

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Електротехнічний факультет

(повне найменування факультету)

Електричні та електронні апарати

(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до дипломного проекту (роботи)

(ступінь вищої освіти)

на тему Дослідження реверсивного тиристорного перетворювача для живлення двигуна постійного струму незалежного збудження потужністю 4,5 кВт

Виконав(ла): студент(ка) 2м_курсу, групи Е-412м
Спеціальності “Електричні та електронні апарати”
(код і найменування спеціальності)

Освітня програма (спеціалізація)
141 – “Електроенергетика, електротехніка
та електромеханіка”

ТКАЧЕНКО Олександр Григорович
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Керівник АНДРІЄНКО Петро Дмитрович
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

Рецензент _____
(ПРІЗВИЩЕ та ініціали)

2023

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Факультет Електротехнічний факультет
Кафедра Електричні та електронні апарати
Ступінь вищої освіти _____
Спеціальність 141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка
(код і найменування)
Освітня програма (спеціалізація) Електричні та електронні апарати
(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри _____

«_____» _____ 20__ року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ (РОБОТУ) СТУДЕНТА(КИ)

ТКАЧЕНКО Олександр Григорович

(ПРИЗВИЩЕ, ім'я, по батькові)

1. Тема проєкту (роботи) Дослідження реверсивного тиристорного перетворювача для живлення двигуна постійного струму незалежного збудження потужністю 4,5 кВт

керівник проєкту (роботи) Андрієнко Петро Дмитрович

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від «01» листопада 2023 року № 407

2. Строк подання студентом проєкту (роботи) _____

3. Вихідні дані до проєкту (роботи) потужність $P_H = 4,5$ кВт та напругою живлення U_H 220 В, струм якоря $I_H = 26$ А.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Вступ. 1. Мостовий реверсивний випрямляч. 2. Проектування перетворювача. 3 Вибір та розрахунок силових елементів. 4 Захист тиристорного перетворювача. 5 Порівняльна характеристика розробленого тиристорного перетворювача та промислового аналога. 6 Математичне моделювання перетворювача. Висновки. Перелік посилань.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, кількість слайдів, плакатів)

ГКІЮ.612314.038.002, ГКІЮ.612314.038.ЕЕ, ГКІЮ.612314.038.ЕЕ,
ГКІЮ.612314.038.СЕ, ГКІЮ.612314.038.ЕЗ, ГКІЮ.612314.038.ПП

6. Консультанти розділів проєкту (роботи)

Розділ	ПРИЗВИЩЕ, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	прийняв виконане завдання

7. Дата видачі завдання « _____ » _____ 20__ року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п		Строк виконання етапів проєкту (роботи)	Примітка
1.	Мостовий реверсивний випрямляч	01.10.2023	
2.	Проектування перетворювача	10.10.2023	
3.	Вибір та розрахунок силових елементів	17.10.2023	
4.	Захист тиристорного перетворювача	25.10.2023	
5.	Порівняльна характеристика розробленого тиристорного перетворювача та промислового аналога	31.10.2023	
6.	Математичне моделювання перетворювача	05.11.2023	
7.	Висновки. Перелік посилань. Додаток А	11.11.2023	
8.	Оформлення розрахунково – пояснювальної магістерської роботи	18.11.2023	
9.	Здача роботи до репозитарію.	20.11.2023	
10.	Узгодження проєкту з керівником	22.11.2023	
11.	Нормоконтроль та затвердження завідувачем кафедри	29.11.2023	
12.	Рецензування магістерської роботи	06.12.2023	
13.	Захист магістерської роботи	15.12.2023	
14.			

Студент(ка)

_____ **Олександр ТКАЧЕНКО** _____
 (підпис) (Ім'я ПРИЗВИЩЕ)

Керівник проєкту (роботи)

_____ **Петро АНДРІЄНКО** _____
 (підпис) (Ім'я ПРИЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

ПЗ 83 стр., 17 рис., 9 табл., 7 джерел.

РЕВЕРСИВНИЙ ТИРИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ДВИГУН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ, ІМПУЛЬС КЕРУВАННЯ, ПІДСИЛЮВАЧ

Об'єкт дослідження – система керування комплектним електроприводом на основі реверсивного тиристорного перетворювача, що живить двигун постійного незалежного збудження потужністю 4,5 кВт.

Мета роботи – дослідження реверсивного тиристорного перетворювача, вибір базової схеми випрямляча, вибір системи захисту та керування.

Метод дослідження – розрахунково-аналітичний.

Завданням магістерської роботи є дослідження комплектного реверсивного тиристорного електроприводу на базі двигуна постійного струму незалежного збудження. Для цього проведено комплекс досліджень надійності реверсивної схеми випрямлення, режиму її роботи з урахуванням більш високих вимог до надійності роботи випрямляча.

В процесі проектування виконаний розрахунок струмів короткого замикання з урахуванням специфічних особливостей реальної схеми електропостачання станції, проведено розрахунок елементів ізоляційної конструкції і струмоведучого контуру, розроблена методика та виконана оцінка надійності в умовах резервування. Підготовлені рекомендації щодо підвищення експлуатаційної надійності. Розглянуто питання економії та охорони праці в процесі експлуатації.

РЕФЕРАТ	3
Вступ.....	5
1 МОСТОВИЙ РЕВЕРСИВНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ.....	8
1.1 Порівняльний аналіз	9
1.2 Реверсивні схеми перетворення	14
1.3 Робота в інверторному режимі	17
2 ПРОЕКТУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА	25
2.1 Розрахунок та вибір перетворювача	25
2.2 Розрахунок та вибір трансформатора	28
3 ВИБІР ТА РОЗРАХУНОК СИЛОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ.....	32
3.1 Вибір та розрахунок силового модуля.....	32
3.2 Вибір та розрахунок індуктивності та вибір дроселя, що згладжує	34
3.3 Вибір системи імпульсно-фазового керування	37
3.4 Розрахунок та побудова регульовальних та зовнішніх характеристик	52
3.5 Розрахунок енергетичних характеристик	58
4 ЗАХИСТ ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	68
4.1 Різновиди та причини аварійних режимів реверсивного тиристорного перетворювача.....	68
4.2 Вибір захисних апаратів	71
5 РОЗРАХУНОК І ПОБУДОВА ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	77
6 ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОЗРОБЛЕНОГО ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТА ПРОМИСЛОВОГО АНАЛОГА.....	79
ВИСНОВОК	80
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	81
СПЕЦИФІКАЦІЯ	82

ВСТУП

Мостовий випрямляч, також відомий як діодний міст, є типом дискретного напівпровідникового модуля [1, 2, 3]. Вони в основному призначені для перетворення вхідного струму змінного струму з мережі на вихід постійного струму, тобто корисну потужність пристрою.

Мостові випрямлячі — це електронні компоненти, які широко використовуються в різних типах ланцюгів і джерел живлення (ДЖ), а також зустрічаються в усіх видах робочих приладів та електротехнічних виробів. Електропривод постійного струму, що побудовано з використанням живлення від тиристорних перетворювачів найчастіше використовується в промисловому електроприводі, через здатність регулювання. Це пояснюється рядом переваг цього типу електроприводу [1, 2]:

- а. швидкодія, яка лімітована лише комутаційними процесами, що відбуваються в двигуні та механічною інерційністю приводу;
- б. готовність до роботи, з широким діапазоном температур та відповідно готовність до тривалого термін служби;
- в. номінальний ККД перетворювача перевищує 92-96%;
- г. малі вагогабаритні показники;
- д. конструювання, що дозволяє зменшити потрібні виробничі площі, та відповідно капітальні витрати, та витрати на встановлення та експлуатацію.

Водночас у тиристорних електроприводах присутні недоліки наступні:

- а. пульсації на виході тиристорного перетворювача випрямлених напруги і струму, що відповідно значно підвищують нагрівання, що погіршують комутаційні процеси, щоб вирішити цю проблему додатково необхідно встановити реактори, що згладжують;

- б. тиристорний перетворювач при широкому діапазоні регулювання напруги має невеликий коефіцієнт потужності, для вирішення такої проблеми найчастіше використовують розробку та встановлення компенсуючих пристроїв;
- в. перевантажувальна здатність значно нижча, ніж електромашинного способу керування;
- г. під час роботи перетворювачів форма напруги спотворюється у мережі, і з'являються перешкоди.

В даний час промисловість використовує базові схеми тиристорних [1, 2] перетворювачів та системи керованого електроприводу на їх основі. Також створено серійний випуск керованих перетворювачів для електроприводів.

За використанням тиристорні перетворювачі розділяють на:

- а. систему для живлення якоря двигуна;
- б. систему для заживлення обмоток збудження.

За способом виконання поділяються:

- а. нереверсивні перетворювачі;
- б. реверсивні перетворювачі.

Найчастіше використовують у промисловості перетворювачів побудовані на основі трифазної мостової (шестипульсна) схеми випрямлення. Найчастіше мостова схема є основою для створення комбінованих схем випрямлення, наприклад дванадцятипульсні. Найбільш складними елементами електроприводу тиристора є двокомплектні перетворювачі. Застосування таких схем дає можливість отримати в швидкодіючі електроприводи, у яких є можливість реалізувати регулювання швидкості та відповідно одночасно з реверсуванням струму (відповідно і моменту) двигуна, що дає можливість збільшувати діапазон застосування таких схем та в свою чергу впливають на продуктивність механізму та простоту керування технологічними параметрами [3, 5].

Особливо при проектуванні таких перетворювачів для керованого електроприводу потрібно враховувати особливості та властивості

перетворювальної техніки з різними способами керування, їх вплив на статичні та динамічні характеристики електроприводу.

1 МОСТОВИЙ РЕВЕРСИВНИЙ ВИПРЯМЛЯЧ

Мостовий випрямляч — є відносно простим, але при цьому цінним електронний компонент, що може складатися з принаймні чотирьох діодів у конфігурації мостової схеми. Головною особливістю випрямляючого діода — його вихідна полярність завжди має однакове амплітудне значення, незалежно від полярності напруги на його вхідних клеммах.

Головною характеристикою діодів у мостовому випрямлячі є те, що вони пропускають струм протікати лише в одному напрямку. Якщо розташувати ряд діодів в певній послідовності, ми можемо отримувати значення вихідного струму через випрямляч буде односпрямованим, навіть якщо він двонаправлений на вході. Відповідно такі діодні пристрої найчастіше називають — випрямлячами, оскільки вони виконують процес випрямлення струму [4].

Випрямлячі відіграють важливу роль в більшості ланцюгів живлення якщо не має можливості отримати відокремлену мережу постійного струму. Значення вихідної потужності, що поступає від трансформатора безпосередньо до мережі, періодичність зміну напрямку свого потоку. Живлення мережі практично спричиняє рух електронів вперед і назад, що надходять від джерела мережі в схему пристрою.

Для живлення будь яких технологічних пристроїв, особливо якщо вони працюють на стандартній електронній схемі друкованої плати, це дворівневе значення вхідного струму потрібно перетворити — або випрямити — в спрямований потік електронів. Випрямлений струм отриманий після випрямлення стає придатним для використання мережею постійного струму, з якої відповідний пристрій або продукт може отримувати стабільну та постійну потужність.

Мостовий випрямляч одним з найпоширеніших джерел живлення пристроїв. Вони відповідно будуть діяти як трансформатори, що розташовують між входом розетки змінного струму та відповідно виходом

постійного струму, що живлять схеми та компоненти пристрою. Діодні випрямлячі приєднують до схеми через двопровідне з'єднання до мережі.

Структура мостового випрямляча на основі діодів – це маленькі, компактні та побудовані на дискретних напівпровідникових модулях, які можна виготовити та купити досить дешево. Крім цього, що вони широко впровадженні в джерелах живлення для електричних приладів, а також вони дуже популярні в загальних схемах проектування систем керування складними технологічними процесами [4, 5].

Зазвичай їх розділяють за конструкцією випрямлячів з однофазним випрямним мостом або трифазним мостом, а також розділяють на некеровані, напівкеровані (напівхвильові) і керовані (повнохвильові) діодні мости. Вони виконуються в різних монтажних конфігураціях, з різноманітними варіантами, включаючи гвинтове кріплення, поверхнєве кріплення та конструкції через отвір для кріплення до друкованої плати.

1.1 Порівняльний аналіз

Півхвильові мостові випрямлячі та повнохвильові мостові випрямлячі в кінцевому підсумку виконують однакову роль, але кожен з них виконує це за допомогою дещо різних методів. Ці компоненти іноді називають повномостовими та напівмостовими випрямлячами. Через відмінності в тому, як вони обробляють вхідні сигнали змінного струму, існує помітна різниця в загальній робочій ефективності (вихідна напруга) між цими двома типами діодних мостів [4, 6].

Натомість півхвильове випрямлення використовує інший підхід до першого кроку. Замість того, щоб перетворювати негативну складову напруги, півхвильовий випрямляч використовує один діод, щоб просто видалити його, перш ніж інша частина моста перетворить решту половини сигналу на придатний для використання вхідний постійний струм.

Це означає, що двопівхвильові випрямлячі є більш ефективними, ніж півхвильові випрямлячі, тому що повна вхідна форма сигналу перетворюється та використовується для живлення решти схеми. Зазвичай це також призводить до меншої пульсації напруги, ніж можна спостерігати за допомогою півхвильового мостового випрямляча.

Пульсації напруги є небажаним ефектом процесів згладжування сигналу та змінюватимуться залежно від ємності та навантаження на конденсатор. Нижча пульсація напруги означає більш стабільну сигнатуру живлення, а отже, кращий загальний потік стабільного та плавного живлення постійного струму до компонентів і пристроїв.

Якщо відпираючі імпульси на тиристори VS 1 і VS4 (рисунок 1) (і відповідно тиристори VS3 і VS2 при іншій напівхвилі синусоїди напруги живлення [6, 7]) подаються в момент природного відкривання, коли напруга анод - катод стає позитивним, то середня випрямлена напруга, що визначається заштрихованою площею.

Якщо імпульси, що відпирають, на тиристори будуть подаватися із запізненням щодо моменту природного відкривання на кут α (кут керування тиристорами), то середня випрямлена напруга перетворювача буде зменшуватися, як це показано на рисунку 1, б і в, тим більше, чим більше кут α . Цей спосіб регулювання випрямленої напруги отримав назву імпульсно-фазового керування. У цьому тиристори VS 1 і VS4 будуть проводити струм до того часу, доки відкриються тиристори VS3 і VS2, а останні — до того часу, доки відкриються тиристори VS і VS4, тобто. і тоді, коли напруга анод — катод буде негативним. Так буде тоді, коли в ланцюзі випрямленого струму є досить велика індуктивність L_d , що включає в себе індуктивність обмотки якоря двигуна М, індуктивність дроселя, що згладжує, і ін. У такому випадку струм буде протікати під дією ЕРС самоіндукції. Якщо в ланцюзі випрямленого струму не було б індуктивності (чисто активне навантаження), то струм припинився при переході анодної напруги від позитивного до негативного через нуль. Струм у цьому випадку був би уривчастим,

протікаючи тільки в ті проміжки часу, коли миттєве значення напруги випрямленого позитивно.

Повнохвильове випрямлення відбувається, коли діодний міст активно перетворює негативну складову вхідного змінного струму на позитивну напругу, а потім випрямляє весь отриманий сигнал у потужність постійного струму (імпульсний струм [6]). Ця робота виконується двома силовими діодами в однополуперіодному випрямлячі, по одному для кожної половини форми сигналу.

Графічно середня випрямлена напруга визначається різницею заштрихованих площ і при досягненні куту керування значення $\alpha = \pi/2$ середня випрямлена напруга дорівнюватиме нулю (рисунок 2, в). Таким чином, імпульсно-фазове керування реалізує регулювання середньої величини випрямленої напруги випрямляча за допомогою зміни кута керування α фази подачі на тиристори відпирає імпульсу по відношенню до моменту природного відкривання, яке мало б місце, якби випрямляч був виконаний на діодах.

Тиристорний перетворювач може працювати у випрямлювальному та в інверторному режимах. Випрямний режим має місце при кутах керування $\alpha = 0 - \pi/2$. При цьому середня випрямлена напруга має бути більшою за ЕРС в ланцюзі випрямленого струму (проти ЕРС) якоря двигуна: $E_d > E_{\text{я}}$. Напрямок випрямленого струму збігається зі знаком випрямленої напруги перетворювача.

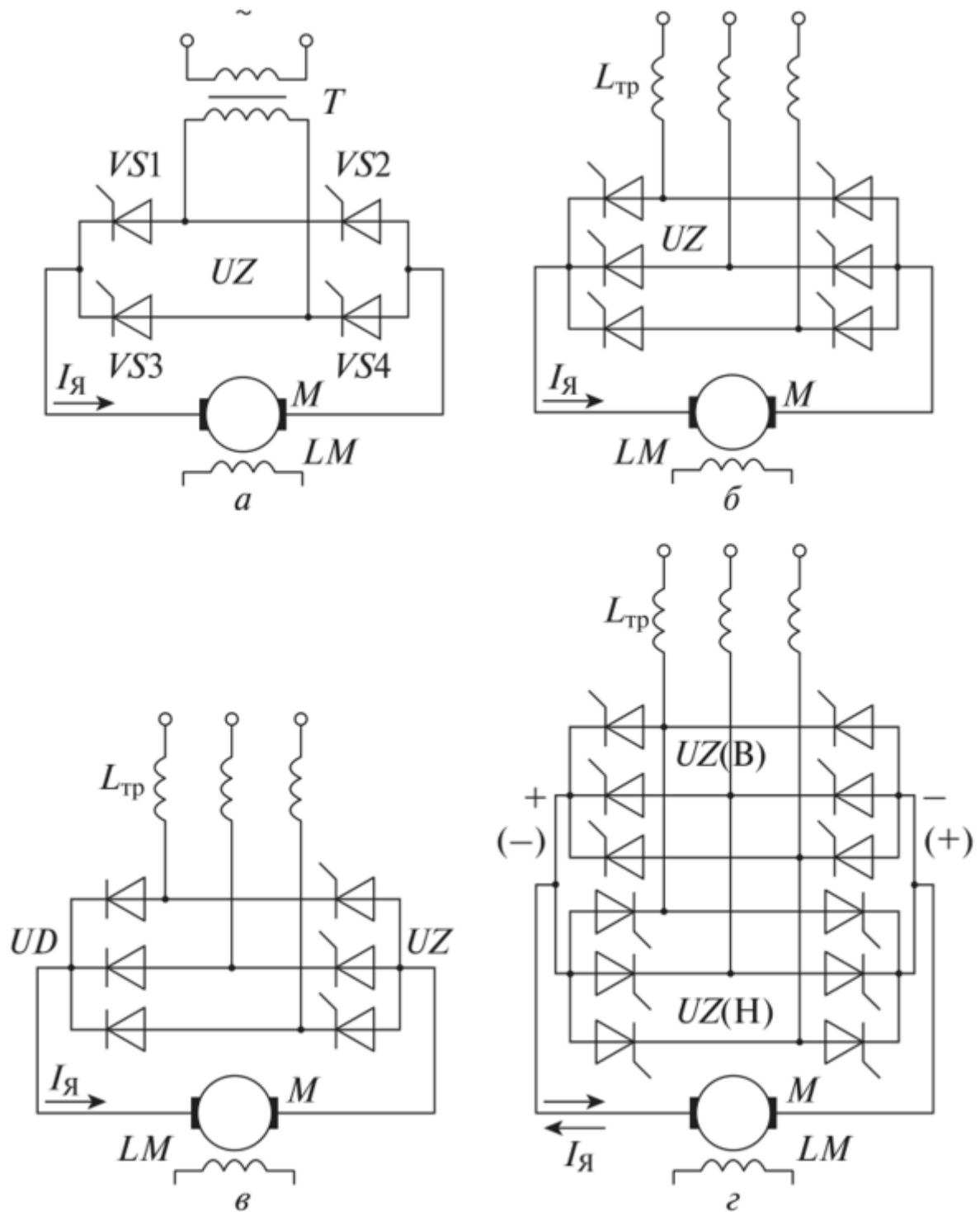


Рисунок 1 – Силові схеми електроприводів ТП-Д:

а - однофазна мостова нереверсивна; б - трьохфазна мостова нереверсивна; в — трифазна мостова напівкерована нереверсивна; г - трифазна мостова реверсивна з роздільним керуванням групами вентилів $U_{Z(B)}$ та $U_{Z(H)}$, включеними зустрічно-паралельно

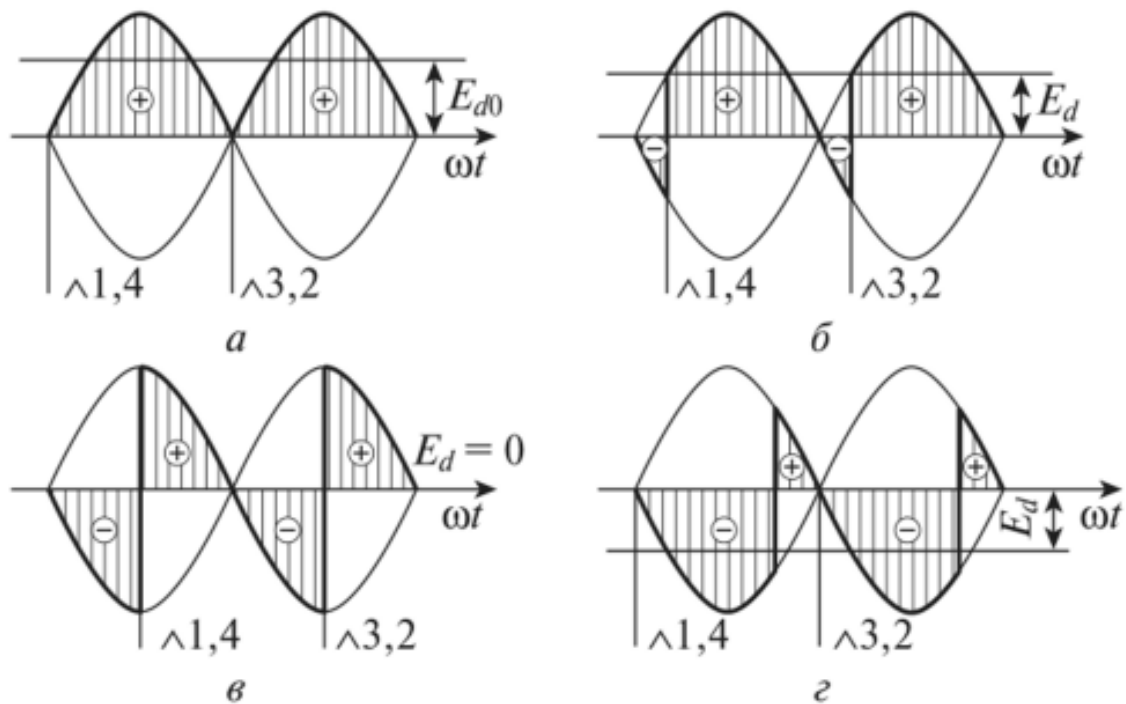


Рисунок 2 –Епюри напруг при різних кутах

Якщо кута збільшити понад $\pi/2$ ($\alpha = \pi/2 - 11\pi/12$), то площа негативної напівхвилі, при якій відкриті тиристори, буде більшою за площу позитивної напівхвилі (рисунок 2, г) і, отже, середня випрямлена напруга перетворювача (рисунок 2, а) буде негативним. Воно буде спрямоване назустріч випрямленому струму.

Однак струм під дією негативної напруги перетворювача не може піти через односторонню провідність тиристорів [6]. Для забезпечення інверторного режиму роботи перетворювача, який може бути використаний для гальмування рекуперативного приводу, необхідно застосувати реверсивну схему перетворювача, показаного на рисунку 1, г. Якщо до того ж ЕРС двигуна буде більшою за абсолютною величиною ЕРС перетворювача, що працює в інверторному режимі, то струм якоря I_a протікатиме під дією ЕРС якоря, як показано на рисунку 1 г, що буде відповідати режиму рекуперативного гальмування.

Щоб забезпечити руховий режим двигуна, що обертається у протилежний бік по відношенню до сторони обертання двигуна, що живиться

за схемою рис. 1, а від випрямляча, що працює у випрямлячому режимі ($\alpha = 0 - \pi/2$) [6], необхідно підключити його до такого ж випрямляча, але проводить струм у протилежному напрямку. Однак для обертання двигуна в обидві сторони із забезпеченням режиму рекуперативного гальмування необхідно застосування для живлення якоря реверсивного двигуна перетворювача

1.2 Реверсивні схеми перетворення

Використання зустрічно-паралельних або перехресних схем перетворювачів можуть як спростити та ускладнити отриману систему. Як базова схема може бути використана як трифазна нульова, так і мостова Ларіонова. При цьому використовують з'єднання випрямлячів паралельне та послідовне залежно від напруги та струму перетворювача [1, 2, 3].

У таких перетворювачах найчастіше використовують роздільне та групове керування групами тиристорів або ж комплектами тиристорів. Особливістю спільного керування перетворювачів є те, що силовій схемі між випрямлячами є необхідність встановлюють зрівняльні реактори (рисунки 3), а при роздільному керуванні встановлення не потрібне.

Принципово відрізняється роздільне керування від групового, особливістю такого керування є те, що імпульси керування, що безпосередньо надходять на працюючий комплект (групу) тиристорів, інша група що відноситься до протилежної полярності буде в цей час замкненою. Не дозволяють одночасну роботу обох груп.

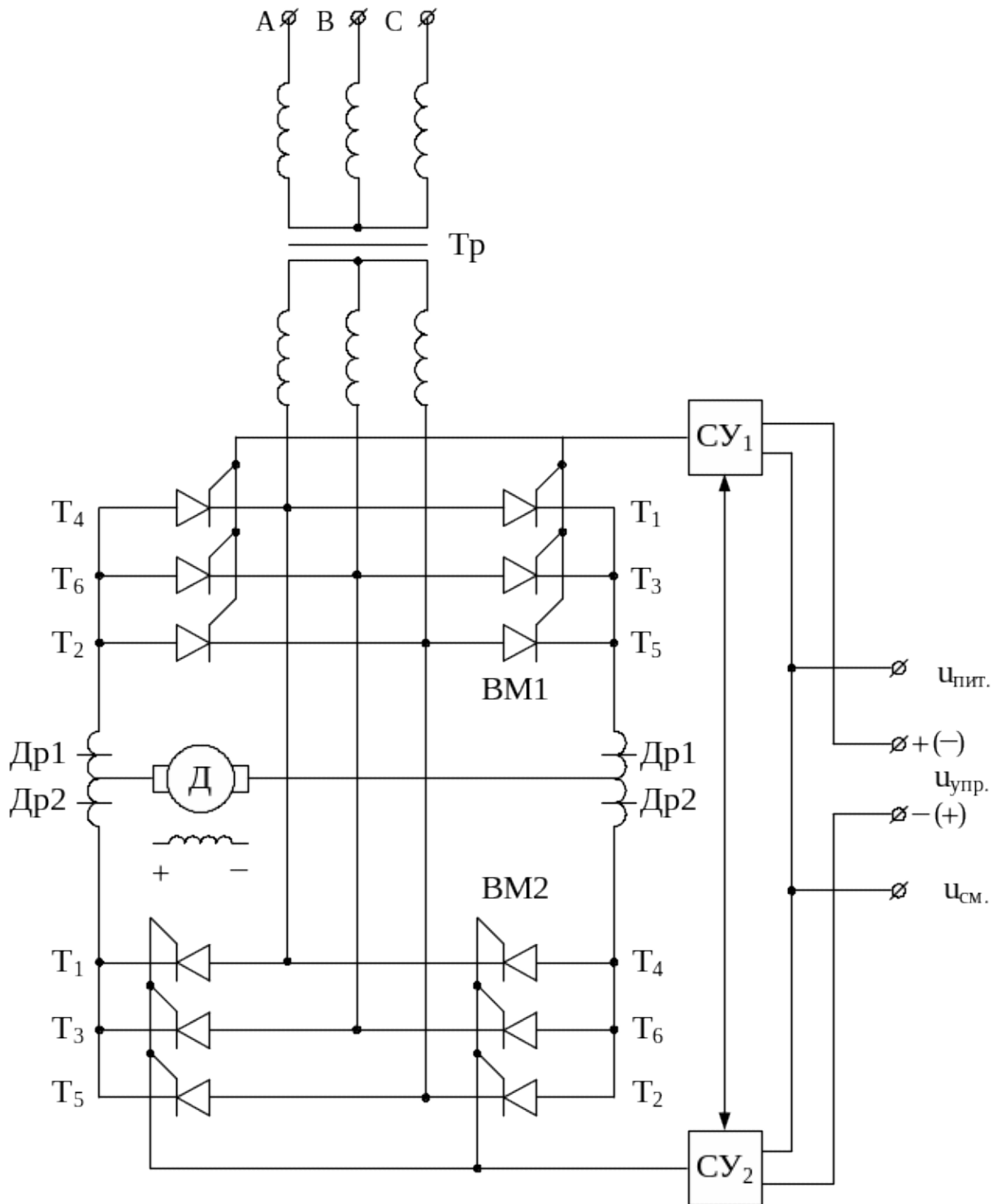


Рисунок 3 – Перехресні силові схеми реверсивних тиристорних перетворювачів

Все вище наведене можна згрупувати в наступні умови, що запобігають роботі перетворювача у аварійному режимі [3]:

- не можна одночасно подавати імпульси керування на обидва комплекти тиристорів;
- не можна включати один комплект, якщо в іншому є струм;
- не можна вимикати відпираючі імпульси з комплекту тиристорів, що працюють.

Умови перемикавання імпульсів здійснюються за допомогою логічного перемикаючого пристрою (ЛПЗ), що працюють на релейному принципі з дискретними вхідними і вихідними величинами.

Роздільне керування може бути виконано різними способами [3]:

- а. Сигнал керування залежить від знаку керуючого імпульсу, що подається на тиристор. Перемикавання тиристорів не дозволяють до того часу, коли струму навантаження досягне нульового значення $I_d = 0$. Такий спосіб керування є простим і використовують для живлення пасивних ланцюгів навантаження.
- б. Якщо відбувається зрівнювання $i_1 = i_2 = 0$, то відбувається перемикавання між комплектами, та відповідно зміниться полярність сигналу похибки ΔU_k , що одразу буде відображатися на виході системи керування, де

$$\Delta U_k = (U_{ynp} - U_k) \quad (1)$$

це різниця між сигналами керуючим та негативною зворотною напругою. Цей один з класичних способів керування роздільного ТП, що живить двигуни постійного струму.

- в. Перемиканням комплектів відбувається за умови, якщо відсутній струм i_d перетворювача, або змінилася значення сигналу похибки ΔU_k . Попередні стан включення вентельних груп, а саме почерговість вмикання з умовами запобігання аварійних станів записуються в пам'яті логічного пристрою.

Більш складніші способи керування, які зустрічаються ми не розглядали через складність реалізації та вартість такої системи керування.

При груповому керуванні на обидва комплекти випрямлячів одночасно подаються імпульси. При такому керуванні один із мостів (рисунок 3) відповідно працює у випрямлячому режимі [3, 4], а інший відповідно у цей же час готовий до роботи в протилежному, інверторному режимі. Зміна на зворотню полярність напруги на виході перетворювача відбувається та відповідно змінюється функцію комплекту клапанів. Інвертування напруги відбувається практично автоматично і миттєво.

1.3 Робота в інверторному режимі

Клапанна група, що вже готова до роботи в інверторному режимі, починає роботу тоді, коли зустрічна ЕРС, що направлена з навантаження з має більше значення ніж вихідна напруга перетворювача. Такий режим можливий, якщо при прискоренні двигуна від механізму навантаження або при скиданні напруги керування на перетворювачі. В цей момент паралельний комплект клапанів, що був під напругою та працював у випрямляльному режимі, закривається зустрічно направленою ЕРС навантаження [1, 2, 3].

Групове керування силовими ключами можливе в обох варіантах схем, зустрічно-паралельній і перехресній схемах.

При груповому керуванні при значення середньої випрямленої напруги клапанів що працюють на випрямлення та інвертування повинно мати однакове значення миттєвої напруги, але може виявитися не рівною. Потрібно обмежити значення величини зрівнювального струму на одному рівні для того, що в контурі між випрямлячем та інвертором є струмообмежуючі реактори. Включення реактора в мостову схему показано на рисунках 3. В перехресній схемі застосовують контур зрівнювальних

струмів, застосування двох контурів зустрічають в схемах з зустрічно-паралельним з'єднанням та в Н- подібній схемі [1, 2].

В проміжках часу $t_0 - t_1$, $t_2 - t_3$ (рахують однакові проміжки часу) при неодночасному відкненні тиристорів випрямної та інверторної груп, що приєднані до однієї фази, виникає зрівнювальна напруга U_{zp} , що в фізичному сенсі є різницю між фазними напругами, і відповідно в контурі протікає зрівнювальний струм i_{zp} . Якщо прийняти до уваги, що контур зрівнювального струму містить в собі лише індуктивний опір, то відповідно струм i_{zp} досягатиме значення максимуму лише в момент коли, значення напруги перетне нульову позначку і досягне нуля в момент часу t_1 (або t_3 , t_5 і так далі). І в момент коли площа, що обмежена кривою U_{zp} між віссю абсцис та лінією напруги, стане такого ж розміру за площею [1, 3].

При кутах керування α_u і $\beta_u < 60^\circ$ зрівнювального струм має переривчастий характер, тоді відповідно в кривій зрівнювальної напруги будуть присутні нульові ділянки при значеннях $\alpha_u = \beta_u = 60^\circ$ і більше, то значення зрівнювального струму буде гранично безперервним.

При вмикання в контур одного або двох реакторів на групу (рисунок 4) таким чином щоб отримана індуктивність реактору вибирається для зрівнювання струму навантаження значення 10% від струму навантаження.

При роздільному керуванні, так і в погодженому керуванні, зустрічні вентильні комплекти мають індивідуальні системи фазового керування, а при роздільному може бути використана одна СІФК. Характеристика перетворювача може змінюватися в залежності від узгодженості вентильних ключів.

При погодженні регулювальних характеристик до значення кута керування вентильних груп в 90° , тоді регулювальна характеристика буде мати вигляд як на рисунку 4 [1, 2].

При погодженому керуванні куту $\alpha_k = 120^\circ$ регулювальна характеристика прийме наступний вигляд, приведено на рисунку 4. Перший спосіб погодження називається лінійним. Регулювальні характеристики вентильних груп для такого способу керування $\alpha + \beta = 180^\circ$, регулювальні характеристики сходяться усюди, лише не в області поблизу значення 90° , де з'являється зона невизначеності. Така зона є небажаною при роботі з малими значеннями випрямлених напруг [1, 2].

Другому способі погодження, який називають нелінійним, тобто $\alpha + \beta > 180^\circ$, регулювальні характеристики при такому способі не сходяться і з'являється зона невизначеності тобто люфт, що при переході з однієї групи на іншу групу, відповідно відбувається перехід випрямлення на інвертування і навпаки. В системах з погодженим керуванням вибір початкового кута погодження необхідного для створення зрівнювального струму, що виникає в середині випрямної та інверторної групи вентилів, якщо оминати контур навантаження, то струм може бути вибраний безперервним або мати граничне значення. В такому випадку при за відсутності струму навантаження нівелюється зона уривчастих струмів і відповідно зовнішні характеристики мають лінійні значення. В обох способах керування комплектами силових вентилів є свої переваги і недоліки, тому необхідність застосування відповідного варіанту слід обґрунтовувати в конкретному випадку. При роздільному керування ймовірність перекидання інверторів зменшується, за рахунок меншого часу роботи тиристорних груп в цьому режимі, ніж в порівнянні зі спільним керуванням, відповідно зменшуються втрати електроенергії та збільшується КПД через вмикання зрівнювальних струмів. Лише при роздільному керуванні регулювальні характеристики перетворювача мають зону нечутливості при переході з одного напрямку струму на інший, між моментом зняття імпульсів з однієї групи тиристорів і подачі їх на іншу присутня безструмова пауза, що призводить до похибки по швидкості в системах керування електроприводів, можливий режим при

якому збільшуються пульсації струму, а динамічні параметри приводів відповідно суттєво змінюються. Роздільна керування доцільно застосовувати в тих випадках, коли на реверс допустимо "мертве" час порядку 5-10 мсек., Що прийнятно для великої кількості споживачів. Воно пред'являє високі вимоги до надійності пристроїв блокування управляючих імпульсів.

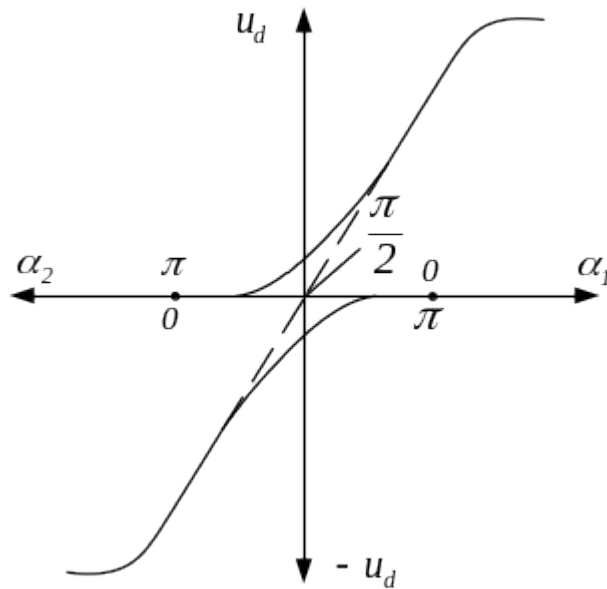


Рисунок 4 – Регулювальна характеристика реверсивного ТП при роздільному узгодженому управлінні комплектами

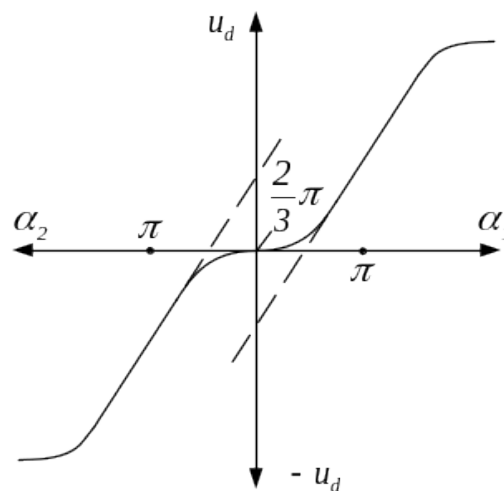


Рисунок 5 – Регулювальна характеристика реверсивного перетворювача під час роздільного неузгодженого керування комплектами

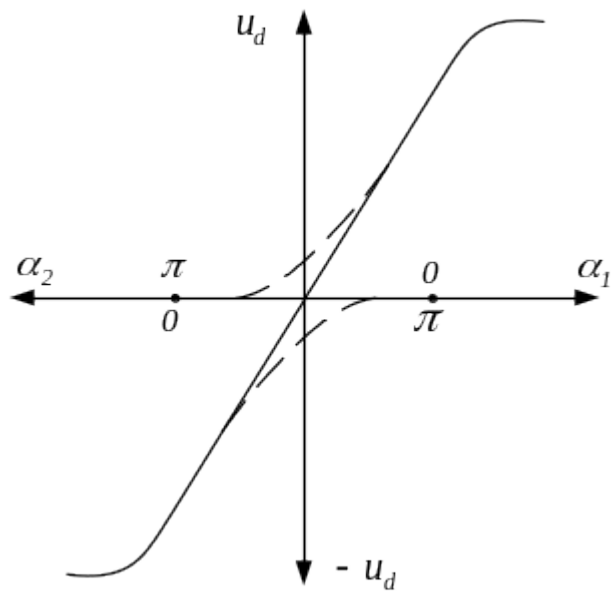


Рисунок 6 – Регулювальна характеристика реверсивного перетворювача за погодженого керування комплектами

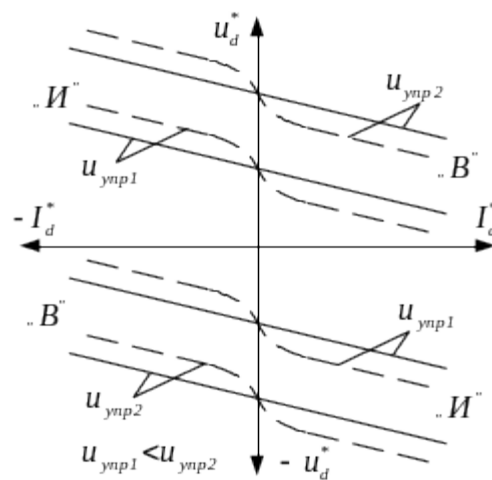


Рисунок 7 – Зовнішні характеристики реверсивного перетворювача:

---- - при роздільному управлінні

-при узгодженому управлінні

Збої в роботі блокуючих пристроїв і поява керуючих імпульсів на неробочому комплекті тиристорів призводить до внутрішнього короткого замикання в перетворювачі, так як зрівняльний струм між мостами у цьому

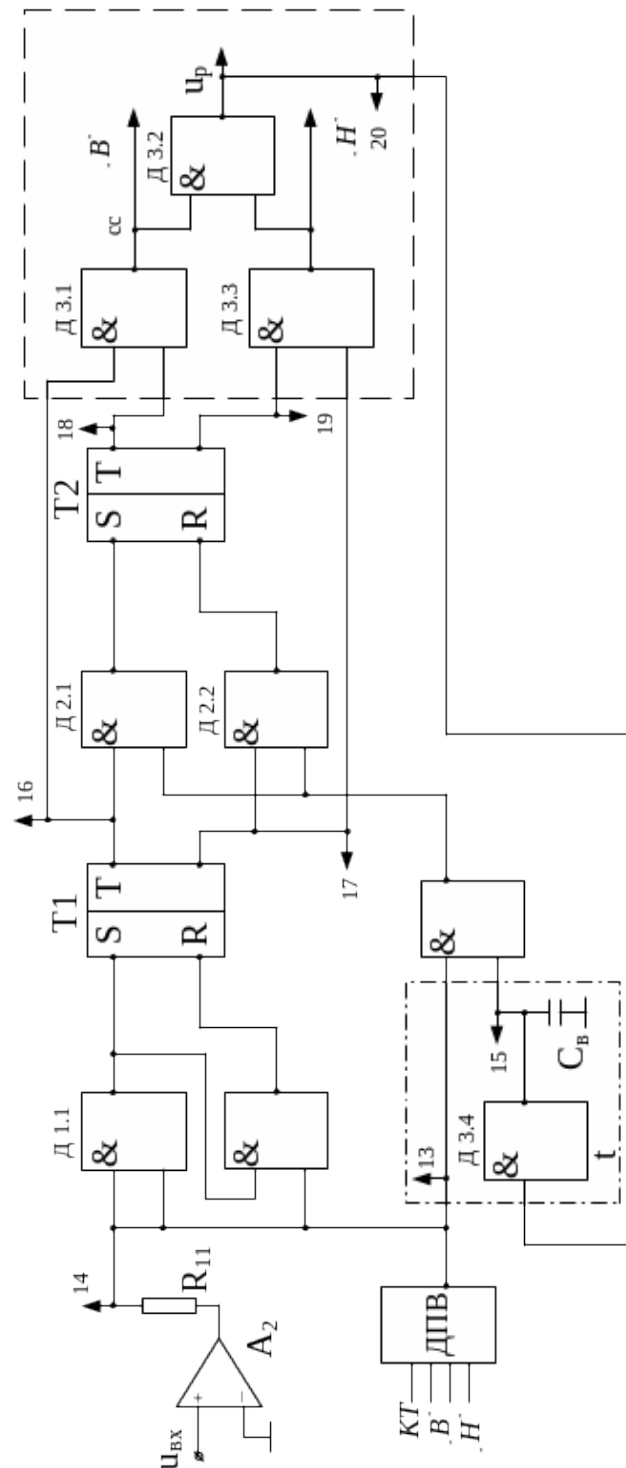


Рисунок 8 – Схема логічного перемикаючого пристрою перетворювача

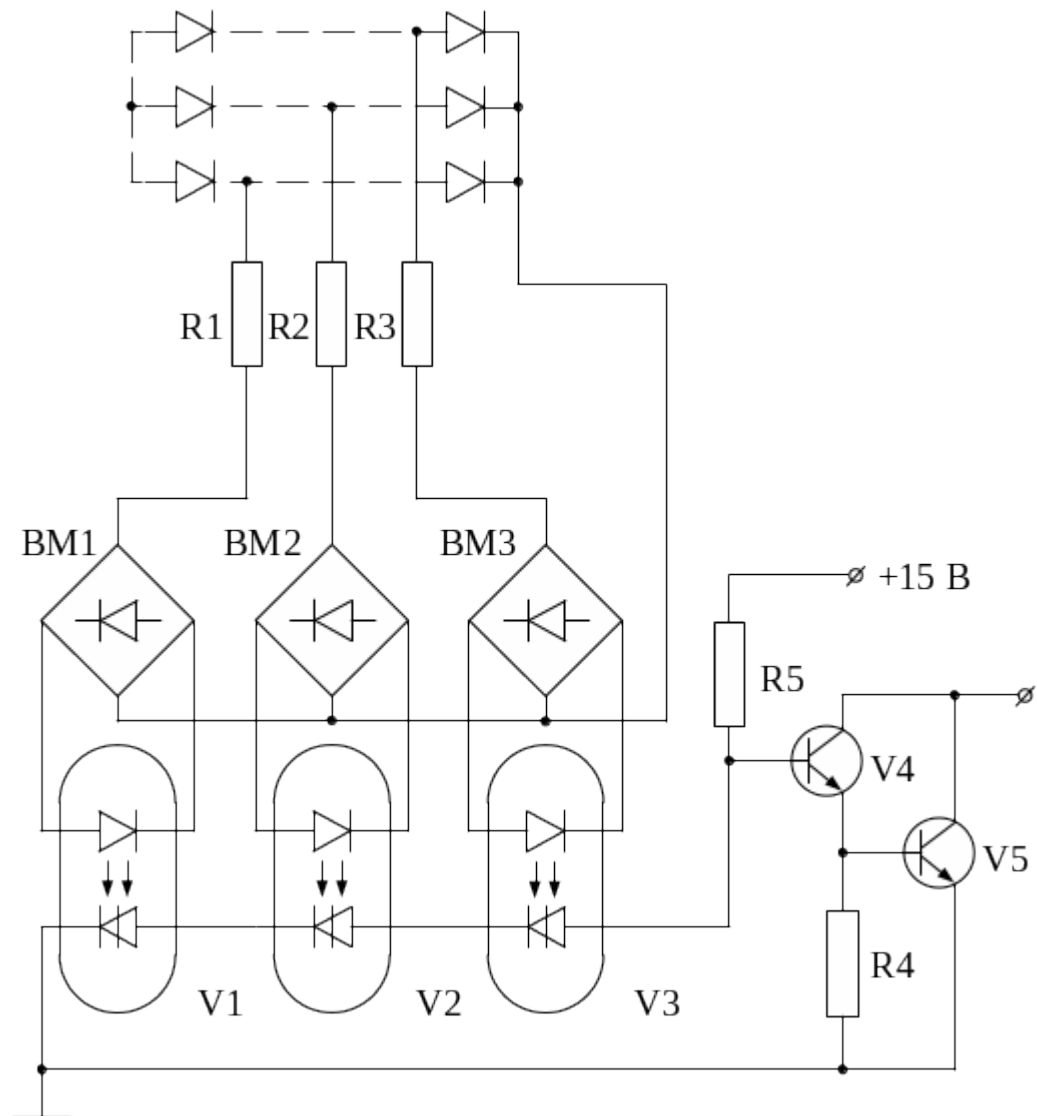


Рисунок 9 – Схема датчика провідності вентилів

Групове керування дає можливість отримати більш якісні динамічні показники, що дозволить практично миттєво переводити перетворювач з одного режиму роботи в інший. Також суттєво покращується жорсткість зовнішніх характеристик, вони мають злам в момент переходу між режимами [1, 2, 3]. До недоліків таких систем з груповим керуванням можна відносити складність налаштування, неповне використання вентилів у випрямляльному режимі, високі вимоги в перетворювачі до симетрії імпульсів, що керують, мінімізація впливу перешкод на тиристори, погіршення використання трансформатора і зниження коефіцієнта потужності.

Узгоджене керування доцільно застосовувати у високоточних електроприводах, де потрібна швидкість зміни режимів роботи перетворювача.

2 ПРОЕКТУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

2.1 Розрахунок та вибір перетворювача

В якості навантаження для тиристорного перетворювача використовують якірний опір двигуна постійного струму з незалежним збудженням типу Д21. Перетворювач заживлено від мережі трифазного змінного струму напругою $U = 380$ В. Двигун працює в реверсивному режимі.

Для вибраного двигуна потужністю $P_n = 4,5$ кВт та напругою живлення $U_n = 220$ В, зі струмом якоря $I_n = 26$ А найбільш доцільно використовувати за трифазною мостовою схемою з живленням від мережі напругою ~ 380 В, підключеною до трансформатора. В нашій роботі розглянемо роботу реверсивного перетворювача з зустрічно-паралельною схемою роботи вентильних груп.

Для визначення номінальних значень випрямленої напруги та струму необхідно забезпечити наступні вирази [1, 2, 3]:

$$U_{dн} > U_n; \quad . \quad (2)$$

$$I_{dн} \geq I_n \frac{\lambda_{\partial\partial}}{\lambda_{ТП}}$$

Відповідно до вище приведених умов вибираємо тиристорний перетворювач з номінативними характеристиками:

$$U_{dн} = 230 \text{ В} > U_n = 220;$$

$$I_{dн} = I_n \frac{\lambda_{\partial\partial}}{\lambda_{ТП}} \quad (3)$$

$$I_{dн} = 26 \frac{2,5}{2,25} = 28,9 \text{ А},$$

де $\lambda_{min} = 2,25$ - здатність працювати з перевантаженням протягом 10 с.

Таким умовам підходить тиристорний перетворювач типу EATON DG1-32061FB-C21C з номінативними параметрами $I_{dn} = 61 \text{ A}$, $U_{dn} = 230 \text{ B}$.

Таблиця – Паспортні данні тиристорного перетворювача

Серія DG1	
Номінальна потужність	15 кВт
Напруга на вході	230 В
Кількість фаз вхід / вихід	3/3
Максимальний робочий струм	61 А
Фільтр	є

Для роботи нашої системи виберемо силову схеми живлення виробничого механізму.

Головною особливістю даної силової частини Eaton DG1-32061FB-C21C (рисунку 3) є зустрічно-паралельне включенням тиристорів на кожному плечі випрямного моста. Живлення тиристорного перетворювача відбувається від мережі напругою 380 В від головного автоматичного вимикача SF1 від трансформатору ТС. На вторинній стороні трансформатора, що живить випрямляч та відповідно на постійного струму захистом виступає автоматичний вимикач SF2. Для нечастого комутування використовують лінійний контактор КМ в якірному ланцюзі двигуна, для гальмування використовують контактор КV та опір RV, що використовують для динамічного гальмування електродвигуна.

Для живлення обмотки збудження двигуна LM використовують підключення до трансформатору ТВ та через діодний міст (В).

Силова схема тиристорного перетворювача Eaton DG1-32061FB-C21C, що може забезпечити струм на навантаженні з величиною $I_{dn} = 50 \text{ A}$ та напруга 220 В приведена рисунку 3.

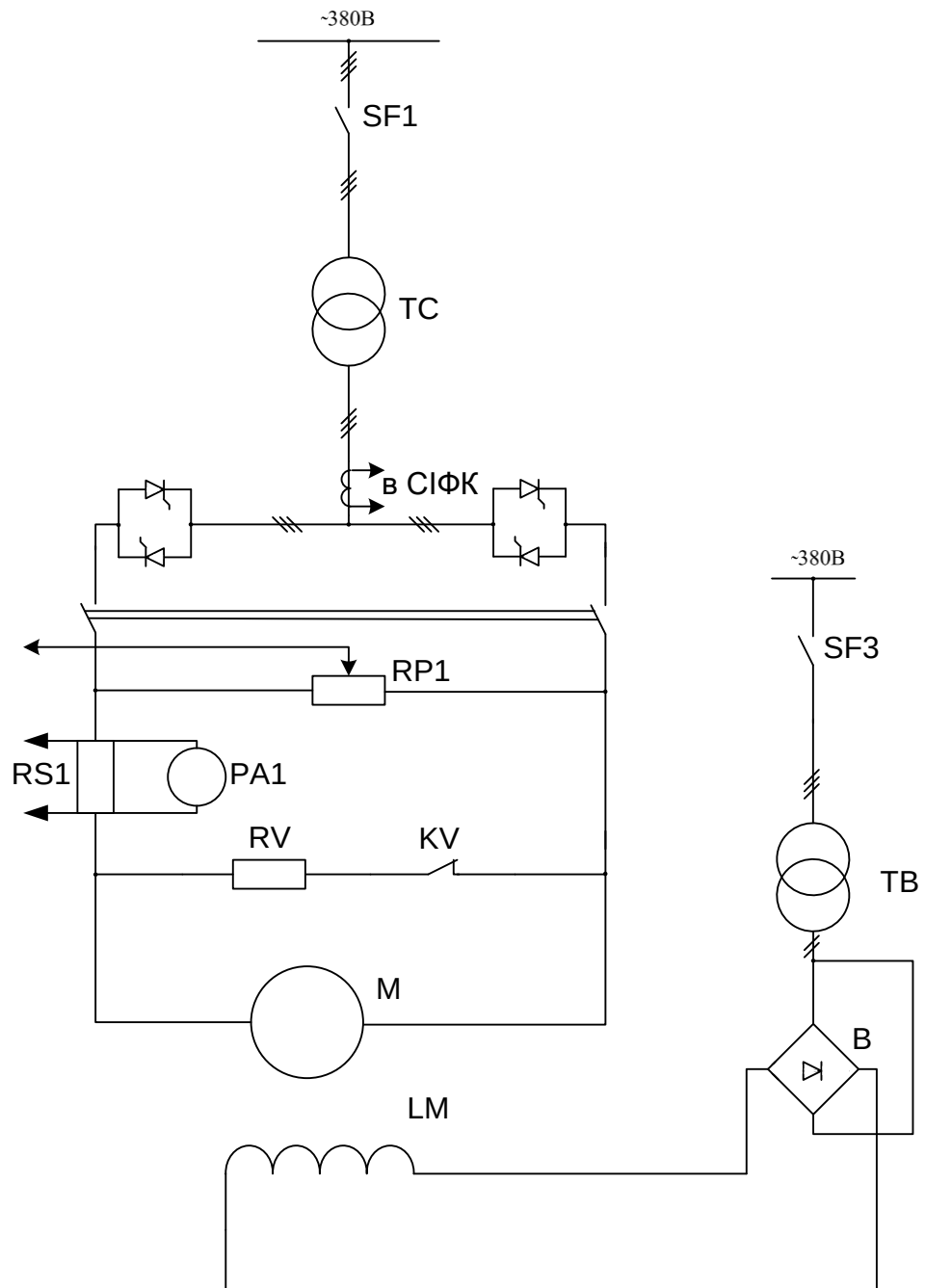


Рисунок 3 – Система керування двигуном постійного струму

2.2 Розрахунок та вибір трансформатора

Для початку зробимо розрахунок з визначення значення лінійної напруги на вторинній обмотці трансформатора [2]

$$U_{2.n} = \frac{\sqrt{3} \cdot E_{do}}{k_{cx}} = \frac{E_{do}}{1,35}, \quad (4)$$

де k_{cx} – значення коефіцієнту, що визначається схемою випрямлення (приклад таблиця 3.1).

Таблиця 3.1 - Значення коефіцієнтів схеми від схеми випрямлення

Схема випрямлення	Коефіцієнти					
	k_{cx}	a_B	b	C_T	d	k_{Π}
Трифазна мостова	2,34	2	0,0025	0,0052	0,0043	1,045

Розрахункове значення максимальної випрямленої ЕРС у режимі постійного навантаження

$$E_{do} = \frac{U_H + a_B \cdot \Delta U_H}{\cos \alpha_{\min} - a_H \cdot (e \cdot k_{\text{мер}} \cdot e_{k\%} + C_T \cdot \Delta P_{\kappa 3}) - d \cdot \Delta U_{C\%}} \quad (5)$$

$$E_{do} = \frac{220 + 2 \cdot 2}{\cos 15^\circ - 2 \cdot (0,0025 \cdot 1,15 \cdot 6 + 0,0052 \cdot 2,5) - 0,0043 \cdot 5} = 253,4 \text{ В.}$$

де E_H - значення номінальної ЕРС двигуна;

I_H – значення номінального випрямленого струму перетворювача;

$\Delta U_B = 2$ - рівень падіння напруги на тиристорі;

$a_B = 2$ – значення коефіцієнту, що залежить від схеми випрямлення (вибирається з таблиці 3.1); В,

C_T, d – коефіцієнти схеми розрахункові (див. табл. 3.1);

$k_{\text{мер}}$ – значення коефіцієнту, що враховує величину індуктивності мережі.

Величина $k_{\text{мер}}$ визначається через співвідношенням потужностей систем ТП-Д та живлячої мережі, і якщо ці потужності рівні за величиною, то $k_{\text{мер}}$ вибирають із діапазону $1,3 \div 1,5$ [2]. Такий підхід застосовують для розрахунку живлення потужних приводів. При проектуванні систем для живлення малопотужних електроприводів та середньої потужності $k_{\text{мер}}$ відповідно зменшують до значення $1,0 \div 1,2$ (тому відповідно приймаємо $k_{\text{мер}}=1,15$); $e_{\text{к\%}}$, $\Delta P_{\text{кз}}$ - напруженість короткого замикання та втрати, що виникають при короткому замиканні на трансформаторі (задамося значенням $e_{\text{к\%}} = 6\%$, $\Delta P_{\text{кз}} = 2,5\%$); $\Delta U_{\text{С\%}}$ - значення коливання напруги мережі (задамося значенням $\Delta U_{\text{С\%}} = 5\%$).

Визначимо значення лінійної напруги вторинної обмотки трансформатора отримаємо підставивши отримані значення $E_{\text{до}}$ формулу:

$$U_{2л} = \frac{E_{\text{до}}}{1,35} \quad (6)$$

$$U_{2л} = \frac{253,4}{1,35} = 188,15 \text{ В.}$$

Розрахуємо величину потужності трансформатора

$$S_{\text{расч}} = k_{\text{П}} \cdot E_{\text{до}} \cdot I_{\text{дн}}, \quad (7)$$

$$S_{\text{расч}} 1,045 \cdot 253,4 \cdot 50 = 13,24 \text{ кВА},$$

де $k_{\text{П}}$ – значення коефіцієнту, яке визначається вибором схеми випрямлення (з таблиці 3.1).

На підставі отриманих розрахунків вибираємо трансформатор сухого типу ТСЗІ 16 кВт -380-220/12 з технічними даними (таблиця. 3.2.)

Значення максимальної випрямленої ЕРС $E_{\text{до}}$ при $\alpha = 0$

$$E_{do} = 1,35 \cdot U_{2л}, B \quad (8)$$

$$E_{do} = 1,35 \cdot 205 = 277, B$$

де $U_{2л}$ – значення лінійної напруги на вторинній обмотці трансформатора, що з'єднанні у зірку.

Таблиця 3.2 – Паспортні дані трансформатора

Тип	S _н , до ВА	Номінальна напруга		Номінальний струм			e _к , %	I ₀ , %	Втрати, кВт	
		U _{1л} В	U _{2л} В	U _{дн} , У	I _{2л} , А	I _{дн} , А			ΔP _{xx}	ΔP _{кз}
ТСЗІ 16 кВт - 380-220/12	14,5	380	210	230	42	50	5,2	10	0,15	0,56

Значення первинного лінійного струму

$$I_{1л} = \frac{I_{2л}}{\kappa_T}, \quad (9)$$

$$I_{1л} = \frac{41}{1,85} = 22 A.$$

де $\kappa_T = \frac{U_{1л}}{U_{2л}} = \frac{380}{205} = 1,85$ - значення коефіцієнту трансформації трансформатора.

Для розрахунку значення повного опору обмоток трансформатора, що приведені до значення вторинної обмотки зробимо за формулою

$$Z_T = \frac{e_{к\%} \cdot U_{2л}}{100 \cdot I_{2л}}, \quad (10)$$

$$Z_T = \frac{5,2 \cdot 380}{100 \cdot 41} = 0,260 \text{ Ом}$$

Зробимо розрахунок активного опору первинної обмотки трансформатора, що приведені до значення вторинної обмотки [2]

$$R_T = \frac{\Delta P_{\kappa 3}}{m \cdot I_{2л}^2}, \quad (11)$$

$$R_T = \frac{550}{3 \cdot 41^2} = 0,1091 \text{ Ом}$$

Значення індуктивного опору розрахуємо за наступною формулою

$$X_T = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2}, \quad (12)$$

$$X_T = \sqrt{0,260^2 - 0,1091^2} = 0,236 \text{ Ом.}$$

Розрахунок індуктивності трансформатора провидимо за формулою

$$L_T = \frac{X_T}{2 \cdot \pi \cdot f_c}, \quad (13)$$

$$L_T = \frac{0,236}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,751 \text{ мГн.}$$

3 ВИБІР ТА РОЗРАХУНОК СИЛОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ

3.1 Вибір та розрахунок силового модуля

Для створення силового модуля потрібно провести розрахунок та вибір силових вентилів. Головним питанням при кожному створенні перетворювальної техніки є вибір схеми з'єднання та вибору числа вентилів у плечі [1-3].

З умови нашого розрахунку нам необхідно обрати тиристори для роботи на навантаження $I_{dn} = 50$ А та при перевантаженні $\lambda_{mn} = 2,25$ виберемо серії Т.

T132 - 400 - 4 - 43 - УХЛ 2

Т –позначення тиристор;

1 – його порядковий номер та модифікації конструкції;

3 – значення діаметру корпусу;

2 - значення виконання корпусу;

500 – значення величини максимально допустимого струму що може проходити через тиристор у відкритому стані, 500 А при $t_{корпусу} = 90^{\circ}\text{C}$;

4 – величина імпульсної напруги, в закритому стані, 400 В;

4 - значення критичної швидкості зростання напруги у відкритому стані, при 200 В/мкс для групи 4;

3 - значення часу вимикання, і для групи 3 ця величина не повинна перевищувати 100 мкс;

Число паралельно ввімкнених тиристорів в одному плечі розраховується наступною формулою

$$n_{nap} = \frac{\lambda_{ТП} \cdot I_{dn}}{m \cdot k_1 \cdot k_2 \cdot k_3 \cdot I_{np}}, \quad (14)$$

$$n_{nap} = \frac{2,25 \cdot 50}{3 \cdot 0,9 \cdot 0,9 \cdot 0,3 \cdot 400} = 0,39$$

де $m=3$ - число фаз живлячої мережі;

$I_{гр}$ – граничне значення струму обраного тиристора;

$k_1 = 0,9$ – значення нерівномірного завантаження при паралельно вимкнених тиристорів;

$k_2 = 0,9$ – значення нерівномірної тривалості роботи, що враховує вимкнення тиристорів;

$k_3 = 0,3 \div 0,4$ - значення коефіцієнту охолодження, для природного повітряного.

Значення паралельно вимкнених тиристорів в одному плечі визначити за літературою, приймаємо кількість паралельних тиристорів $n=1$.

Кількість послідовно вимкнених тиристорів у одному плечі визначається за наступною формулою [1-3]

$$n_{noc} = \frac{k_3 \cdot U_{обр. max}}{U_{н.т.}}, \quad (15)$$

де $U_{зв. max}$ - значення максимальної зворотної напруги на тиристорі,

$$U_{зв. max} = \sqrt{2} \cdot U_{2л}, \quad (16)$$

$$U_{зв. max} = \sqrt{2} \cdot 205 = 290 \text{ В}$$

$k_3 = 1,2 \div 1,25$ - значення коефіцієнту запасу по напрузі вибирається з діапазону;

$U_{н.т} = 500 \text{ В}$ – значення номінальної напруги тиристора (що відповідає значенню класу тиристора).

$$n_{noc} = \frac{1,2 \cdot 290}{400} = 0,87. \quad (17)$$

Отримане значення округлюємо та приймаємо кількість тиристорів послідовно з'єднаних $n=1$.

При отриманому значенні послідовної та паралельної кількості тиристорів (одиниця), тому не потрібно встановлювати додатковий захист з індуктивних подільників струму і дільників напруги.

3.2 Вибір та розрахунок індуктивності та вибір дроселя, що згладжує

Дроселі, що згладжують, встановлюються на перетворювачів на стороні постійного струму. Постійний струм протікає крізь них [5].

Найчастіше використовують реактори зі сталевим осердям, що забезпечує згладжування напруг перевантаження та виступають фільтрами для реактивної надлишкової енергії, є передвстановленими по відношенню до двигунів постійного струму (передвстановлені дроселі серій 4ЕМ і 4ЕТ).

Їх використання необхідне для досягнення досконалої комутації, зниження втрат у двигуні, коли пульсації постійного струму на виході перетворювача занадто високі для двигуна. Дроселі мають майже постійну індуктивність L до номінальної величини постійного струму I_{dn} .

Дроселі, що згладжують зі сталевим сердечником, вибирається за значенням індуктивності і струмом (серій 4ЕМ і 4ЕТ).

Ці дроселі дозволяють індивідуально адаптуватися до необхідного навантаження ступеня згладжування при застосуванні перетворювачів. Реактори, вибирають відповідно до необхідного навантаження, задовольняють величину E , що визначено необхідною індуктивністю (або кривою індуктивності залежно від струму), та відповідно значенням постійного номінального струму I_{dn} . Різні криві індуктивності можуть бути одержані підбором відповідних розмірів.

Значення величини критичної індуктивності для силового ланцюга за умови, що реактор буде виконувати згладжування пульсацій струму.

$$L_{kp.1} = \frac{E_{dnm} \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot a_e \cdot m \cdot 2\pi \cdot f \cdot P_1\% \cdot I_n}, \quad (18)$$

$$L_{kp.1} = \frac{67,9 \cdot 100}{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 12 \cdot 26} = 8,2 \text{ мГн},$$

де $P_1\% = 12\%$ – значення прийнятої величини діючого значення першої гармоніки змінної складової випрямленого струму;

E_{dnm} - амплітуда основної гармонійної випрямленої ЕРС n-го порядку

$$E_{dnm} = \left(\frac{E_{dnm}}{E_{do}} \right) \cdot E_{do} \quad (19)$$

$$E_{dnm} = 0,245 \cdot 277 = 67,9 \text{ В},$$

де $\left(\frac{E_{dnm}}{E_{do}} \right) = f(\alpha)$ - величина амплітуди основної гармонійної ЕРС у функції

кута $\left(\frac{E_{dnm}}{E_{do}} \right) = 0,245$ при $\alpha = 90^\circ$ (для реверсивних перетворювачів), $p=6$.

Критична величина індуктивності силового ланцюга, що визначається з умов ліквідації переривчастого режиму на холостому ході двигуна (приймаємо на рівні $10\%I_n = I_{яxx} = 2,6 \text{ А}$).

$$L_{kp2} = \frac{E_{d0} \cdot \sin \alpha}{2\pi f I_{яxx}} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{p} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{p} \right), \quad (20)$$

$$L_{kp2} = \frac{277 \cdot \sin 44,3^\circ}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 2,6} \cdot \left(1 - \frac{3,14}{6} \operatorname{ctg} \frac{3,14}{6} \right) = 22,1 \text{ мГн}$$

$$\alpha = \arccos \frac{\kappa \Phi \cdot \omega_n + I_{яxx} \cdot R_e + a_e \Delta U_e}{E_{d0}} \quad (21)$$

$$\alpha = \arccos \frac{1.79 \cdot 105.78 + 2.6 \cdot 1.7257 + 2 \cdot 2}{277} = 44.3^\circ$$

$$\kappa\Phi = C = \frac{U_H - I_H \cdot R_{я80^\circ C}}{\omega_H} \quad (22)$$

$$\kappa\Phi = \frac{220 - 26 \cdot 1.1656}{105.78} = 1.79$$

$$R_e = 1.1 \cdot R_{я80^\circ C} + a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{X_T \cdot m}{2 \cdot \pi} \right) \quad (23)$$

$$R_e = 1.1 \cdot 1.1656 + 2 \cdot \left(0.1091 + \frac{0.236 \cdot 3}{2 \cdot 3.14} \right) = 1.7257 \text{ Ом}$$

де $R_{я80^\circ C}$ – значення активного опору двигуна постійного струму з врахуванням опору якоря і додаткових полюсів, що перераховано до значення робочої температури 80°C

$$R_{я80^\circ C} = 1.24 \cdot (r_{я} + r_{ДП}) \quad (24)$$

$$R_{я80^\circ C} = 1.24 \cdot (0.66 + 0.28) = 1.1656 \text{ Ом.}$$

З двох параметрів критичної індуктивності вибирається більше значення з них, і таким чином визначається необхідна індуктивність дроселя, що згладжує [2].

$$L_{сд} = L_{кр} - a_\epsilon \cdot L_T - L_{я}, \quad (25)$$

$$L_{сд} = 22.1 - 2 \cdot 0.751 - 24 = -3.4 \text{ мГн,}$$

де

$$L_{я} = \beta \frac{U_H}{p \cdot \omega_H \cdot I_H}, \quad (26)$$

$$L_{\gamma} = 0.6 \frac{220}{2 \cdot 105.78 \cdot 26} = 24 \text{ мГн},$$

де β – значення емпіричного коефіцієнту для некомпенсованих машин можна
обрати значення $\beta=0,6$;

p – кількість пар полюсів;

U_H, I_H, S_H – відповідно значення номінальних напруги, струму та частоти обертання двигуна.

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30} = 0,1047 \cdot n_n, \quad (27)$$

$$\omega_n = 0,1047 \cdot 1010 = 105,78 \text{ 1/с},$$

де n_n - значення номінальна швидкість обертання, об/хв.

Так як розрахункове значення $L_{сд} < 0$, то в установці дроселя, що згладжує, немає необхідності.

3.3 Вибір системи імпульсно-фазового керування

Вибрана нами система імпульсно-фазового керування (СІФК) необхідна для перетворення вихідної напруги системи керування U_k в послідовність відпираючих імпульсів, що подаються на тиристори, та у момент їх відкриття формується зміщена напруга відносно часу природного відкриття тиристорів на кут γ , що відповідно залежить від значення U_k . Відповідно, основним завданням роботи СІФК є керування середнім значенням випрямленої напруги U_d перетворювача і отримати необхідну залежність напруги U_d від значення напруги керування U_k . В найкращому випадку отримаємо рівняння [8]

$$U_d = k U_{\kappa}, \quad (28)$$

де k – значення постійного коефіцієнт, незалежний від режиму мережі та від режиму навантаження в ланцюзі випрямленого струму, від режиму роботи навантаження. Вплив на напругу U_d здійснюється за рахунок зміни величини кута керування γ . Вихідні сигнали СІФК являють собою імпульси.

Для керування тиристорним перетворювачем використовується багатоканальна СІФК з опорною синусоїдальною напругою [8]. Вертикальний принцип лежить в основі регулювання фази, тобто в залежності зміни черги відпираючих імпульсів.

Керування кутом γ здійснюється одночасним способом та характеризується відгуком кута одної фази напруги мережі живлення

$$\nu_i = \varphi + \frac{2\pi}{p} \cdot (i-1) + \theta_i(U_-) \quad (29)$$

де ν_i – значення куту подачі i -ого імпульсу керування на один з тиристорів,

$$\begin{aligned} \nu_i &= w \cdot t_i \\ (i &= 1, 2, \dots); \end{aligned} \quad (30)$$

w – значення кутової частоти мережі, рад/с;

t – час;

φ – значення початкового куту зміщення фази по відношенню до напруги мережі живлення;

p – число пульсацій перетворювача (пульсність) за один період у мережі;

θ – значення регулюємого куту затримки при регулюванні в одній фазі.

До систем імпульсно-фазового керування перетворювачами необхідно пред'являють цілу низку вимог, серед них головними є надійність, захист від

завад та ін. В свою чергу специфічні вимоги можуть поділяють на дві групи [8]:

1) до першої групи відносять вимоги, що належать безпосередньо до імпульсу керування. Для надійного відкриття тиристора на його керуємий електрод необхідно направити імпульс відповідної полярності, амплітуди та тривалості. Струм та напруга для окремих тиристорів однієї і тієї ж серії можуть бути різні, тому для безперешкодного відкриття тиристорів даної серії застосована СІФК, тому необхідно забезпечити струм і напруга керування, що буде перевищувати значення струму і напруги керування, що характерні для тиристорів даної серії. З другого боку, струм та напруга керування повинні не перевищувати граничні їх значення.

Тривалість такого імпульсу керування потрібно підбирати таким чином, щоб з одного боку він був мінімальним, але при цьому мав більше значення імпульсу за власний час включення тиристора, що як правило становить $(5 \div 20)$ мкс. Ще одна умова керування полягає в тому що під час дії керуючого імпульсу, струм в анодному ланцюзі повинен встигнути досягнути до величини струму утримання (остання умова особливо важлива, якщо в навантаження присутня велика індуктивність, в якій струм зростає порівняно повільно). Тому найчастіше використовують імпульси з тривалістю $(8 \div 10)^\circ$, що в перерахунок на тривалість імпульсів буде становить $(440 \div 550)$ мкс.

Кут нахилу переднього фронту напруги керуемого імпульсу необхідно достатньо високою значення, для забезпечення швидкого зростання значення струму керування та відповідно чіткого відкривання тиристора, що зменшує втрати при включенні. При малому значенні нахилу та через різницю параметрів ланцюгу керування тиристорів у багатофазних схемах, що може виникнути помірна або повна асиметрія випрямленої напруги. Невелике за значенням перевантаження тиристора, може відкритися раніше, може відбутися при паралельному з'єднанні, так як через нього протікає повний струм навантаження. В усіх випадках незлагоджене відкриття тиристорів

може спричинити до виходу їх з ладу. Найчастіше імпульс керування буде зформований таким чином, щоб нахил передньої фронту струму імпульсу становить $(0,2 \div 2) \text{ А/мкс}$;

2) вимоги, що придиктовані параметрами схеми випрямлення та режимами роботи перетворювача [1-3]. Максимально необхідний діапазон керування кута для перетворювача, що працює в режимі випрямляча, так і в інверторному режимах, теоретично може становити до 180° . Так значення максимального кута керування в інверторному режимі буде обмежуватися діапазоном в $150 \div 160^\circ$.

Функціональна схема перетворювальної частини електроприводу серії EATON DG1-32061FB-C21C (рисунок 4).

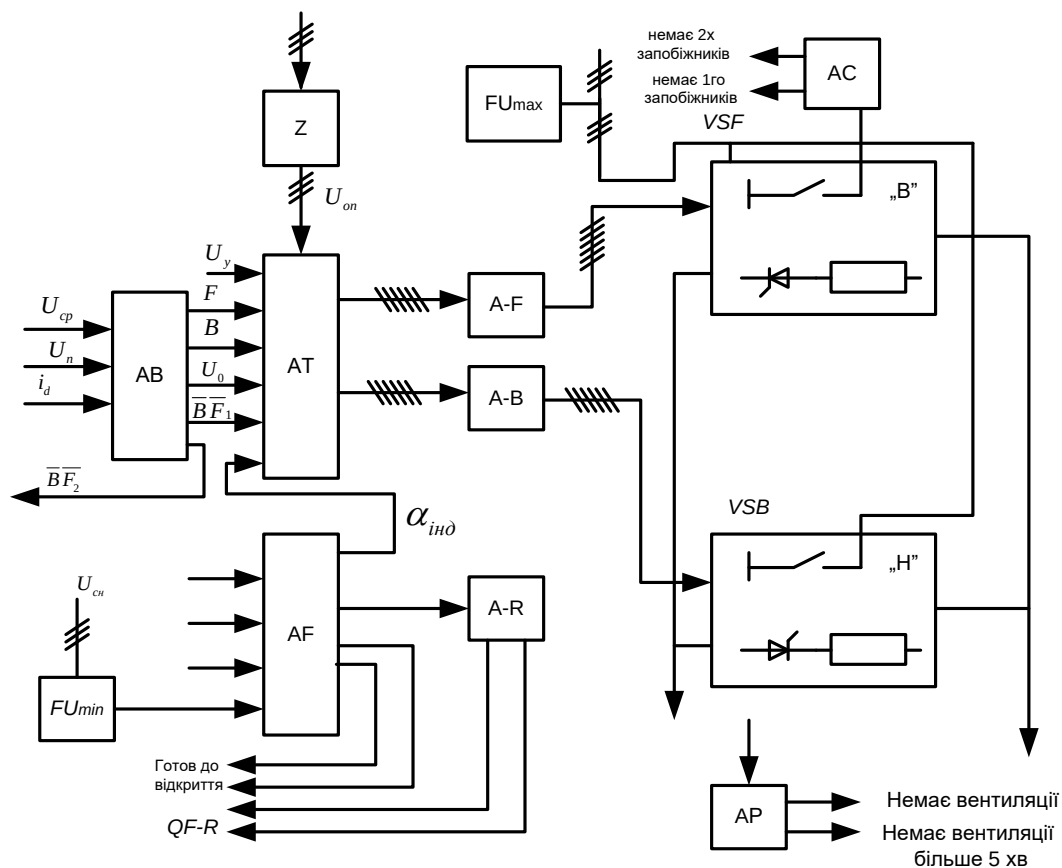


Рисунок 4 – Функціональна схема перетворювальної частини електроприводу

СІФК повинна створити відповідну симетрію імпульсів по фазах. Асиметрія через різну тривалість їх роботи може викликати нерівномірне завантаження тиристорів, що відповідно призводить до погіршення умов роботи трансформатора, що живить, і дроселя, що згладжує, тому СІФК збалансовує асиметрію керуючих імпульсів не більше 3%.

Швидкість відпрацювання системи керування тиристорним перетворювачем одна із головних її показників. З метою максимального використання високої швидкодії, властивій тиристорним перетворювачам, СІФК виконуються практично безінерційними [18].

СІФК мають такі технічні дані:

- максимальна значення вхідна напруга, не більше $(8 \div 10)$
- значення вхідного струму, не більше 5 мА
- значення напруги синхронізації з трифазною мережею живлення 380 або 100 В
- допустиме значення комутаційні провали, % 400 град.
- значення температурної різниці характеристики при зміні температури від 1 до 40°C, трохи більше 4 %
- кута керування γ , $(5 \div 170)$ град
- значення асиметрія імпульсів окремих каналів, не більше 3 град

СІФК гальванічно розв'язана по відношенню до силової частини електроприводу. У реверсивних електроприводах пристрій роздільного керування забезпечує безструмову паузу не більше $(5 \div 7)$ мс з можливістю її регулювання. СІФК електроприводів серій EATON DG1-32061FB-C21C виконуються з використанням підсилювачів серії K553УД2 багатьох інтегральних мікросхем серії K511.

СІФК для тиристорних електроприводів на базі EATON DG1-32061FB-C21C складається з комірки фазозміщення, комірки формування імпульсів, комірки перемикаючого пристрою (ЛПЗ) та представленої на рисунку 3.3 у складі функціональної схеми перетворювальної частини. СІФК серії EATON DG1-32061FB-C21C має наступні особливості:

- а. косинусоїдальна опорна напруга,
- б. шестиканальний пристрій фазозміщення для обох випрямляючих мостів у реверсивних перетворювачах,
- в. високочастотне заповнення вузьких відпираючих імпульсів,
- г. використання сигналів з трансформаторів змінного струму або датчиків постійного струму,
- д. підключених до шунту в ланцюгу навантаження і датчиків закритого стану).

Як впливає із функціональної схеми, представленої на рисунку 4 СІФК складається з вузлів формування опорної напруги Z , вузлу фазозміщення АТ та перемикаючого пристрою АВ.

Опорні напруги формуються у вузлі (рисунок 5), що синхронізується з трифазним трансформатором з двома групами вторинних обмоток (СТ), що можуть перемикатися за схемами зірки або трикутника при необхідності, та елемент фільтру Z з аперіодичними фільтрами в каналах, що створюють фазовий зсув на 6° з 240° , враховуючи значення інвертування напруги в операційних підсилювачах). Значення амплітуди опорної напруги після фільтра необхідно утримувати в межах $U_{оп.м}=8$ В.

Для формування вузлу фазозміщення АТ (рисунок 5) необхідно сформувати шість послідовних імпульсів для всіх фаз випрямного мосту VSF (В) або для моста VSB (Н), що можуть підсилюватися АЕ, АВ.

Вузол фазозміщення складається з шести компараторів А7.1, А7.2, А8.1, А8.2, А9.1, А9.2 на вході яких порівнюються напруги керування $+U_y$, $-U_y$ та відповідна опорна напруга $U_{оп}$.

Вузол формування опорної напруги.

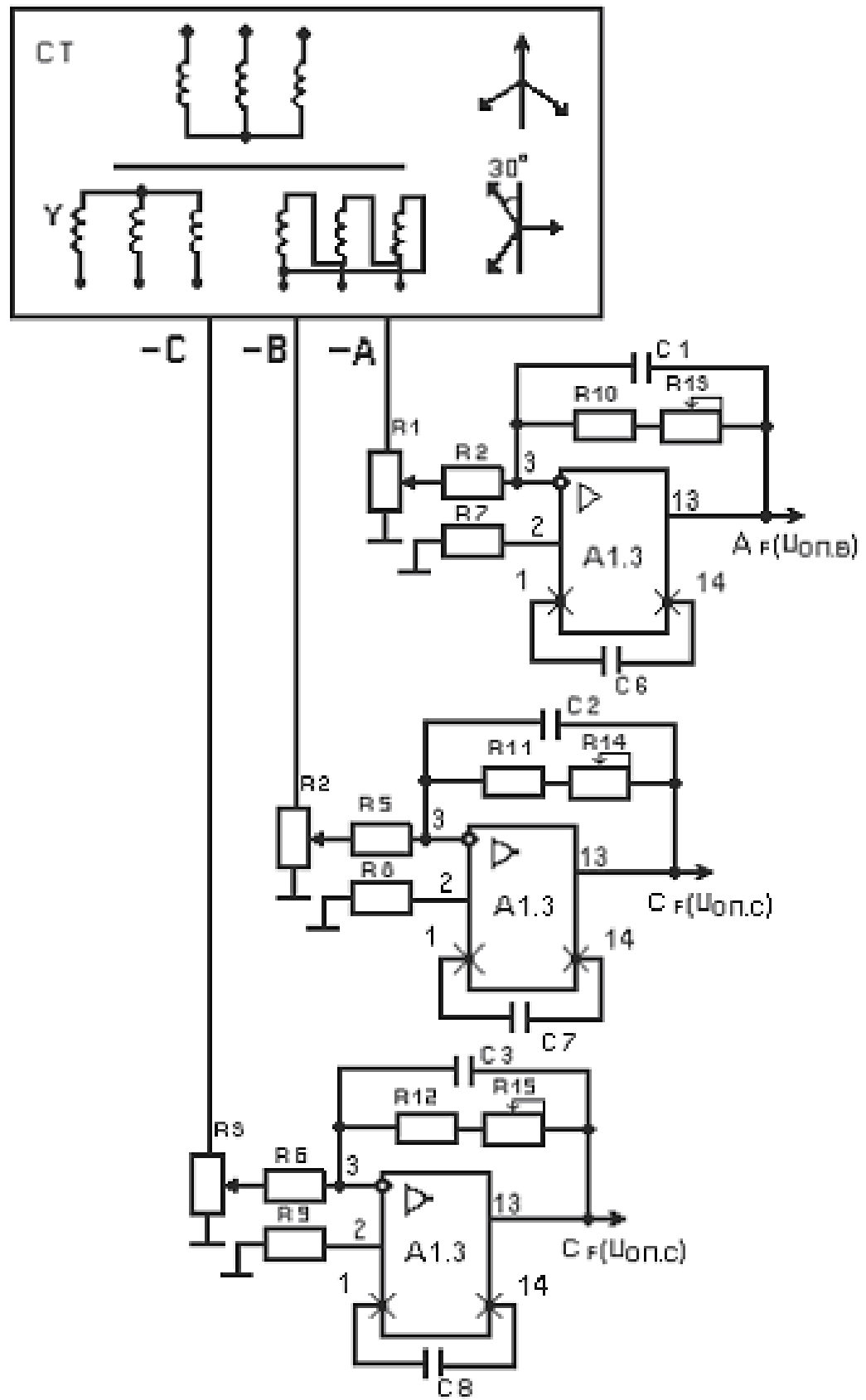


Рисунок 5 – Вузол формування опорних напруг

На один із входів підсилювача А5.1, що має коефіцієнт передачі рівний 1, надходить сигнал керування U_k із системи автоматичного регулювання, а на другий вхід - напруга початкового узгодження U_y , що забезпечує початковий кут керування при $U'=0$. Постійна часу ланцюга зворотний зв'язок А5.1 - 0,1мс. Коефіцієнт передачі інвертуючого підсилювача А5.2 також дорівнює 1.

Порівняння U_k та опорної напруги відповідної фази (AF,BF або CF) здійснюється на компараторах А7-А9, причому на компаратори А7.1-А9.1 подається $-U'_k$, а на компаратори А7.2-А9.2 - $+U'_k$. По переходу сигналів на виходах компараторів А7.1, А8.1, А9.1 з "1" до "0" - формується напруга прямокутної форми групи "вперед" VSF (AS, BS, CS). Із трьох сигналів фазозміщення формується шість імпульсів. Це можна здійснити логічною обробкою сигналів фазозміщення та 180-градусних обмежень, в результаті якої отримують сигнали фазозміщення також тривалістю 180 електричних градусів. У цьому по фронту цих сигналів відпираються тиристори катодної групи "вперед", а спаду - тиристори анодної групи "вперед".

По переходу сигналів на виходах компараторів А7.2, А8.2, А9.2 з "1" до "0" - формуються імпульси групи "назад".

Вибір працюючого моста здійснюється логічним перемикаючим пристроєм АВ залежно від полярності напруги перемикання U_n та абсолютного значення струму навантаження $|I_d|$ чи стану тиристорів силового моста. Пристрій АВ формує логічні сигнали вибору моста VSF або VSB, перемикає полярність завдання початкового кута U_y і виробляє сигнал безструмової паузи $B \cdot F1=1$, яким знімаються імпульси з обох випрямляючих мостів. Сигнал $B \cdot F2$, що з'являється одночасно з сигналом $B \cdot F1$, але зникає трохи пізніше, служить для відключення завдання струму під час безструмової паузи. За сигналом зриву імпульсів U_{cp} імпульси знімаються з обох мостів.

Вимірювання струму здійснюється трансформаторами змінного струму, встановлених у фазах силового трансформатора, або датчиками

постійного струму, підключеними до шунту ланцюга навантаження. Обидва ці датчики не можуть забезпечити досить високу чутливість вимірювання струму і тому є грубими датчиками [8]. Для отримання швидкодіючої системи реверсу струму наявність «грубого» датчика необхідна, оскільки за його командою проводиться зрив імпульсів, що прискорює спадання струму групи, що виходить з роботи.

Вузол фазозміщення представлено на рисунку 6.

Крім вимірювання струму силового ланцюга в перетворювачі проводиться контроль стану силових тиристорів за допомогою блоку датчика стану тиристорів, який безпосередньо фіксує моменти замкненого стану всіх тиристорів силового моста. За командою цього датчика починається відлік безструмової паузи (1-2 мс), яка може бути розрахована на час, необхідний для відновлення замикаючих властивостей тиристорів.

У роботі схеми АВ бере участь один із «грубих» датчиків та тонкий датчик.

Захист здійснюється вузлом АФ, який сприймає навантаження в ланцюзі змінного струму I_d , і ланцюга постійного струму i_d , і навіть сигнал «Аварія», вироблюваний схемою керування електроприводом. Вузол АФ через вузол прискореного відключення А-Р відключає автоматичний вимикач головного ланцюга QF, впливаючи на його незалежний розчіплювач, знімає сигнал готовності в схемі керування електроприводом і зрушує імпульси, що управляють, в інверторну чверть.

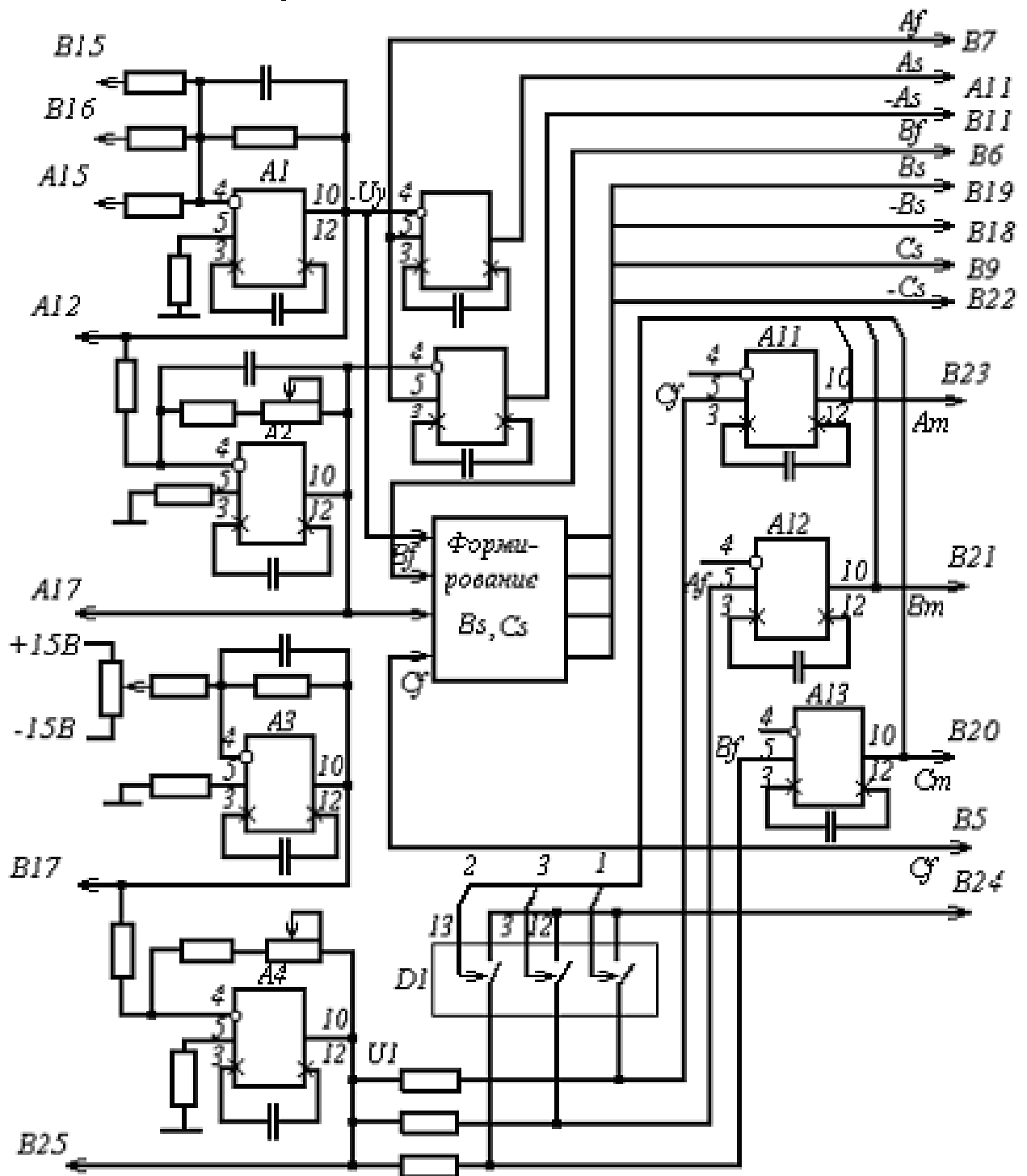


Рисунок 6 – Вузол фазозміщення

Розрахунок фазових характеристик СІФК реверсивного тиристорного перетворювача з синусоїдальною опорною напругою проводиться за формулою

$$\alpha = \arccos \frac{U_y \mp U_o}{U_{оп.м}} \quad (31)$$

$$|U_o| = U_{оп.м} \cdot \cos \alpha_{нач} \quad (32)$$

$$|U_o| = 8 \cdot \cos 95^\circ = 0,699 \text{ В}$$

де $\alpha_{нач} = 90^\circ \div 120^\circ$ початковий кут узгодження показників (приймається 95°);

$U_{оп.м} = 8 \text{ В}$ – максимальне значення опорної напруги;

U_o – значення напруги зміщення.

Максимальне значення кута керування визначається за формулою

$$\alpha_{\max} \leq 180^\circ - \gamma + \delta + \Delta\alpha \quad (33)$$

$$\alpha_{\max} \leq 180^\circ - 10,1^\circ + 1,8^\circ + 3^\circ = 165^\circ$$

де γ - кут комутації при $I_{d \max}$,

δ – кут відведення запираючих властивостей тиристора

$$\delta = \frac{t_{\text{вм}}}{0,02} \cdot 360^\circ, \quad (34)$$

$$\delta = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,02} \cdot 360^\circ = 1,8^\circ,$$

$$\delta = \frac{t_{\text{вм}}}{0,02} \cdot 360^\circ, \quad (35)$$

$$\delta = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,02} \cdot 360^\circ = 1,8^\circ,$$

$t_{\text{вим}} = 100 \text{ мкс}$ – час вимикання тиристора Т 132 -400;

$\Delta\alpha = 3^\circ$ – допустима асиметрія імпульсів.

Значення кута комутації при $I_{\max} = 2,5 \cdot I_H$

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha_H - \frac{pX_T 2.5I_H}{\pi E_{d0}} \right) - \alpha_H \quad (36)$$

$$\gamma = \arccos \left(\cos 31.8^\circ - \frac{6 \cdot 0.236 \cdot 2.5 \cdot 26}{\pi \cdot 277} \right) - 31.8^\circ = 10.1^\circ$$

де α_H - значення номінального кута, що відповідає номінальному режиму роботи двигуна,

$$\alpha_H = \arccos \left(\frac{U_H + I_H \cdot a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{X_T \cdot m}{2\pi} \right)}{E_{d0}} \right) \quad (37)$$

$$\alpha_H = \arccos \left(\frac{220 + 26 \cdot 2 \cdot \left(0.1091 + \frac{0.236 \cdot 3}{2\pi} \right)}{277} \right) = 31.8^\circ$$

За наведеним рівнянням розраховані фазові характеристики $\alpha = f(U_y)$ випрямляючих мостів груп "Вперед" та "Назад", дані розрахунку наведені в таблиці 3.3. Фазові характеристики реверсивного тиристорного перетворювача наведено на рисунку 7.

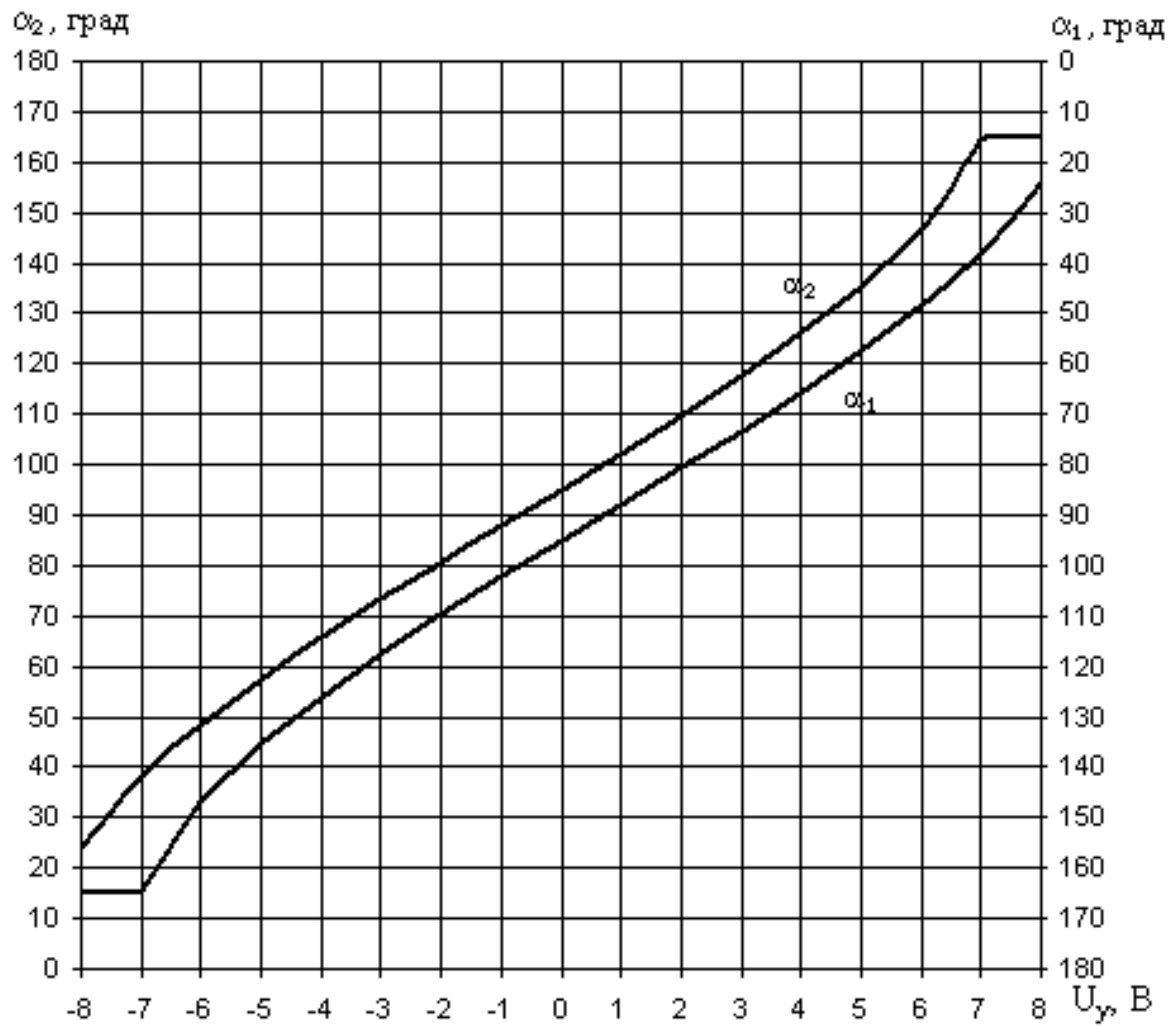


Рисунок 7 – Фазові характеристики РТП

Таблиця 3.3 - Фазові та регулювальні характеристики СІФК та реверсивного ТП при $1 + 2 > 180^\circ$

U_y В	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7
	ГРУПА VSF ("ВПЕРЕД")														
α_1 град	164	147	135	126	118	110	102	95	88	81	73	66	57	48	38
E_{d1} В	-267	-232	-197	-163	-128	-93	-59	-24	10	45	80	114	149	183	218
	ГРУПА VSB ("Назад")														
α_2 , град	38	48	57	66	73	81	88	95	102	110	118	126	135	147	164
E_{d2} В	-218	-183	-149	-114	-80	-45	-10	24	59	93	128	163	197	232	267

Загальний вигляд реверсивного тиристорного перетворювача приведено на рисунку 8, в Додаток А приведено його параметри.

Рисунок 8 – Структурна схема реверсивного тиристорного перетворювача

3.4 Розрахунок та побудова регулювальних та зовнішніх характеристик

При синусоїдальній опорній напрузі Е.Д.С. тиристорного перетворювача

$$E_d = -E_{do} \cdot \frac{U_y}{U_{on.m}} \pm E_{do} \cdot \cos \alpha_{noc}, \quad (38)$$

$$E_0 = -277 \cdot \frac{U_y}{8} \pm 277 \cdot \cos 95^\circ = -34,6 \cdot U_y \pm 24,12,$$

яким розраховані регулювальні характеристики випрямлювальних груп VSF і VSB. Дані розрахунку представлені у таблиці 3.3, але в рис. 3.7 – регулювальні характеристики $E_d = f(\alpha)$. Знак "–" приймається для групи "Вперед".

Максимальне значення ЕРС перетворювача для безпечного інвертування при $\alpha_{max} = 165^\circ$ визначається за виразом

$$E_{d \max} = E_{do} \cos \alpha_{\max} \quad (39)$$

$$E_{d \max} = 277 \cdot \cos 165^\circ = -267,7 \text{ В.}$$

Коефіцієнт підсилення перетворювача визначиться за наступною формулою

$$K_{\text{П}} = \frac{E_{d0}}{U_{on.m}} \quad (40)$$

$$K_{\text{П}} = \frac{277}{8} = 34,6$$

Зовнішня характеристика тиристорного перетворювача $U_d = f(I)$ при $\alpha = \text{const}$ (однієї силових вентилів) з режимом безперервного струму, що буде відповідати схемі заміщення реверсивного перетворювача (рисунок 8) і відповідно може бути представлена виразом

$$U_d = E_{d0} \cos \alpha - a_\epsilon \cdot \Delta U_\epsilon - a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{X_T m}{2\pi} \right) I_d \quad (41)$$

$$U_d = 277 \cos \alpha - 2 \cdot 2 - 2 \cdot \left(0,1091 + \frac{3 \cdot 0,236}{2\pi} \right) I_d$$

де $a_\epsilon = 2$ – значення для мостової схеми випрямлення визначається за таблицею (див. табл. 3.1);

$R_m = 0,1091$ Ом – значення активного опору фази трансформатора;

$X_m = 0,236$ Ом – значення індуктивного опору фази трансформатора.

$$U_d = 277 \cdot \cos \alpha - 4 - 0,443 \cdot I_d . \quad (42)$$

При значенні $\lambda = \frac{2\pi}{3}$ в граничному режимі

$$I_{dGP} = \frac{E_{d0} \cdot \sin \alpha}{314 \cdot L_E} \left(1 - \frac{\pi}{p} \cdot \text{ctg} \frac{\pi}{p} \right) \quad (43)$$

$$I_{dGP} = \frac{277 \cdot \sin \alpha}{314 \cdot L_E} \left(1 - \frac{\pi}{6} \cdot \text{ctg} \frac{\pi}{6} \right) = 3,22 \cdot \sin \alpha ; \quad (44)$$

$$U_{dGP} = E_{d0} \cdot \cos \alpha - a_\epsilon \cdot \Delta U_\epsilon - I_{dGP} \cdot a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{m \cdot X_T}{2\pi} \right) \quad (45)$$

$$U_{dGP} = 277 \cdot \cos \alpha - 2 \cdot 2 - I_{dGP} \cdot 0,443 \quad (46)$$

Регулювальні характеристики РТП.

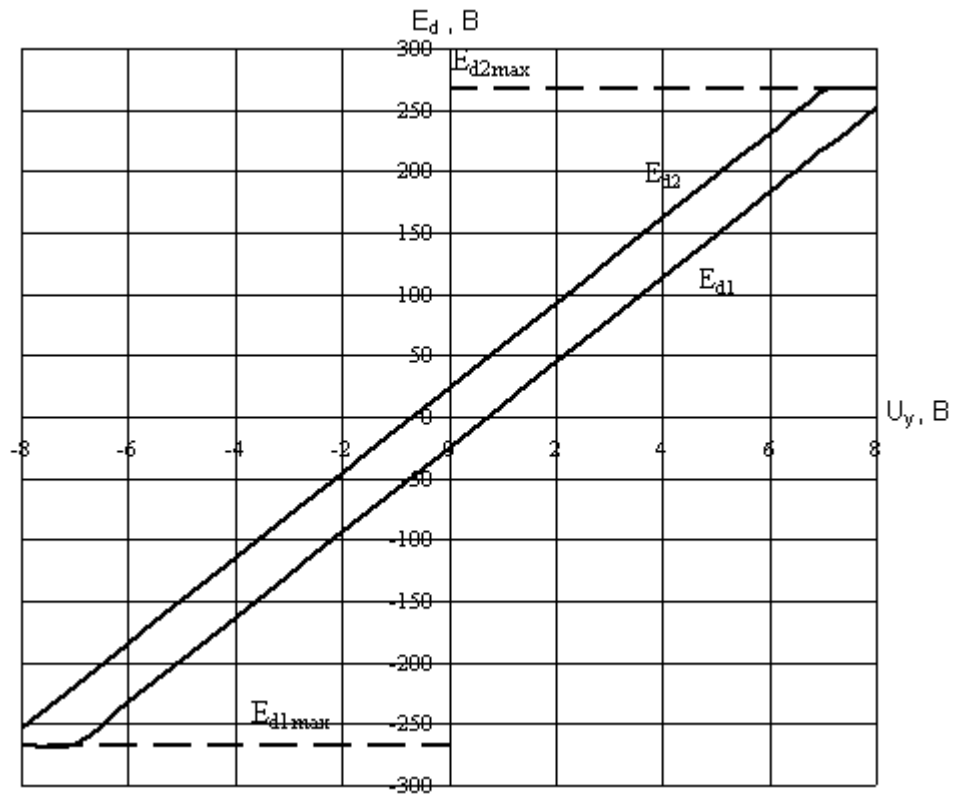


Рисунок 8 – Регулювальні характеристики реверсивного тиристорного перетворювача

Для розрахунку можна використовувати схема заміщення реверсивного перетворювача, яка працює на навантаження з двигуном

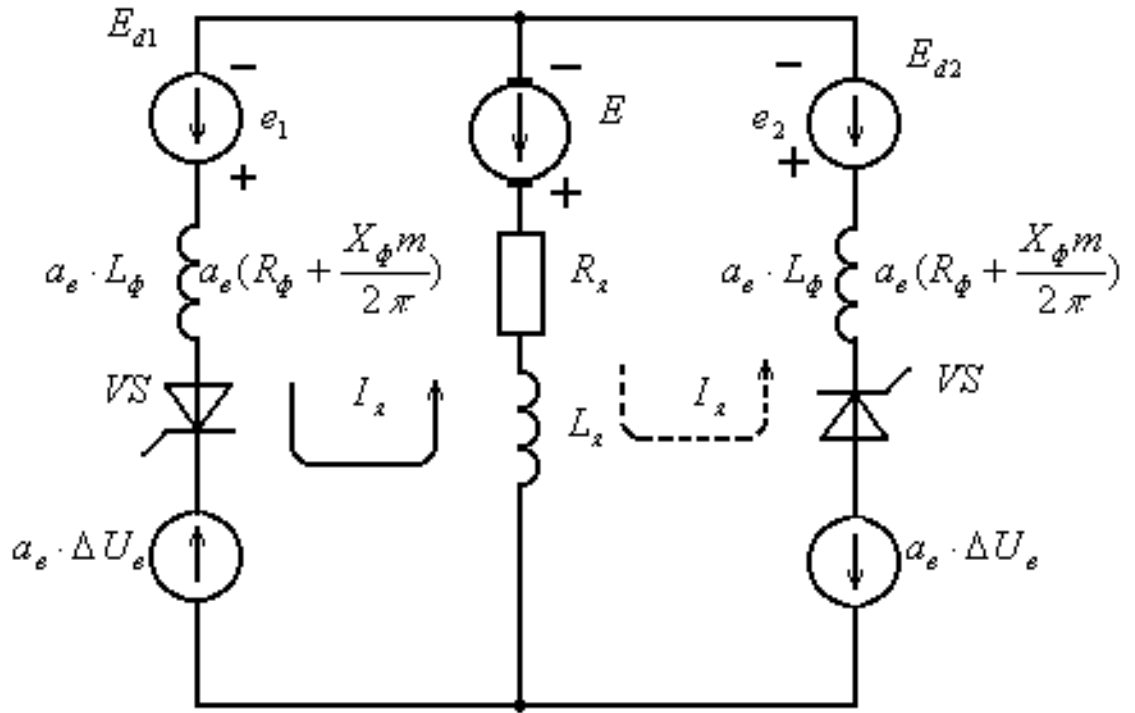


Рисунок 9 – Схема заміщення реверсивного тиристорного перетворювача з навантаження у вигляді двигуна

У безперервному режимі напруга та струм визначаються за такими формулами:

$$U_d = \frac{E_{2ml}}{\lambda} \cdot \left[\sin \left(\lambda + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) - \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) \right]; \quad (47)$$

$$I_d = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{E_{2ml} \cdot \sin \frac{\lambda}{2}}{\omega_o \cdot L_\gamma \cdot 10^{-3}} \cdot \sin \left(\frac{\lambda}{2} - \frac{\pi}{6} + \alpha \right) \cdot \left(1 - \frac{\lambda}{2} \operatorname{ctg} \frac{\lambda}{2} \right), \quad (48)$$

де E_{2ml} – амплітуда лінійної ЕРС вторинної обмотки трансформатора;

$$\omega_0 = 2\pi f_c \quad (49)$$

$$\omega_0 = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314 \text{ c}^{-1}$$

$$L_e = a_e \cdot L_T + L_\gamma \quad (50)$$

$$L_e = 25,5 \text{ мГн}$$

При

$$\lambda = 0 \ (I_d = 0) \ \alpha \leq 30^\circ \quad (51)$$

$$U_d = E_{2m\lambda} = 205 \cdot \sqrt{2} = 290 \text{ В},$$

а при $\alpha = 30^\circ$

$$U_d = E_{2m\lambda} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) = 290 \cdot \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right). \quad (52)$$

За наведеними формулами розраховані залежності $U_d = f(I_d)$ (таблиця 3.4) за різних кутів α , які представлені на рисунку 10.

Зовнішні характеристики реверсивного тиристорного перетворювача.

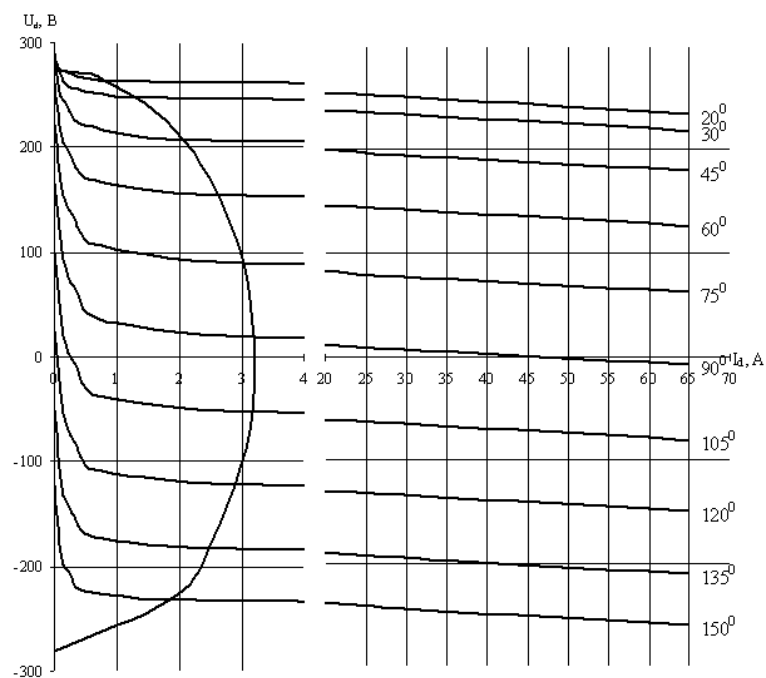


Рисунок 10 – Зовнішні характеристики реверсивного перетворювача

Таблиця 3.4 - Залежності $U_d = f(\alpha)$, $\alpha = \text{var}$.

α , град			20	$I_{\text{дрп}}$, А			1,1	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,0	0,1	0,2	1,1	13	26	65
U_d , В	290	283	276	266	256	251	245	227
α , град			30	$I_{\text{дрп}}$, А			1,6	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,1	0,1	0,3	1,6	13	26	65
U_d , В	290	272	261	247	235	230	224	207
α , град			45	$I_{\text{дрп}}$, А			2,3	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,1	0,2	0,5	2,3	13	26	65
U_d , В	280	241	224	206	191	186	180	163
α , град			60	$I_{\text{дрп}}$, А			2,8	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,1	0,3	0,6	2,8	13	26	65
U_d , В	251	193	172	150	133	129	123	106
α , град			75	$I_{\text{дрп}}$, А			3,1	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,2	0,3	0,7	3,1	13	26	65
U_d , В	205	132	108	84	66	62	56	39
α , град			90	$I_{\text{дрп}}$, А			3,2	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,2	0,4	0,7	3,2	13	26	65
U_d , В	145	62	37	12	-5	-10	-16	-33

α , град			105	$I_{\text{дрп}}$, А			3,1	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,2	0,4	0,7	3,1	13	26	65
U_d , В	75	-12	-37	-60	-77	-81	-87	-105
α , град			120	$I_{\text{дрп}}$, А			2,8	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,2	0,3	0,6	2,8	13	26	65
U_d , В	0	-86	-108	-129	-144	-148	-154	-171
α , град			135	$I_{\text{дрп}}$, А			2,3	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,2	0,3	0,5	2,3	13	26	65
U_d , В	-75	-153	-172	-188	-201	-206	-211	-229
α , град			150	$I_{\text{дрп}}$, А			1,6	
λ , град	0	35	45	55	60			
I_d , А	0	0,1	0,2	0,4	1,6	13	26	65
U_d , В	-145	-210	-224	-235	-245	-250	-255	-273

3.5 Розрахунок енергетичних характеристик

Перетворювачі оцінюють за коефіцієнтом потужності χ та ККД.

Коефіцієнт потужності χ визначається як співвідношення активної потужності, що відповідно споживається перетворювачем P , до повної сумарної потужності S (потужності, що здається, для несинусоїдальних струмів).

$$\chi = \frac{P}{S}. \quad (53)$$

Повна та активна потужності, що споживаються з мережі в загальному випадку несинусоїдальної напруги та струмів

$$S = m \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi} ; \quad (54)$$

$$P = m \cdot U_{1\phi(1)} \cdot I_{1\phi(1)} \cdot \cos \phi_{1(1)} + \sum_{k=2}^{\infty} m \cdot U_{1\phi(n)} \cdot I_{1\phi(n)} \cdot \cos \phi_{1(n)} , \quad (55)$$

де $U_{1\phi(1)}, I_{1\phi(1)}$ – значення фазних первинних діючих значень основних гармонік напруги та струму;

$U_{1\phi(n)}, I_{1\phi(n)}$ – діючі значення фазної напруги та струму перших гармонік;

$\phi_{1(1)}$ – значення куту зсуву між векторами основних гармонік фазних напруг та струмів;

$\phi_{1(n)}$ – значення куту зсуву між векторами напруги та струму вищих гармонік.

У випадку $U_{1\phi} = U_{1\phi(1)}$, що справедливо для потужних мереж, коефіцієнт спотворення за напругою

$$v_u = \frac{U_{1\phi(1)}}{\sqrt{U_{1\phi(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} U_{1\phi(n)}^2}} = 1, \quad (56)$$

а за струмом

$$v_i = \frac{I_{1\phi(1)}}{\sqrt{I_{1\phi(1)}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{1\phi(n)}^2}} \quad (57)$$

значення величини якого для трифазного мостового випрямляча буде визначатися

$$\nu_i = \frac{\pi}{3}. \quad (58)$$

Значення активної потужності, яка споживається з мережі

$$P_1 = 3 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\phi_{1(1)}), \quad (59)$$

де

$$\cos(\phi_{1(1)}) = \cos \alpha, \quad (60)$$

а коефіцієнт потужності без врахування процесу комутації визначається за формулою

$$\chi = g_i \cdot \cos \phi_{1(1)}. \quad (61)$$

Для керованого мостового випрямляча з врахуванням комутаційного процесу ($\alpha = 30^\circ$), тоді коефіцієнт потужності буде розраховуватися за формулою:

$$\chi = \frac{3}{\pi} \cdot \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right] \cdot \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2}, \quad (62)$$

де

$$\nu_i = \frac{3}{\pi} \cdot \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right]. \quad (63)$$

Значення коефіцієнту спотворення кривої первинного струму з врахуванням комутаційних процесів.

Активна та реактивна потужності за першою гармонікою струму

$$P = m \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi(1)} \cdot \cos \phi_{1(1)} ; \quad (64)$$

$$Q = m \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi(1)} \cdot \sin \phi_{1(1)} , \quad (65)$$

де

$$\cos \phi_{1(1)} = \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} ; \quad (66)$$

$$\sin \phi_{1(1)} = \sqrt{1 - \cos^2 \phi_{1(1)}} . \quad (67)$$

Потужність спотворення (дисторції)

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} . \quad (68)$$

Розрахуємо та побудуємо залежності S, P, Q, D $\chi = f(\alpha)$ для спроектованого тиристорного перетворювача при зміні α від $\alpha_{\min}$ до $\alpha_{\max}$ у режимі безперервного струму та умови незмінної гладкої складової випрямленого струму $I_d = 50 \text{ A}$.

Послідовність розрахунку має наступні етапи для визначення величини:

1. Вторинний лінійний струм (обмотка з'єднана за схемою зірка)

$$I_{2л} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_{dл} \quad (70)$$

$$I_{2л} = 0,816 \cdot 50 = 41 \text{ A}.$$

2. Первинний фазний струм (обмотка з'єднана трикутником)

$$I_{1\phi} = \frac{I_{1л}}{\sqrt{3}} \quad (71)$$

$$I_{1\phi} = \frac{22}{\sqrt{3}} = 13 \text{ A},$$

3. Значення першої гармоніки первинного фазного (лінійного) струму

$$I_{1\phi(1)} = \nu \cdot I_{1\phi}. \quad (72)$$

4. Значення коефіцієнту спотворення струму з урахуванням комутації

$$\nu = \frac{m}{\pi} \cdot \left(1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right), \quad (73)$$

де γ – значення куту комутації

$$\gamma = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{p x_T \cdot I_{dH}}{\pi \cdot E_{d0}} \right) - \alpha, \quad (74)$$

де α – кут відкриття тиристора. У розрахунках приймається від $\alpha_{\min} = 15^\circ$ до

$$\alpha_{\max} = 180^\circ - \beta_{\min} = 165^\circ;$$

$p = 6$ - число пульсацій випрямленого струму;

$E_{d0} = 277 \text{ В}$ - значення максимальної випрямленої ЕРС при $\alpha = 0$;

$X_m = 0,236 \text{ Ом}$ – значення індуктивного опору фази трансформатора.

5. Повна потужність

$$S = 3 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \quad (75)$$

$$S = 3 \cdot 380 \cdot 13 = 14558 \text{ ВА}$$

6. Активна потужність

$$P = 3 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi(1)} \cdot \cos \phi_{1(1)} \quad (76)$$

7. Реактивна потужність

$$Q = 3 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi(1)} \cdot \sin \phi_{1(1)} \quad (77)$$

8. Коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{3}{\pi} \cdot \left[1 + \frac{\gamma}{4\pi} - \frac{\gamma^2}{24} \right] \cdot \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \quad (78)$$

9. Потужність дисторції

$$D = \sqrt{S^2 - (P^2 + Q^2)} \quad (79)$$

Результати розрахунків залежностей $S, P, Q, D, \chi = f(\alpha)$ представлені в таблиці 3.5 та на рисунок 11 – 12.

К.П.Д. - відношення потужності P_d , що віддається випрямлячем, до споживаної з мережі активної потужності P .

$$\eta = \frac{P_d}{P} \quad (80)$$

При малих значеннях пульсацій кривої випрямленого струму I_d , з врахуванням величини струму на згладжувальному реакторі

$$P_d = U_d \cdot I_d, \quad (81)$$

де

$$U_d = E_{do} \cdot \cos \alpha - a_\epsilon \cdot \Delta U_\epsilon - I_d \cdot a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{X_T \cdot m}{2 \cdot \pi} \right) \quad (82)$$

значення випрямленої напруги на виході перетворювача;

$I_d = I_{ян} = 26$ А - номінальний струм двигуна.

Тоді:

$$\eta = \frac{E_{do} \cdot I_d \cdot \cos \alpha - a_\epsilon \cdot \Delta U_\epsilon \cdot I_d - I_d^2 \cdot a_\epsilon \cdot \left(R_T + \frac{X_T \cdot m}{2 \cdot \pi} \right)}{3 \cdot U_{1\phi} \cdot I_{1\phi} \cdot \cos \alpha}. \quad (83)$$

Визначимо номінальне значення коефіцієнту корисної дії, розрахуємо та побудуємо залежності $\eta = f(I_d)$ при $\alpha = \alpha_n$, та $\eta = f(\alpha)$ при $I_d = I_n$.
Вихідні дані для розрахунку: $E_{d0} = 277$ В; $I_n = 26$ А; $\Delta U_\epsilon = 2$; $a_\epsilon = 2$;
 $U_{1\phi} = 380$ В; $I_{1\phi n} = 6,6$ А; $R_m = 0,1091$ Ом; $X_m = 0,236$ Ом; $m=3$; $\cos \varphi = \cos \alpha$; $v=1$.

Таблиця 3.5 – Результати розрахунку енергетичних характеристик

α , град	γ , град	γ , рад ий	v	$\cos\varphi_{1(1)}$	$\sin\varphi_{1(1)}$	$I_{1\Phi(1)}$, А	S, ВА	Q, Вар	P, Вт	D, ВА	χ
15	7,5	0,13	0,964	0,9448	0,3277	12,3	14558	4600	13262	3858	0,91
35	4,0	0,07	0,960	0,7980	0,6027	12,3	14558	8423	11153	4072	0,77
55	2,9	0,05	0,959	0,5524	0,8336	12,2	14558	11634	7710	4141	0,53
75	2,5	0,04	0,958	0,2377	0,9713	12,2	14558	13549	3315	4167	0,23
90	2,4	0,04	0,958	-0,0212	0,9998	12,2	14558	13944	-295	4171	0,00
95	2,4	0,04	0,958	-0,1083	0,9941	12,2	14558	13866	-1511	4170	0,10
115	2,7	0,05	0,958	-0,4438	0,8961	12,2	14558	12504	-6192	4154	0,43
135	3,5	0,06	0,959	-0,7283	0,6853	12,3	14558	9572	-10172	4102	0,70
150	5,3	0,09	0,962	-0,8872	0,4614	12,3	14558	6459	-12419	3996	0,85
160	9,1	0,16	0,966	-0,9608	0,2771	12,3	14558	3897	-13512	3763	0,93

Результати розрахунку представлені у таблицях 3.6, 3.7.

Таблиця 3.6 - Залежність $\eta = f(I_d)$ при $I_n = 31,8^\circ$.

I_d , А	0	2,6	5,2	7,8	10,4	13,0	15,6	18,2	21,3	23,4	26,0	31,2	65,0
$I_{1\Phi}$, А	0,0	0,7	1,3	2,0	2,6	3,3	4,0	4,6	5,4	6,0	6,6	7,9	16,5
η	-	0,93	0,93	0,93	0,92	0,92	0,91	0,91	0,90	0,90	0,89	0,88	0,82

Таблиця 3.7 - Залежності $\eta = f(\alpha)$ при $I_d = I_n = 26$ А та $I_{1\Phi} = 6,6$ А

α	15	25	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85
η	0,90	0,90	0,89	0,89	0,88	0,87	0,86	0,85	0,83	0,80	0,75	0,65	0,34

Примітка. При $\alpha > 90^\circ$ перетворювач працює в інверторному режимі

та $\eta = \frac{P_1}{P_d}$.

За результатами розрахунку приведемо графіки на рисунку 12 та рисунку 13 побудовані залежності $\eta = f(I_d)$ та $\eta = f(\alpha)$.

Залежність $S, P, Q, D = f(\alpha)$

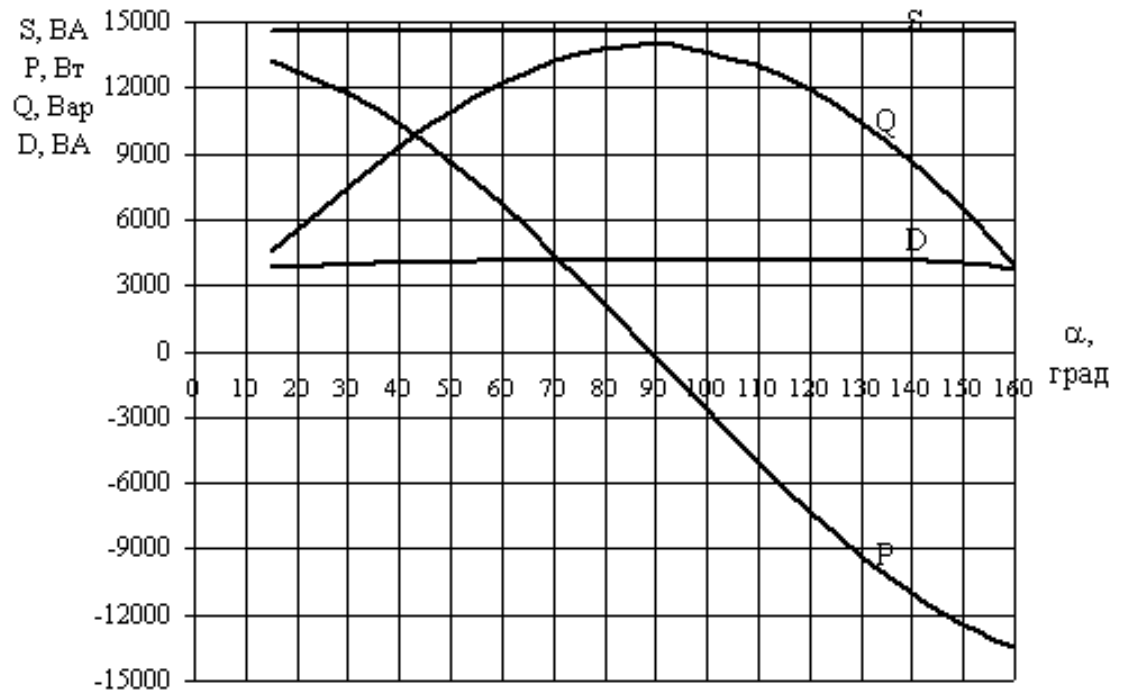


Рисунок 10 – Залежність $S, P, Q, D = f(\alpha)$

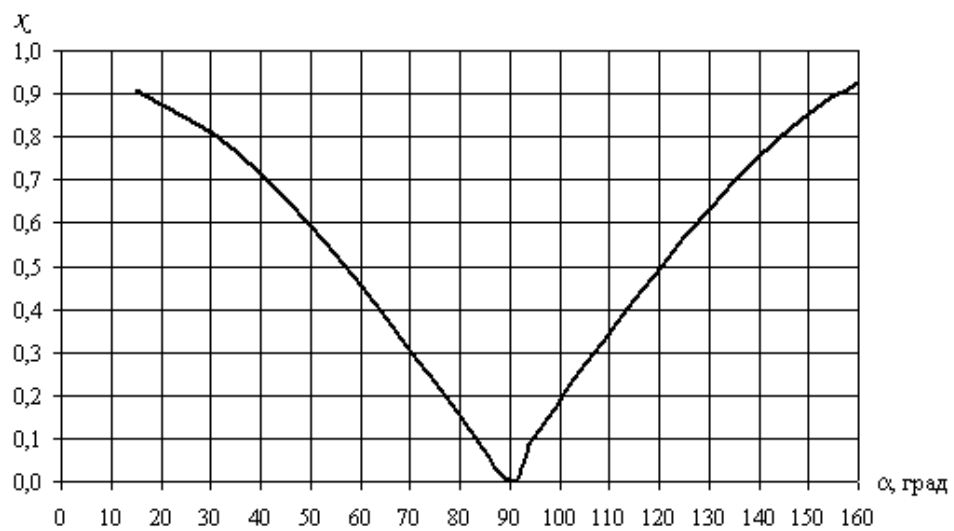


Рисунок 11 – Залежність $\chi = f(\alpha)$

Залежність $\eta = f(I_d)$, при $\alpha_n = 31,8^\circ$.

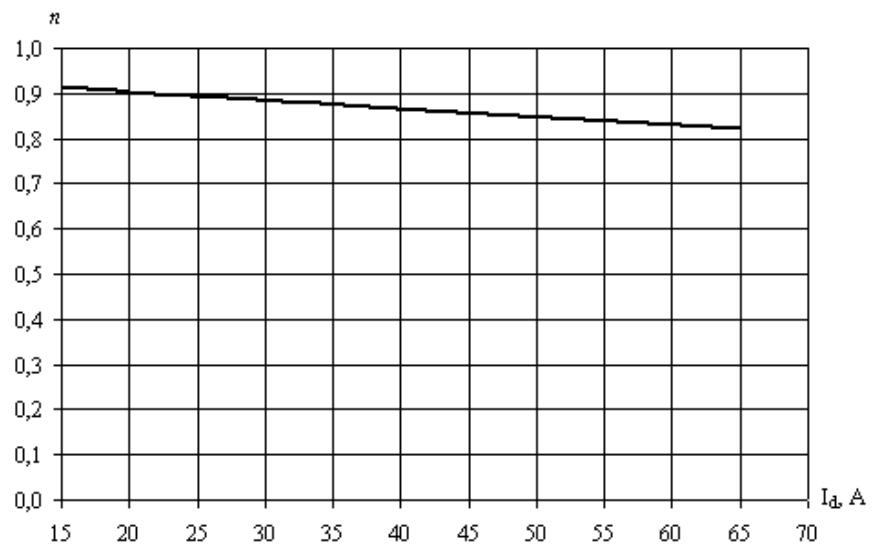


Рисунок 12 – Залежність $\eta = f(I_d)$, при $\alpha_n = 31,8^\circ$

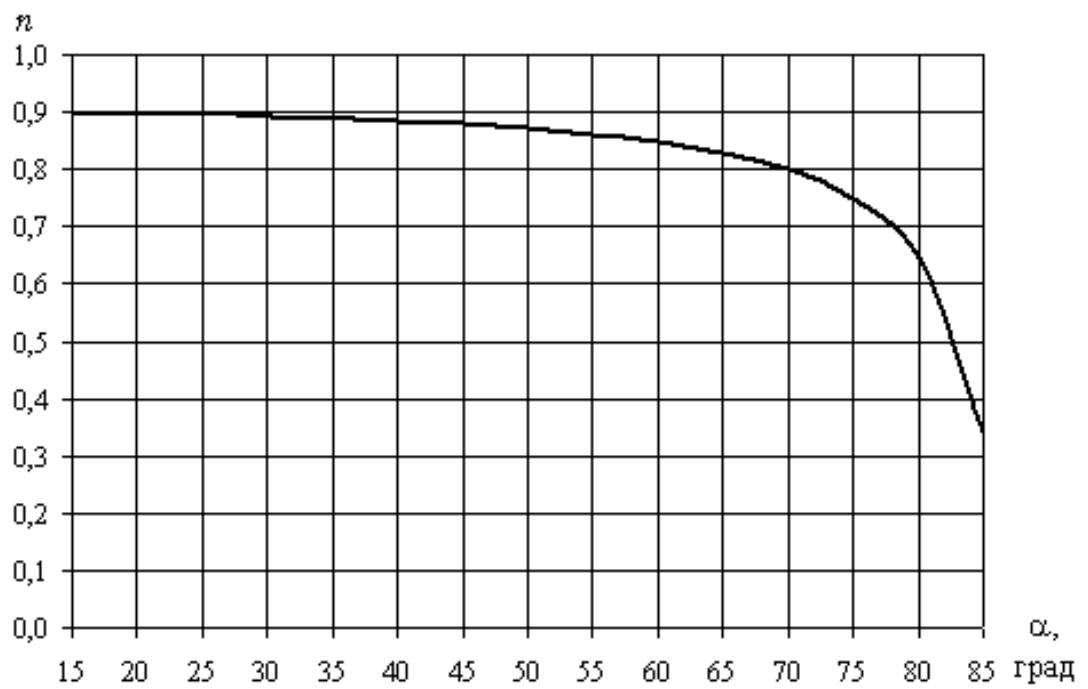


Рисунок 13 – Залежність $\eta = f(\alpha)$, за $I_d = I_n = 26 A, I_{1\phi} = 6,6 A$

4 ЗАХИСТ ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

4.1 Різновиди та причини аварійних режимів реверсивного тиристорного перетворювача

Захист перетворювача, як і будь якого електричного апарату здійснюється від внутрішніх та зовнішніх аварійних режимів. Найчастіше причиною виникнення внутрішніх аварій є вихід з ладу будь якого елементу силової схеми перетворювача. До таких ситуацій відносять:

- а. вихід з ладу тиристорів силового мосту,
- б. включення одночасно зустрічно-паралельних елементів реверсивного тиристорного перетворювача з роздільним керуванням групами.

Також можуть виникати аварійні ситуації, що спричинені зовнішніми впливами, а саме:

- а. значні перевантаження;
- б. короткі замикання, що можуть виникати на шинах постійного та змінного струму;
- в. однофазне та двофазне перекидання інвертора.

У вентильних перетворювачах виникають аварійні режими, що супроводжуються неприпустимими за значенням та тривалістю струмами через вентилі, струмами короткого замикання; перекидання інвертора; поява надмірних зрівняльних струмів у реверсивних ТП із спільним керуванням тиристорними групами; відмикання тиристорів у непрацюючій групі (робота групи на групу) у реверсивних ТП з роздільним керуванням вентильними групами.

Внутрішні к.з. виникають через втрати тиристором замикаючих властивостей та закорочування р-n структури (пробою тиристора).

Причинами, що призводять до пробою тиристора можуть віднести: висока швидкість зростання струму (більше $20\div 200$ А/мкс), деформації та

пошкодження механічної цілості р–п структури при надмірному струмі, руйнування її при циклічних струмових навантаженнях перетворювача.

Перекиданням інвертора може бути наслідком неправильної комутації струму з одного вентиля на інший. У перетворювачах, що мають трифазну мостову схему, можуть виникнути однофазні і двофазні перекидання інвертора. При першому випадку аварійний струм починає протікати через два тиристори, що з'єднані з однією фазою трансформатора, який у цьому випадку працює в режимі холостого ходу. У другому випадку струм протікає через два тиристори та дві фази трансформатора. У ті напівперіоди змінної напруги, коли лінійна напруга трансформатора діє відповідно до напруги джерела постійного струму, відбувається швидке наростання аварійного струму.

Перекидання інверторів виникають внаслідок пропуску відмикання чергового тиристора (у трифазній бруківці це призводить до двофазного, а потім до однофазного перекидання), зниження напруги мережі змінного струму, що призводить до збільшення струму інвертора і кута комутації, який може стати більше кута випередження.

Причиною перекидання інвертора інколи буває стрибок керуючого напруги на вході системи фазового керування, що може зміститися в сторону збільшення кута випередження, або при відкриванні тиристора під дією імпульсів перешкод на керуючому електроді, перенапруг або високої швидкості наростання напруги на тиристорі в прямому напрямку.

Надструми в контурі зрівнювальних струмів виникають у реверсивних вентильних перетворювачах із спільним керуванням внаслідок зміщення співвідношення $\alpha_1 + \alpha_2 \geq 180^\circ$, що може призвести до появи постійної складової в зрівняльному струмі, насичення зрівнюючих аварійних реакторів та швидкого наростання.

Відмикання тиристорів у непрацюючій групі (відкриття групи на групу) у реверсивних перетворювачах з роздільним керуванням вентильними групами відбувається при подачі на них керуючих імпульсів внаслідок

несправностей у системі роздільного керування або короткочасного зникнення та відновлення напруги власних потреб.

Вимоги полягають в тому, що захист перетворювачів повинен діяти при зовнішніх та внутрішніх к. з., при виникненні аварійних струмів між тиристорними групами та при перекиданні інвертора. При зовнішніх к.з. і перекиданні інвертора захист повинен відключати перетворювач з боку постійного струму.

Крім того, за зовнішніх к.з. бажана легалізація аварійного струму за місцем (запобігання переходу аварійного струму на наступні по порядку комутації у схемі вентилі) та за часом (обмеження струму к.з. першої напівхвилі), що повинно забезпечуватися пристроєм захисту керуючого електрода, який знімає або зсуває до межі інверторного режиму керуючих імпульсів. При перекиданнях інвертора цей захист є неефективним.

При внутрішніх к.з. захист повинен відключати весь перетворювач або пошкоджений тиристор (захист по електроду, що управляє, при цьому повинен зняти або зрушити до межі інверторного режиму управляючі імпульси).

При появі аварійних струмів між тиристорними групами захист повинен розімкнути ланцюг аварійного струму або відключити перетворювач від мережі.

Основні вимоги до апаратів та пристроїв захисту полягають у наступному:

- а. Максимальна швидкодія. Зі зростанням тривалості перебігу аварійного струму збільшуються розміри пошкоджень перетворювача, а при перекиданнях інвертора зростає абсолютне значення аварійного струму. Мала теплоємність кремнієвого елемента та обумовлена нею висока чутливість тиристорів до значення та тривалості протікання аварійних струмів визначають високі вимоги до швидкодії захисту тиристорних перетворювачів.

- b. Селективність. Вимкнення лише пошкоджених вентилів без порушення роботи справних вентилів та перетворювача в цілому. У той же час при спрацьовуванні захисту, що відключає перетворювач в цілому, не повинен спрацьовувати захист, що відключає вентилі.
- c. Чутливість. Забезпечення спрацьовування захисту за можливо менших значень аварійних струмів.
- d. Надійність, перешкодостійкість, простота налаштування та обслуговування.

4.2 Вибір захисних апаратів

Автоматичні вимикачі є захисними апаратами багаторазової дії та призначені для захисту вентильних перетворювачів від зовнішніх коротких замикань, перекидання інвертора та перевантажень по струму. Вимикачі встановлюються на стороні змінного та випрямленого струму.

Місце включення автоматичних вимикачів у схемах вентильних перетворювачів визначається тими найімовірнішими аварійними режимами, від яких передбачається захист. При цьому повинна враховуватись специфіка роботи перетворювача, вимоги захисту вентилів та селективності відключення пошкодженого ланцюга.

Автоматичні вимикачі змінного струму встановлюються в перетворювачах, що живляться від мережі 380, на первинній стороні трансформатора в трансформаторному варіанті. На стороні змінного струму встановлюються автоматичні вимикачі промфактор FMC3/3U 200A 8-12In (FMC33U0200) SF1 на напругу 380В з протіканням номінального струму $I_n=200\text{A}$; тепловий розчіплювач на 50 А; електромагнітний розчіплювач на 200 А; уставка струму спрацьовування: теплового розчіплювача на 50 А; електромагнітного розчіплювача не менше $2,75 \cdot I_n = 2,75 \cdot 26 = 71,5 \text{ A}$.

На стороні постійного струму встановлюються автоматичні вимикачі компанії «Електроточка» А3700 SF2 [2] на випрямлену напругу 220В з перебігом номінального струму $I_n=160$ А; тепловий розчіплювач на 32 А; електромагнітний розчіплювач на 160 А; уставка струму спрацьовування: теплового розчіплювача на 37 А; електромагнітного розчіплювача не менше $2,75 \cdot I_n = 2,75 \cdot 26 = 71,5$ А.

Власний час відключення А3700 з дистанційним розчіплювачем напівпровідникового типу трохи більше 10 мс.

Для комутації якірного ланцюга при короткочасних зупинках електроприводу передбачаються контакти лінійного контактора КМ (див. рис. 3.1).

Процеси, що протікають у вентильних перетворювачах, часто супроводжуються перенапругами, які, впливаючи на вентилі, можуть призвести до їх пробою, що викликає, як правило, коротке замикання.

Основними видами перенапруг є:

- а. Мережеві перенапруги, обумовлені дією комутаційної мережевої апаратури або атмосферних явищ.
- б. Схемні перенапруги характеру, що неповторюється, пов'язані з дією комутаційної апаратури вентильного перетворювача. Це перенапруги, пов'язані з включенням живильного трансформатора, підключенням вентильного перетворювача до джерела змінної напруги, відключенням трансформатора живлення, а також відключенням струму навантаження за допомогою автоматичного вимикача.
- в. Схемні повторювані перенапруги - вони обумовлені роботою вентилів у силовій схемі і є або резонансними, або комутаційними.
- г. Резонансні перенапруги пов'язані зі споживанням мережі несинусоїдального струму і переривчастим режимом роботи перетворювача.

д. Комутаційні схемні перенапруги викликаються періодичним переходом вентилів із закритого стану у відкритий та назад. Вони характеризуються (за відсутності обмежувальних пристроїв) крутим фронтом (до 1000 В/мкс) та значною амплітудою (до 10 – кратного значення по відношенню до робочої напруги).

Для обмеження перенапругення широко застосовуються накопичувачі енергії - конденсатори, що входять до складу RC - ланцюжків. З метою захисту від комутаційних перенапруг, що надходять з мережі живлення, при комутаціях трансформатора і ланцюгів навантаження RC - ланцюжки включають на вторинній стороні трансформатора по одній зі схем, наведених на рисунок 14.

З урахуванням параметрів трансформатора, що живить, ємність демпфуючого конденсатора C_3 (C_4 , C_5) в захисних ланцюгах трифазних схем випрямлення (рисунок 14) визначиться за формулою

$$C_3 = \frac{S_{ном} \cdot I_0 \cdot 10^7}{6\pi \cdot f \cdot (U_{н.т.}^2 - U_{обр.мак}^2)} , мкФ \quad (84)$$

де S – значення потужності трансформатора, кВА;

$U_{зв.мак}$ – амплітудне значення зворотної (прямої) напруги на тиристорі, В;

$U_{н.т}$ – максимально-допустима напруга для тиристорів, що захищаються;

I_0 - Струм холостого ходу трансформатора, А.

Схеми включення RC – ланцюжків

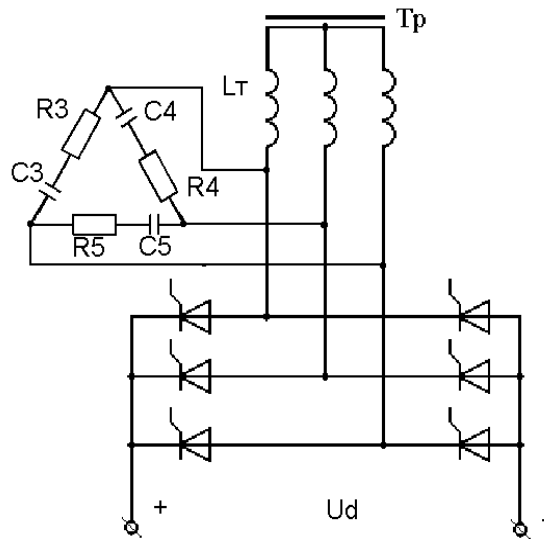


Рисунок 14 – Схема застосування елементів захисту тиристорного випрямляча

Оскільки у нас $S_{ном} = 14,6 \text{ A}$, $I_0 = 0,1 \cdot 6,6 = 0,66 \text{ A}$,
 $U_{H.T} = 400 \text{ B}$, $U_{зв.макс} = 290 \text{ B}$, то

$$C3 = \frac{14,6 \cdot 0,66 \cdot 10^7}{6 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot (400^2 - 290^2)} = 1,35 \text{ мкФ}.$$

Зарядка конденсатора відбувається в результаті перенапруг, і в свою чергу у контурі LC виникає коливальний процес переходу електромагнітної енергії в електростатичну та назад. Налаштування коливального контуру на аперіодичний процес відбувається завдяки послідовному встановленню резистор R3 з конденсатором, при цьому опір має бути більшим за двократне значення хвильовий опір цього контуру.

$$R3 \geq 2 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot L_T}{C}} \quad (85)$$

$$R_3 = 2 \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot 0,751 \cdot 10^{-3}}{1,35 \cdot 10^{-6}}} = 81,8 \text{ Ом}.$$

Для захисту отриманої системи від комутаційних перенапруг застосовуються RC – ланцюжки, включені паралельно тиристорам (рисунок 15).

Схема включення RC – ланцюжки

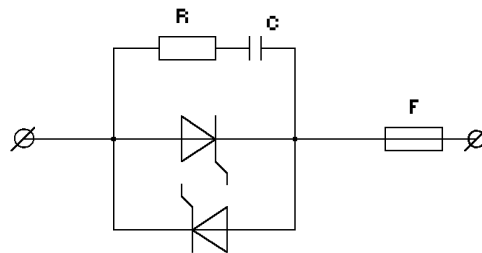


Рисунок 15 – Схема включення RC ланцюгу в плеча фази

Значення максимального зворотного струму

$$I_{R\max} = \frac{E_{d0}}{2 \cdot \omega_0 \cdot L_T} \cdot \omega_0 \cdot \tau \cdot \sin(\alpha_n + \gamma), \quad (86)$$

$$I_{R\max} = \frac{277}{2 \cdot 0,751 \cdot 10^{-3}} \cdot 25 \cdot 10^{-6} \cdot \sin(31,8^\circ + 10,1^\circ) = 3,1$$

де $\tau = 25 \text{ мкс}$ – час відновлення вентиля Т132 - 400.

Опір R:

$$R = \frac{U_{H.T.}}{I_{R\max}} \quad (87)$$

$$R = \frac{400}{3,1} = 130 \text{ Ом}.$$

Ємність конденсатора C

$$C = \frac{e_{\kappa} \cdot I_{R\max}^2}{\omega_0 \cdot I_{TRM} \cdot U_{H.T.}} \quad (88)$$

$$C = \frac{0,052 \cdot 3,1^2}{314,2 \cdot 1030 \cdot 400} = 3,8 \text{ нФ},$$

де $e_{\kappa} = 5,2\%$ – напруга короткого замикання трансформатора,

$I_{TRM} = 1030 \text{ А}$ - максимальне значення струму тиристора у відкритому стані.

5 РОЗРАХУНОК І ПОБУДОВА ПЕРЕХІДНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Перехідні характеристики, $\omega, I_a = f(t)$ наведені на рисунок 17 та отримані за моделлю, яка наведена на рисунок 16.

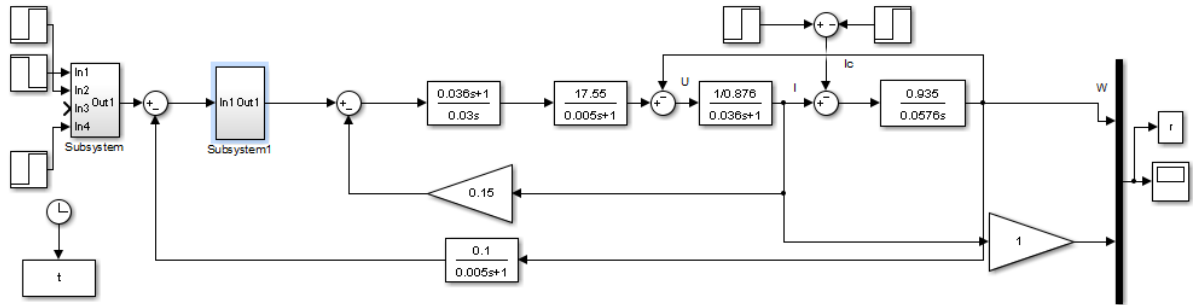


Рисунок 16 — Модель дослідження перехідних характеристик

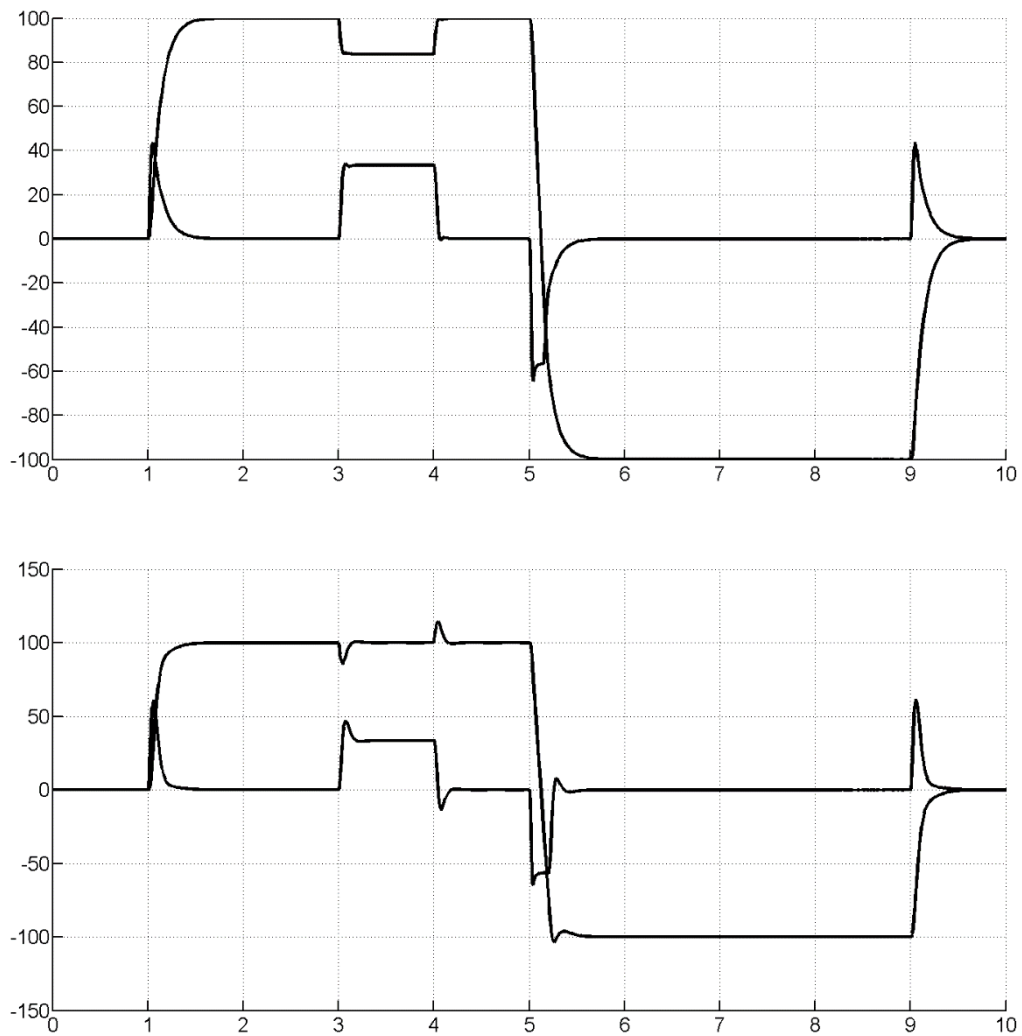


Рисунок 17 — Перехідні характеристики електропривода

Статичні механічні характеристики розраховуються із залежностей

$$\omega = \omega^* - \Delta\omega_{уст}, \quad (89)$$

де $\Delta\omega_{уст}$ — значення похибки, тобто відхилення фактичної швидкості від заданої

$$\Delta\omega_{уст} = M_c \cdot \left(\frac{4T_\mu}{T_m} \right) \cdot \left(\frac{R_d}{(C\Phi_n)^2} \right). \quad (90)$$

$$M_c = C\Phi_n \cdot I_\gamma. \quad (91)$$

$$-I_{\gamma\max} \leq I_\gamma \leq +I_{\gamma\max}. \quad (92)$$

Для нашої САК вихідні значення ЕРС та швидкості пов'язані між собою наступним співвідношенням

$$\omega^* = E^*/C\Phi_n. \quad (93)$$

$$\Delta\omega_{уст} = M_c \cdot \left(\frac{4 \cdot 0,005}{0,058} \right) \cdot \left(\frac{0,876}{(0,935)^2} \right) = 0,346 \cdot M_c.$$

$$\omega = \omega^* - 0,348 \cdot M_c.$$

$$M_n = 0,935 \cdot 33,4 = 31,2 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

$$M_{\max} = 0,935 \cdot 66,8 = 62,4 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

$$\Delta\omega_{устH} = 0,346 \cdot 31,2 = 10,8 \text{ рад/с}.$$

$$\Delta\omega_{уст\max} = 0,346 \cdot 62,4 = 21,6 \text{ рад/с}.$$

$$\frac{\Delta\omega_{устH}}{\omega_H} = \frac{10,8}{99,5} = 10,9\%.$$

$$\frac{\Delta\omega_{уст\max}}{\omega_H} = \frac{21,6}{99,5} = 21,8\%.$$

6 ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОЗРОБЛЕНОГО ТИРИСТОРНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ТА ПРОМИСЛОВОГО АНАЛОГА

Таблиця 5.1 - Порівняльна характеристика розробленого РТП та промислового аналога

Основні характеристики	Розроблений ТП	Промисловий аналог ТП
Номинальний струм, А	50	50
Номинальна напруга,	230	230
Напруга мережі,	380	380
Схема випрямлення	Мостова шестипульсна	мостова шестипульсна
Способи включення	зустрічно-паралельна	зустрічно-паралельна
Спосіб керування	роздільне	роздільне
Тип тиристора	T132-400	T133-400
Кількість тиристорів у плечі, штук	1	1
Згладжуючий дросель	-	-
Наявність запобіжників	-	-
Тип СІФК	Багатоканальне	Багатоканальне
Охолодження РТП	Повітряне природне	Повітряне природне
Автоматичний вимикач на стороні змінного струму	А 3716 Б $I_{y.c.p.t.p} = 37 \text{ А}$ $I_{y.c.p.e.p.} = 630 \text{ А}$	АК63-3М
Автоматичний вимикач на стороні постійного струму	А 3715 Б $I_{y.c.p.t.p} = 37 \text{ А}$ $I_{y.c.p.e.p.} = 600 \text{ А}$	-

ВИСНОВОК

Спроектований тиристорний перетворювач задовольняє вимогою завдання на проектування, має відповідний за технічними даними промисловий аналог. Мостова реверсивна схема випрямлення, порівняно з нульовою схемою випрямлення, зменшує частоту пульсації випрямленого струму.

Даний тиристорний перетворювач спроектований на стандартну мережну напругу 380 В, що дозволяє використовувати її в будь-якому виробництві. Відсутність зрівняльних реакторів та наявність одного тиристора в плечі, робить проект більш економічним та простим в експлуатації та обслуговуванні. Так як обрані тиристори великі по струму, то немає необхідності встановлення плавких запобіжників для захисту вентилів від короткого замикання. Розроблено захист ТП від комутаційних перенапруг загальним ланцюжком RC, який повинен виключити аварійні режими в системі ТП-Д.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Петренко І.А. Основи електротехніки та електроніки: Навч. Посібник для дистанційного навчання: у 2 ч. – Ч.2: Основи електроніки. – К.: Університет «Україна», 2006. – 307 с.
2. Електротехніка. Основи електроніки та схемотехніки [Електронний ресурс]: дистанційний курс / А. А. Щерба, І. А. Петренко, М. Є. Кучеренко – 67,9 авт.арк., 49,8 Мб. – Київ: УПТО НТУУ «КПІ», сертифікат НПМ № 2702, 2012.
3. Щерба А.А., Поворознюк Н.І. Електротехніка. Частина II. електроніка.: Навчальний посібник для студентів вищих навчальних закладів. — Київ: ТОВ "Наш формат", 2013. — 458 с.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти у 4-х т. Під ред. В. І. Сенька. – Т.1: Елементна база електронних пристроїв. – К.: ТОВ “Видавництво Обереги”, 2000.– 300 с.
5. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищ. закл. освіти у 4-х т. Під ред. В.І.Сенька. – Т.2: Аналогові та імпульсні пристрої. – К.: ТОВ “Видавництво Обереги”, 2000 – 510 с.
6. Васильєва Л.Д., Медведенко Б.І., Якименко Ю.І. Напівпровідникові прилади: Підручник. – К.: ІВЦ, “Видавництво «Політехніка» ”, 2003. – 388 с.
7. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемо техніка: теорія і практикum: Навч. посіб. / За ред. А.Г.Соскова. 3-є вид. – К.:Каравела, 2004. – 432 с/
8. Колб А. А. Теорія електроприводу: Навчальний посібник / А. А. Колб, А. А. Колб. – Д.: Національний гірничий університет, 2006. – 511 с

ДОДАТОК А Специфікація