.7 – Режими короткого замикання навантаження

На відміну від короткого замикання навантаження, у разі пробую на корпус аварійний струм не замикається виключно в межах контуру силового живлення.

### 3.4 Робота перетворювача під час перевантаження по напрузі

У цьому випадку йдеться про перевищення допустимого рівня напруги на транзисторі. Такий аварійний вплив призводить до електричного пробую силового ключа (IGBT, MOSFET) або його антипаралельного діода.

Перенапруги можуть виникати як на силових виводах транзистора (колектор–емітер, стік–витік), так і на керувальних (затвор–емітер, затвор–витік).

Перенапруги (OV – *Over Voltage*), які виникають у потужних імпульсних схемах, зазвичай класифікують на зовнішні та внутрішні, залежно від чинників їхнього зумовлення.

Зовнішні перенапруги  $OV$  наводяться в шині живлення під дією сторонніх чинників – наприклад, внаслідок комутаційних процесів у колах постійного струму систем живлення тягових електроприводів. Сплески напруги в шинах живлення також можуть бути зумовлені збоями в роботі систем керування потужних керованих випрямлячів.

Внутрішні перенапруги викликані перехідними процесами, що супроводжують перемикання силових транзисторів. Комутаційна напруга, яка виникає при цьому, накладається на напругу джерела живлення.

Перехідні перенапруги виникають внаслідок переривання струму в індуктивних елементах силових кіл. Прикладами таких чинників є індуктивність навантаження  $LL$  або паразитна індуктивність силових шин  $LK$ .

Індуктивність навантаження зазвичай зашунтована антипаралельними діодами, а переривання струму на індуктивності шин викликає виникнення імпульсних перенапруг  $\Delta v$ , що визначаються, як  $\Delta v = LK di/dt$ .

В імпульсних джерелах живлення SMPS (Switch Mode Power Supply) перенапруги утворюються також на розподілених індуктивності трансформаторів, значення яких може досягати 10-100 мкГн.

Імпульсні сплески напруги на силових виводах ключів виникають внаслідок таких процесів:

- Переривання струму навантаження  $iL$  силовими транзисторами  $S1, S2$  у процесі роботи перетворювача;
- Зворотне відновлення  $di/dt$  опозитних (зворотних) діодів у конвертерах, що функціонують у режимі «жорсткої комутації» або в режимі комутації за нульового струму ZCS;
- Переривання струму в режимі захисту від короткого замикання, коли швидкість зміни струму може досягати 10 кА/мкс;
- Комутаційне вимкнення струму в шині живлення захисними чи комутаційними апаратами;

- Статичний або динамічний дисбаланс (струмова несиметрія) паралельно з'єднаних силових транзисторів.

Перенапруги, що виникають у процесі нормальної роботи, можуть бути періодичними (наприклад, на частоті ШІМ) або аперіодичними.

Перевантаження сигнальних висновків транзисторів можуть з'явитися внаслідок таких причин:

- підвищення напруги живлення драйвера;
- Поява струму зміщення, що індукується через прохідну ємність (ємність Міллера  $C_g$ ) внаслідок високої швидкості зміни напруги на колекторі  $dv/dt$ , або через недостатній замикальний струм (недостатню замикальну здатність) драйвера;
- зворотний зв'язок, викликаний паразитною індуктивністю в ланцюзі емітера та високою швидкістю зміни струму  $di/dt$ .

Перегріванням вважається перевищення температури кристала силового транзистора граничного значення  $T_{jmax}$ . Для кремнієвих чіпів це зазвичай 150 °С. Перегрів може бути викликаний такими несправностями схеми:

Зростання розсіюваної потужності у разі струмового перевантаження (перевантаження за струмом);

Збільшення потужності розсіювання внаслідок помилок у роботі схеми керування або пошкодження драйвера;

Порушення функціонування (або несправність) системи охолодження.

## 4 ОХОРОНА ПРАЦІ

### 4.1 Завдання розділу

Охорона праці – це комплексна система правових, соціально-економічних, технічних та медико-профілактичних заходів, спрямованих на збереження життя, здоров'я та працездатності людини в процесі її професійної діяльності. Розумова праця в епоху науково-технічного прогресу зазнала суттєвих змін: вона стала інтенсивнішою та більш напруженою, що викликає значні інтелектуальні, емоційні та фізичні навантаження. Це зумовило необхідність системного підходу до ергономіки, гігієни, правильної організації робочих процесів, а також чіткого регулювання часу роботи й відпочинку.

Відповідно до Закону України «Про охорону праці» [10], умови на робочому місці, безпека технологічних процесів, експлуатація машин, механізмів, устаткування та інших засобів виробництва, стан засобів колективного та індивідуального захисту, а також санітарно-побутові умови мають повністю відповідати вимогам чинних нормативно-правових актів.

Крім того, всі працівники підлягають обов'язковому соціальному страхуванню від нещасних випадків на виробництві та професійних захворювань згідно із законодавством.

Цей розділ бакалаврської роботи присвячений дослідженню та розв'язанню таких питань:

- визначення й обґрунтування оптимальних умов праці інженера-проектувальника;
- розрахунок параметрів вентиляції робочої зони;
- розрахунок нормативного освітлення робочого місця

## 4.2 Визначення оптимальних умов праці інженера-проектувальника

Проектування робочих місць, обладнаних відеодисплейними терміналами, є одним із ключових завдань ергономіки. Просторове розташування всіх елементів робочої зони має суворо відповідати антропометричним, фізіологічним та психологічним вимогам людини, а також враховувати специфіку її діяльності.

Зокрема, під час організації робочого місця інженера необхідно дотримуватися таких основних умов:

- раціональне розміщення всього обладнання, що входить до структури робочого місця;
- забезпечення достатнього простору для безперешкодного виконання виробничих рухів і переміщень;
- організація належного природного та штучного освітлення, необхідного для виконання професійних завдань;
- контроль рівня акустичного шуму, який не повинен перевищувати гранично допустимих значень;
- ефективна вентиляція робочої зони для підтримання оптимального мікроклімату.

Проектні рішення щодо облаштування робочих місць, оснащених відеодисплейними терміналами, належать до базових завдань інженерної ергономіки. Оптимізації підлягають такі параметри: висота робочої поверхні, геометричні розміри простору для ніг, умови розміщення паперових носіїв (зокрема, наявність, габарити та кут нахилу підставки для документів, а також відстань від органів зору користувача до екрана й текстів), конфігурація робочого крісла та столу, а також діапазони індивідуального регулювання елементів меблів.

Базовим робочим положенням інженера є поза сидячи, оскільки вона мінімізує статичне навантаження на опорно-руховий апарат та знижує загальну втому. З огляду на це, стіл і крісло виступають головними компонентами робочої

зони. Раціональна організація простору вимагає системності й постійності в розміщенні засобів праці та документації, за якої предмети з найвищою частотою використання зосереджуються суворо в межах зони легкої досяжності (оптимального моторного поля).

Моторне поле – це визначений простір робочого місця, у межах якого здійснюються всі рухові дії та маніпуляції працівника. Його просторова структура поділяється на дві ключові зони:

Максимальна зона досяжності рук – частина моторного поля, що обмежується дугами, які описують повністю витягнуті руки під час їхнього руху в плечовому суглобі.

Оптимальна зона досяжності – обмежена частина моторного поля, траєкторія якої визначається рухом передпліч у ліктьових суглобах (при фіксованій опорі в точці ліктя та відносно нерухомому плечі).

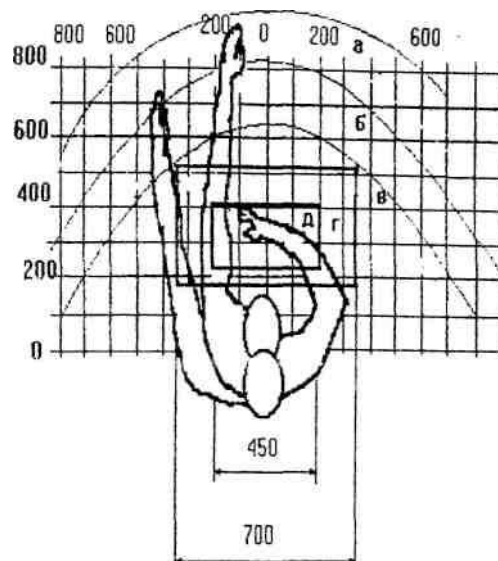


Рисунок 4.1 – Зони досяжності рук у горизонтальній площині: а – максимальної досяжності; б – зона досяжності пальців при витягнутій руці; в – зона легкої досяжності долоні; г – оптимальний простір для грубої ручної роботи; д – оптимальний простір для тонкої ручної роботи.

Антропометрію користувача: Розміри столу, висота стільниці та глибина шухляд мають відповідати індивідуальним зонам досяжності рук

(мінімальній, оптимальній та максимальній).

Розподіл навантаження: Конструкція повинна передбачати чітке зонування – вільний центр для монітора/ноутбука та бічні сектори для периферії та інструментів.

Систему зберігання: Шухляди мають бути легкодоступними, щоб забезпечити швидкий доступ до документів «другої черги», не змушуючи людину вставати чи сильно нахилитися.

- висота столу має бути такою, щоб забезпечити комфортне сидіння у вільній позі, з можливістю зручно розташувати руки на підлокітниках, якщо вони є;
- конструкція нижньої частини столу має забезпечувати комфортне положення інженера, щоб він міг сидіти, не підгинаючи ніг;
- поверхня столу повинна бути такою, що запобігає появі відблисків у полі зору інженера.;
- стіл повинен мати конструктивне рішення, яке забезпечує наявність висувних шухляд (щонайменше трьох), призначених для зберігання документації, офісного приладдя та особистих речей.

Рекомендована висота робочої поверхні становить від 680 до 760 мм. Саме ж робоче місце для клавіатури повинно знаходитись на рівні 650 мм.

Особливої уваги слід приділяти параметрам робочого крісла. Так, висота сидіння відносно підлоги має бути в діапазоні 420-550 мм. Бажано, щоб поверхня сидіння була м'якою, його передній край – заокругленим, а кут нахилу спинки крісла – таким, що піддається регулюванню [10].

Варто передбачати при проектуванні можливість різного розміщення документів: поруч з відеотерміналом. Окрім того, у випадках, коли відеотермінал має низьку якість зображення, наприклад помітні мерехтіння, відстань від очей до екрана роблять більшою (близько 700 мм), ніж відстань від ока до документа (300-450 мм). Загалом при високій якості зображення на відеотерміналі відстань від очей користувача до екрана та документа може бути однаковою. Положення екрана визначається:

- відстанню зчитування (0.60 + 0.10 м);
- кутом зчитування, напрямком погляду на 20 нижче горизонталі до центру екрана, причому екран перпендикулярний цьому напрямку.

Повинна передбачатися можливість регулювання екрана:

- по висоті +3 см;
- по нахилу від 10 до 20 відносно вертикалі;
- у лівому і правому напрямках.

Зоровий комфорт підпорядковується двом основним вимогам:

- чіткості на екрані й у документах;
- освітленості й рівномірності яскравості між навколишніми умовами й різними ділянками робочого місця;

Дуже важливе значення також приділяється правильній робочій позі. При незручному робочому положенні можуть виникнути болі в м'язах, суглобах і сухожиллях. Вимоги до робочої пози такі: шия не повинна бути нахилена більш ніж на 20° (між віссю "голова-шия" і віссю тулуба), плечі повинні бути розправлені, лікті - перебувати під кутом 80° – 100°, а передпліччя та кисті рук – у горизонтальному положенні.

Причина некоректної пози зумовлена такими чинниками: відсутність належної підставки для паперів, папери розташовані надто низько, невідповідне розміщення допоміжних пристроїв, відсутність місця для розміщення рук та кистей, замалий простір для ніг. Для усунення згаданих недоліків надаються загальні поради: краще використовувати пересувне обладнання, ніж стаціонарне; слід передбачити спеціальні пристрої для налаштування висоти столу, паперів та екрана, а також підлокітники. Характеристики застосовуваного робочого місця [11]:

- висота робочої поверхні столу 750 мм;
- висота простору для ніг 650 мм;
- висота сидіння над рівнем підлоги 450 мм;
- поверхня сидіння м'яка із закругленим переднім краєм;
- є можливість розміщувати документи як праворуч, так і ліворуч;

- Розглянемо фактори, що можуть виникнути під час роботи.
- Перевищення допустимого рівня напруги в електричному ланцюзі, замикання якого через людське тіло призводить до ураження струмом. Джерелом є електромережа, а напруга замикання може сягати 220 В. Підвищена або знижена температура, вологість і підвищена нерухомість повітря робочої зони - є причиною дискомфорту, що зменшує продуктивність праці;
- Брак або недостатнє надходження сонячного світла, слабка освітленість робочого місця ускладнюють розпізнавання візуальної інформації, що негативно позначається на продуктивності праці;
- Надмірна інтенсивність електричного та магнітного полів, що випромінюються відеотерміналом, спричиняє розлади нервової системи, негативно впливає на серцево-судинну систему та обмінні процеси. Ці чинники проявляються насамперед у швидкій втомі, дратівливості та головних болях. Рівень інтенсивності полів безпосередньо залежить від типу використовуваного відеотермінала.

### 4.3 Техніка безпеки

Відповідно до Правил улаштування електроустановок, це приміщення класифікується як таке, що не має підвищеної небезпеки ураження електричним струмом. Причиною цього є відсутність у ньому таких факторів, як надмірна вологість, наявність струмопровідного пилю, а також неможливість одночасного контакту людини з корпусами електронного обладнання та заземленими металевими елементами будівлі.

У цьому приміщенні встановлено пристрій захисного вимкнення. Він розміщений на вході електромережі до виробничого приміщення та відповідає встановленим нормам. Його функція полягає в забезпеченні захисту персоналу від струмів замикання на землю та моніторингу стану ізоляції. Час, необхідний для спрацьовування такого пристрою, не перевищує 0,1–0,2 секунди.

Для електроустановок, що працюють зі змінним струмом частотою до 400 Гц та напругою до 1000 В, а також мають глухозаземлену нейтраль, використовується занулення як метод захисту від ураження електричним струмом. Суть занулення полягає в тому, що замикання на корпус перетворюється на однофазне коротке замикання. Для реалізації цього заходу, всі металеві частини обладнання, що потенційно можуть опинитися під напругою, мають бути з'єднані з нульовим проводом мережі [11].

Переріз провідника, що забезпечує занулення, має становити щонайменше половину перерізу фазного провідника. Паралельно із зануленням слід застосовувати захисне вимкнення приладів. Для цього використовуються вимикаючі пристрої, робота яких є незалежною від інших методів захисту і гарантує безпеку людини у разі виникнення небезпеки ураження струмом в електроустановці.

Час реакції пристроїв захисту від витoku струму становить від 0,1 до 0,2 секунди. Додатково, повторне заземлення допомагає зменшити напругу на корпусах, яка виникає під час виникнення замикання на землю. Систематичний контроль стану ізоляції виконується щорічно, причому показник опору ізоляції має бути не нижчим за 0,5 МОм.

Аби уникнути непередбачених ситуацій, правил проведення перевірок визначає щоквартальне тестування належної роботи захисного заземлення.

#### **4.4 Навчання, інструктаж і перевірка знань**

Згідно з вимогами «Типових положень про навчання, інструктаж і перевірку знань», слід здійснювати вступний, початковий на робочому місці, повторний, а за потреби – позаплановий та цільовий види інструктажів.

Вступний інструктаж здійснюється одразу при прийомі на роботу. Організацією та проведенням цього інструктажу займається служба охорони праці, а факт його проведення засвідчується у спеціальному журналі вступних інструктажів.

Первинний інструктаж відбувається безпосередньо на вашому робочому

місці. Усі інструкції надаються керівником вашого підприємства. Підтвердженням проведення такого інструктажу слугує запис у спеціальному журналі.

Додатковий (позаплановий) інструктаж є необхідним у випадках, коли відбуваються зміни робочого середовища, запроваджується нове обладнання, або ж трапляються нещасні випадки.

Цільовий інструктаж здійснюється, коли працівники виконують завдання, що виходять за межі їхніх безпосередніх службових обов'язків.

#### **4.5 Розрахунок освітленості**

Добре продумане освітлення робочого місця – це один із ключових елементів, що безпосередньо впливає на продуктивність праці людини, а також є запобіжним заходом від нещасних випадків на виробництві та професійних хвороб. Точно налаштоване освітлення формує комфортне робоче середовище, сприяючи збереженню працездатності та збільшенню виробітку. Організація освітлення на робочому місці інженера має бути такою, щоб у працівника не виникало зорового напруження під час виконання посадових обов'язків. Ступінь втоми зорового аналізатора обумовлений низкою чинників.

- недостатність освітленості;
- надмірна освітленість;
- неправильний напрямок світла.

Нестача освітлення спричиняє напругу зору, послаблює концентрацію, веде до настання ранньої втоми. Надто яскраве світло викликає засліплення, подразнення й свербіж в очах. Неправильний напрямок світла на робочому місці може створювати різкі тіні, відсвіти, дезорієнтувати трудівника. Усі ці причини можуть призвести до нещасного випадку чи професійних захворювань, тому настільки важливий правильний розрахунок освітлення.

Штучне освітлення реалізується за допомогою електричних пристроїв, що випромінюють світло, яких існує два типи: лампи розжарювання та люмінесцентні

лампи. Ми зосередимося на використанні люмінесцентних ламп, оскільки вони демонструють значні переваги порівняно з лампами розжарювання:

Штучне освітлення реалізується за допомогою електричних пристроїв, що випромінюють світло, яких існує два типи: лампи розжарювання та люмінесцентні лампи. Ми зосередимося на використанні люмінесцентних ламп, оскільки вони демонструють значні переваги порівняно з лампами розжарювання:

- по спектральному складі світла вони близькі до денного, природного освітлення;
- володіють більш високим ККД (в 1,5-2 рази вище, ніж ККД ламп накалювання);
- мають підвищену світловіддачу (в 3-4 рази вище, ніж у ламп накалювання);
- більш тривалий термін служби.

Розрахунок освітлення провадиться для кімнати площею 36 м<sup>2</sup>, ширина якої - 4,9 м, висота - 4,2 м. Скористаємося методом світлового потоку.

Для визначення кількості світильників визначимо світловий потік, що падає на поверхню по формулі [11]:

$$F = \frac{E \cdot K \cdot S \cdot Z}{n} \quad (4.1)$$

де  $F$  – світловий потік, що розраховуємо, лм;

$E$  – нормована мінімальна освітленість, Лк (визначається по таблиці). Роботу інженера, відповідно до цієї таблиці, можна віднести до розряду точних робіт, отже, мінімальна освітленість буде  $E=300$  Лк при газорозрядних лампах;

$S$  – площа освітлюваного приміщення (у нашому випадку  $S = 36$  м<sup>2</sup>);

$Z$  – відношення середньої освітленості до мінімального (звичайно приймається рівним 1,1 – 1,2, нехай  $Z = 1,1$ );

$K$  – коефіцієнт запасу, що враховує зменшення світлового потоку лампи в результаті забруднення світильників у процесі експлуатації (його значення визначається по таблиці коефіцієнтів запасу для різних приміщень й у нашому випадку  $K=1.5$ );

$n$  – коефіцієнт використання.

Для цього обчислимо індекс приміщення по формулі:

$$I = \frac{S}{h \cdot (A + B)} \quad (4.2)$$

де  $S$  – площа приміщення,  $S = 36 \text{ м}^2$  ;

$h$  – розрахункова висота підвісу,  $h = 3,39 \text{ м}$ ;

$A$  – ширина приміщення,  $A = 4,9 \text{ м}$ ;

$B$  – довжина приміщення,  $B = 7,35 \text{ м}$ .

Підставимо значення одержимо:

$$I = \frac{36}{3.39 \cdot (4.9 + 7.35)} = 0.8$$

Знаючи індекс приміщення  $I$ ,  $P_c$  і  $P_n$ , по таблиці знаходимо  $n = 0.28$

Підставимо всі значення у формулу(4.1) для визначення світлового потоку  $F$ :

$$F = \frac{300 \cdot 1.5 \cdot 36 \cdot 1.1}{0.28} = 63642_{\text{лм}}$$

Для освітлення вибираємо люмінесцентні лампи типу ЛБ40 – 1, світловий потік яких  $F = 4320 \text{ Лк}$ .

Розрахуємо необхідну кількість ламп по формулі:

$$N = \frac{F}{F_{\text{л}}} \quad (4.3)$$

де  $N$  – число ламп що визначаємо;

$F$  – світловий потік;

$F_{\text{л}}$  – світловий потік лампи,  $F_{\text{л}} = 4320 \text{ Лм}$ .

$$N = \frac{63642}{4320} = 15_{\text{шт}}$$

При виборі освітлювальних приладів використаємо світильники типу ОД. Кожен світильник комплектується двома лампами. Розміщаються світильники двома рядами, по чотири у кожному ряді.

## ВИСНОВКИ

В бакалаврській кваліфікаційній роботі було виконано зменшення втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі.

В першій частині виконано аналіз особливостей використання силових перетворювачів на регульованому електроприводі; розглянуто узагальнена структура цифрових регульованих електроприводів; можливість використання інтелектуальних силових модулів та використання IGBT-ключів у схемах регульованих випрямлячів.

В другій частині виконано розробка математичної моделі загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі; розрахунок загальних втрат потужності в частотно-регульованому асинхронному електроприводі; регулювання статорного струму в асинхронному електроприводі зі спрощеним двофазним безпосереднім перетворювачем частоти.

В третій частині виконано розрахунок робочих режимів силових приладів у напівмостовій схемі інвертора напруги з однополярною ШІМ; отримано часові діаграми струмів в елементах топології інвертора; аварійна робота перетворювача під час струмового перевантаження; робота перетворювача під час перевантаження по напрузі.

У бакалаврській кваліфікаційній роботі були розглянуті питання з охорони праці, де розроблені організаційні та технічні заходи зі створенням безпечних та нешкідливих умов праці на об'єкті.

## СПИСОК ПОСИЛАНЬ

1. Носик С. А., Євлахов В. В. дослідження перехідних процесів у системі «перетворювач – асинхронний двигун» XIX ВСЕУКРАЇНСЬКОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ ЗДОБУВАЧІВ ВИЩОЇ ОСВІТИ «СТАЛИЙ РОЗВИТОК МІСТ: ПОСТВОЄННИЙ ПЕРІОД» 18 квітня 2026 р м. Харків.
2. Попович М. Г., Лозинський О. Ю., Клепиков В. Б., та ін. за ред. Поповича М. Г., Лозинського О. Ю. *Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи* : навч. посібник Київ : Либідь, 2005. 680с.
3. Костинюк Л. Д., Мороз В. І., Паранчук Я. С. Моделювання електроприводів. *навч. посібник* Львів: Видавництво Національного Університету «Львівська політехніка», 2004. 404с.
4. Попович М. Г., Артименко Л. Ф., Бурмістенков О. П. та ін. Електричні машини та електропривод побутової техніки: *Підручник*. За ред. Д. Б. Головка, М. Г. Поповича. – 2-ге вид., стеретик. К.: Либідь, 2004. 352с.
5. Буртний В. В., Карплюк Л. Ф., Панченко Б. Я.. Тиристорний електропривід постійного струму: *Навч. посібник* Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2007. 128с.
6. Барало О. В., Самойленко П. Г., Гранат С. Є., Ковальов В. О. Автоматизація технологічних процесів і системи автоматичного керування: *Навчальний посібник* К.: Аграрна освіта, 2010. 557с.
7. Колісник М. П., Шевченко Д. Ф., Мелашич В. В. Основні розробки, виробництва, монтажу, випробувань та обстежень підйомно-транспортних машин. *Навчальний посібник* Дніпропетровськ: *Пороги*, 2007. 193с.
8. A New Range Of Medium Voltage Multilevel Inverter Drives With Floating Capacitor Technology. Beinhold Georg // EPE 2001 – Graz. – P. 42–44.
9. Dynamic Average-Value Modeling of a Four-Level Drive System / Corzine Keith // IEEE Transactions On Power Electronics. – 2003. – № 18. – P.

10. Закон України «Про охорону праці». – К., 2016.

11. Закон України «Про загальнообов'язкове державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійного захворювання, які спричинили втрату працездатності». – К., 2001.