

Український державний університет науки і технологій
Навчально-науковий інститут
"Дніпровський інститут інфраструктури і транспорту"

Кафедра _____ Електрорухомий склад залізниць _____
(повна назва)

«ДО ЗАХИСТУ»

Завідувач кафедри

_____ Афанасов А.М.
(підпис) (ПІБ)

2022 р. червень « _____ »

ДИПЛОМНА РОБОТА
на здобуття освітнього ступеня «бакалавр»

Галузь знань _____ 14 Електрична інженерія _____
(шифр) (назва)

Спеціальність _____ 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка _____
(код) (повна назва)

Освітня програма _____ Електричний транспорт _____
(повна назва)

Тема _____ Розробка тягового широтне-імпульсного
_____ перетворювача електропоїзда постійного
_____ струму

Theme _____ Development of traction width-pulse
_____ converter of a direct current electric train

Керівник дипломної роботи _____ доцент, к. т. н. _____ Білухін Д. С.
(посада) (підпис) (ПІБ)

Нормоконтролер _____ доцент, к. т. н. _____ Білухін Д. С.
(посада) (підпис) (ПІБ)

Студент групи _____ ЕТ19120 _____ Лебедєв В. С.
(група) (підпис) (ПІБ)

Student _____ Lebediev Vladyslav _____
(Family name)

Дніпро 2022

Український державний університет науки і технологій;
Навчально-науковий інститут
"Дніпровський інститут інфраструктури і транспорту"
Факультет «Управління енергетичними процесами»
Факультет «Управління енергетичними процесами» Кафедра «Електрорухомий склад залізниць»
Спеціальність 141 "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка"

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Завідувач кафедри

_____ А.М. Афанасов

" ____ " _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

до дипломної роботи на здобуття освітнього ступеня «бакалавр»

Студента групи ЕТ19120 _____ Лебедєв Владислав Сергійович
(П. І. Б.)

1 Тема дипломної роботи: _____

***Розробка тягового широтне-імпульсного перетворювача
електропоїзда постійного струму.***

затверджена наказом по університету № 85ст від «10» грудня 2021 р.

2 Термін подання студентом закінченої роботи: «12» червня 2022 р.

3 Вихідні дані до дипломної роботи: _____

Електропоїзд постійного струму приміський; тип тягових двигунів – колекторний
постійного струму; напруга контактної мережі $U_{\text{км}}=2,2 \dots 3$ кВ; максимальний/ мінімальний
струм навантаження – 380/180 А; максимальний коефіцієнт пульсацій струму
навантаження 0,28; тип тиристорів перетворювача ТБ143-320-9, 4-ї групи за часом
виключення; тип діодів перетворювача ДЛ161-200-14.

4 Розділи дипломної роботи та терміни виконання.

Назва розділу дипломної роботи	Термін виконання	Обсяг розділу, %	Кількість демонстраційних листів	Рекомендована література
Вступ, реферат, зміст.	22.05	5		
1 Аналіз силових схем електропоїздів з імпульсним регулюванням напруги.	20.02	15	1	1
2 Вибір структурної схеми тягового перетворювача	20.03	10	1	1, 3, 4
3 Розрахунок силових елементів широтно- імпульсного перетворювача на основі тиристорів.	01.05	50	3	2
4 Розробка альтернативної схеми перетворювача на IGBT	15.05	10	1	
Висновки	29.05	2		
Оформлення роботи	12.06	8		

5 Рекомендована література

1 Солодунов, А. М. Преобразовательные устройства электропоездов с асинхронными тяговыми двигателями. / Солодунов А. М., Иньков Ю. М. и др. – Рига: Зинатне, 1991. – 351 с.

2 Білухін Д. С. Електроніка та мікросхемотехніка: завдання на курсову роботу з методичними вказівками / Дніпропетр. націон. ун-т залізн. трансп. ім. ак. В. Лазаряна. – Д. – 2004. – 28 с.

3 Ротанов Н. А., Иньков Ю. М. Проектирование систем управления электроподвижным составом. Под ред. Н. А. Ротанова. - М.: Транспорт, 1986. – 327с.

4 Розенфельд В. Е. Теория электрической тяги: учебник для вузов ж.-д. трансп. / В. Е. Розенфельд, И. П. Исаев, Н. Н. Сидоров. – М.: Транспорт, 1983. – 328 с.

Дата видачі завдання: « 10 » лютого 2022 р.

Керівник дипломної роботи:

(підпис) Білухін Д. С.
(П. І. Б.)

Завдання прийняв до виконання:

(підпис) Лебедев В. С.
(П. І. Б.)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка до дипломної роботи на здобуття освітнього ступеню «Бакалавр» на тему “Розробка тягового широтне-імпульсного перетворювача електропоїзда постійного струму” виконана на 69 листах машинописного тексту. Пояснювальна записка включає 25 рисунків, 24 джерела використаної літератури, 1 додаток.

В першому розділі проведено аналіз схем тягових перетворювачів з імпульсним регулюванням напруги на тягових двигунах постійного струму електропоїздів, які застосовувалися на практиці..

В другому розділі обрано функціональну схему тягового перетворювача.

В третьому розділі розраховано елементи імпульсного перетворювача напруги для заданих параметрів та напівпровідникових приладів.

В четвертому розділі обрано альтернативну схему імпульсного регулювання напруги на основі IGBT модулів.

Ключові слова: електропоїзд, імпульсний перетворювач, діод, тиристор, транзистор.

ЗМІСТ

	стор.
Вступ	6
1 Аналіз силових схем електропоїздів з імпульсним регулюванням напруги	8
1.1 Базові схеми імпульсних перетворювачів постійного струму.....	8
1.2 Схеми імпульсного регулювання на електрорухомому складі залізниць.....	13
1.3 Аналіз сучасної напівпровідникової елементної бази	20
2 Вибір структурної схеми тягового перетворювача	24
3 Розрахунок силових елементів широтне-імпульсного перетворювача на основі тиристорів	30
3.1 Вихідні дані	30
3.2 Розрахунок параметрів елементів коливального контуру і робочої частоти регулювання.....	33
3.3 Розрахунок групового з'єднання напівпровідникових приладів.....	36
3.4 Розрахунок параметрів захисних елементів перетворювача.....	40
3.5 Розрахунок параметрів вхідного фільтру і індуктивності кола навантаження	43
4 Розробка альтернативної схеми перетворювача на IGBT	46
4.1 Особливості IGBT приладів.....	46

4.2 Розробка системи збудження тягових двигунів	47
4.3 Джерело живлення системи збудження тягових двигунів	48
4.4 Вибір транзисторів імпульсного перетворювача напруги тягових двигунів.....	52
Висновки	56
Список джерел.....	57
Перелік графічних робіт.....	60
Додатки	61
Додаток А. Демонстраційні матеріали до захисту проекту «Розробка тягового широтне-імпульсного перетворювача електропоїзда постійного струму».....	62

ВСТУП

Для перевезення пасажирів на електрифікованих залізницях приміських сполучень використовуються електропоїзди постійного і змінного струму.

На залізницях України вже тривалий час експлуатуються електропоїзди постійного струму серії ЕПЛ2Т. Електропоїзди виготовлені в період з 2001 по 2008 роки холдинговою компанією "Луганськтепловоз" в кількості 35 екземплярів для залізниць України. Силова схема електропоїзда близька до схеми ЭР2Т. Істотна відмінність від електропоїздів серій ЭР1, ЭР2 є наявність рекуперативне-реостатного гальмування. При пуску застосовані надійні і перевірені часом принципи, засновані на автоматичному пуску електропоїздів, шляхом виведення реостатних ступенів. Використання реостатного регулювання викликає кілька підвищених витрати електроенергії.

Загальновідомо, що пуск тягових двигунів електропоїздів без реостатів за допомогою імпульсного регулювання і рекуперативного гальмування дає економію електричної енергії на ділянках з відстанню між зупинками 3,5 ... 4,5 км досягає 10–12% за рахунок виключення втрат в реостатах і 12–18% – за рахунок зниження втрат на гальмування.

В даний час новий електрорухомий склад постійного струму створюється на основі асинхронних тягових двигунів з прямим перетворенням напруги автономним інвертором напруги від контактної мережі постійного струму. Тому застосування імпульсного регулювання напруги електрорухомого складу постійного струму на даному етапі може бути цікавим з метою модернізації.

Є досить великий досвід застосування поїздів з імпульсним регулюванням. На вітчизняних залізницях у дослідній експлуатації

знаходилися електропоїзди ЭР2И, ЭР12, ЭР200. Певний інтерес являють собою електропоїзди типів 200 і 201 японської залізниці, які в малій кількості ще знаходяться в експлуатації. Певний інтерес являють собою схеми вагона електропоїзда приміської залізниці Сан-Франциско. У Німеччині в приміському русі працювали електропоїзди серії BR270. Прикладів світової практики застосування електропоїздів з імпульсним регулюванням досить багато. Однак всі ці приклади мають характерні риси: використання перетворювачів на основі силових тиристорів, які з'єднуються в багатофазні схеми (як мінімум 2).

Успішний розвиток силової напівпровідникової елементної бази дозволяє вдихнути нове життя в ідею імпульсного регулювання напруги.

Метою даної роботи є розробка системи імпульсного регулювання напруги тягових двигунів електропоїзда постійного струму з вільними вихідними даними, тобто без прив'язки до відомих типів тягових двигунів та схем електропоїзда. Це дозволяє засвоїти типові методи проектування схем силових напівпровідникових перетворювачів, вибір елементної бази, порівняння різних типів елементної бази

Внаслідок застосування безконтактних перетворювачів замість контактних комутаційних апаратів; підвищення експлуатаційної надійності і зручності управління електропоїздом.

1 АНАЛІЗ СИЛОВИХ СХЕМ ЕЛЕКТРОПОЇЗДІВ З ІМПУЛЬСНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ НАПРУГИ

1.1 Базові схеми імпульсних перетворювачів постійного струму.

Основним завданням дипломної роботи є розробка тягового статичного перетворювача для живлення кола тягових двигунів постійного струму електропоїзда, який отримує живлення від контактної мережі постійного струму з напругою, що знаходиться в межах 2200...3000 В. Такий електрорухомий склад магістральних залізниць існує і деякий час розроблювався на практиці [1]. Деяку актуальність він зберігає і зараз.

В даний час на залізницях України експлуатуються електровози та електропоїзди постійного струму номінальної напруги 3000 В, у яких пусковий режим і регулювання швидкості руху здійснюється способом, що включає операції перемикання пускових резисторів контакторами, триразове переключення схеми з'єднання тягових двигунів, зменшення струму через обмотування основних полюсів тягових двигунів шунтуванням їх резисторами за допомогою контакторів. При цьому в перехідному режимі пуску та регулювання швидкості руху електрорухомого складу (ЕРС) витрачається значна частка споживаної на тягу електроенергії. За частих пусків втрати електроенергії значно зростають.

Зазначені вище недоліки ЕРС можуть бути усунені при обладнанні його імпульсним перетворювачем для регулювання напруги на тягових двигунах. Такий перетворювач містить перетворювач на основі тиристорів, діод, LC-фільтр змінної складової струму на вході і реактор згладження в колі тягового двигуна. Комутаційна здатність напівпровідникових приладів імпульсного перетворювача повинна бути розрахована на повну робочу напругу і максимальний сумарний струм двигунів, що обумовлює високі динамічні характеристики тиристорів і діодів.

При електричній тяги та живленні колекторних двигунів від контактної мережі постійного струму на ЕРС використовуються пускові резистори. Під час пуску та розгоні, зі збільшенням частоти обертання, чому відповідає збільшення проти-е.р.с. двигунів, пускові резистори, що ввімкнені послідовно в коло якоря, завдяки ступеневому перегрупуванню забезпечують обмеження середнього значення струму. Реостатне регулювання приводить під час пусків до додаткових втрат електричної енергії, особливо на моторвагонному рухомому складі приміського руху (до 20-30% загального споживання енергії на тягу). Регулювання пускових резисторів супроводжується кидками струму під час

переключення ступенів. Для переключення резисторів необхідно використовувати складний контактних комутатор.

Сучасні напівпровідникові силові ключі дозволяють використовувати більш економічний та надійний імпульсний спосіб регулювання в колах постійного струму.

Широтне-імпульсні перетворювачі (ШПП) призначені для регулювання вихідної напруги без зміни роду струму на виході у співвідношенні до входу. Залежно від роду струму розрізняють ШПП постійного та змінного струмів: у перших рід струму на вході і виході постійний, у других змінний [2, 3].

Найбільше практичне застосування отримали ШПП постійного струму. На базі цих ШПП виконуються тягові приводи з двигунами постійного струму при живленні від контактної мережі постійного струму або акумуляторів. ШПП використовується при цьому для регулювання як якірного струму, так і струму обмоток збудження. ШПП також може застосовуватися як складова частина перетворювача тягового електропривода з двигунами змінного струму. Тут їх призначення полягає також у регулюванні величини напруги або струму. При цьому вони можуть будуватися як самостійні вузли схеми або поєднуватися з автономними інверторами. В цьому циклі лекцій будуть розглядатися тільки ШПП постійного струму.

Тягові двигуни постійного струму які застосовуються на даний час являються досить напруженими машинами по відношенню до теплових і особливо комутаційних умов на колекторі. Вони схильні до аварійних явищ у вигляді перекидання дуги і кругового вогню, потребують найбільшої уваги в експлуатації і витрат на обслуговування і ремонт, а також мають інші недоліки.

Для використання на моторних вагонах електропоїзда на цей час вважається, що найкращим чином підходять трифазні асинхронні двигуни (АТД) з короткозамкненим ротором.

Тривалий час в нашій країні і за кордоном вважали, що багатосистемні електропоїзди потрібно використовувати тільки на тих напрямках, де відсутні станції стикування ділянок постійного і змінного струму. Однак змінилася в останні десятиліття експлуатаційна ситуація на дорогах різних країн та скоригувала традиційний підхід. Утворення Європейського Союзу і різке збільшення пасажирських перевезень при існуючій жорсткій конкуренції з боку інших видів транспорту вимагали від залізничної адміністрації скорочення часу перебування електропоїзда у шляху. Одним із заходів для досягнення цієї мети стало застосування багатосистемного моторвагонного рухомого складу дозволяє безупинно перетинати кордони стикування ділянок.

Необхідна кількість багатосистемних електропоїздів в сумі менше, в

порівнянні з одно системними. Для приміських та міських перевезень, де виконується обслуговування пасажирів в межах однієї системи електрифікації, створювати двосистемний моторвагонний рухомий склад не доцільно.

У пристроях електрифікованого транспорту, який використовувався досі, існує дві основні схеми безпосереднього перетворення напруги:

1. В режимі тяги – знижувальний;
2. В режимі електричного гальмування – підвищувальний.

Ці два типи перетворювачів є базовими для побудови схем імпульсного перетворення. Основний алгоритм роботи силових напівпровідникових ключів – широтне-імпульсне перетворення напруги.

Базова схема безпосереднього перетворювача напруги, що знижує показана на рисунку 1.1.

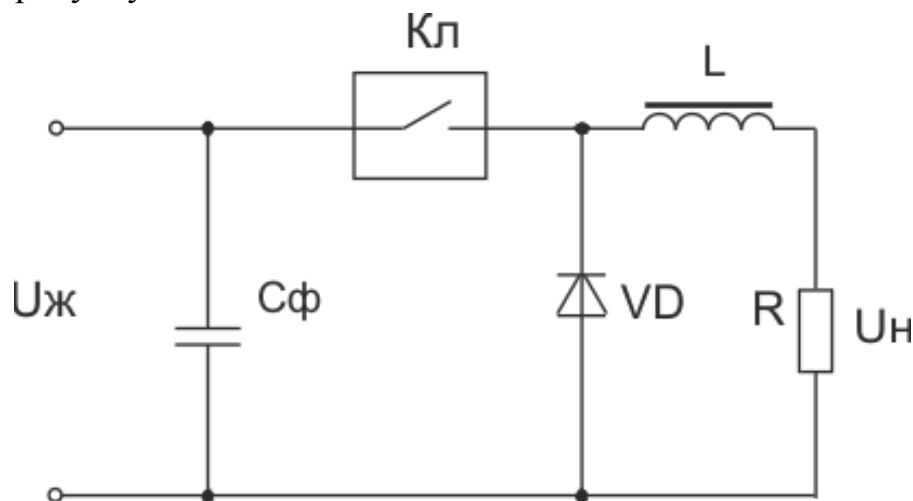


Рисунок 1.1 – Базова схема перетворювача, що знижує напругу

На схемі рисунку 1.1 прийняті умовні позначення:

$U_{ж}$ – напруга джерела живлення. Це вхідна напруга перетворювача, яка поступає від контактної мережі через всі необхідні пристрої (струмоприймач, швидкодіючий вимикач і т. п.);

$U_{н}$ – напруга на навантаженні. Напруга, яка вже знижена у результаті роботи перетворювача. Під час виконання функцій пуску тягового двигуна ця напруга починає збільшуватися від стартового значення, яке необхідне для запуску тягового двигуна з максимальним струм обмеженням до максимального, яке далі дорівнюватиме напрузі живлення;

$C_{ф}$ – конденсатор фільтру. Виконання функцій захисту мережі живлення від значних амплітуд пульсацій, який створює перетворювач під час своєї роботи. Може бути і більш складна система фільтрації;

L – котушка реактора, що згладжує пульсації струму у колі навантаження;

R – навантаження. У нашому випадку навантаженням є тяговий двигун, або деяке з'єднання тягових двигунів;

VD – діод або коло групового діода. Призначений для скиду реактивної складової енергії, яка накоплюється у реактивній складовій навантаження (реактор, двигун) та захисту напівпровідникового ключа від перенапруження;

Кл – напівпровідниковий ключ. Пристрій, що з високою частотою приєднає та від'єднає джерело живлення від навантаження. У якості ключа можуть бути використано тиристори одно та двох операційні, біполярні та польові транзистори, біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT). Цілком зрозуміло, що у якості напівпровідникового ключа не використовується прилади на основі реле з електричним, пневматичним типом приводу, оскільки мають низьку робочу частоту та незначну кількість циклів замикання.

Робота такого приладу основана на замиканні та розмиканні напівпровідникового ключа, що дозволяє порціями пропускати електричну енергію від джерела живлення $U_{ж}$. При постійній частоті (періоді) замикань відбувається алгоритм широтне-імпульсного регулювання напруги. Збільшення співвідношення замкненого стану ключа Кл до періоду зветься коефіцієнтом заповнення імпульсної послідовності [2–4]. Збільшення цього коефіцієнту впливає на збільшення середнього значення напруги U_n на навантаженні. Теоретично коефіцієнт заповнення імпульсів може змінюватися у діапазоні $0...1$, що дозволяє змінювати напругу на навантаженні від 0 до $U_{ж}$. Напівпровідниковий ключ працює у режимі насиченого стану або стану відсічення. Такі режими дозволяють забезпечити максимальний коефіцієнт корисної дії перетворювача.

Відповідно до принципу дії відбувається включення ключа, подача напруги мережі живлення з обмеженням швидкого наростання струму у колі навантаження наявною котушкою реактора. Під час виключеного стану ключа струм безперервно забезпечується електричною рухомою силою кола навантаження та реактора через зворотній діод. Чим більше значення величини індуктивності тим менші пульсації струму за рахунок накопиченої енергії.

Схема, що знижує напругу на навантаженні використовується у разі пуску тягових двигунів.

На рисунку 1.2 подана базова схема перетворювача, що підвищує напругу.

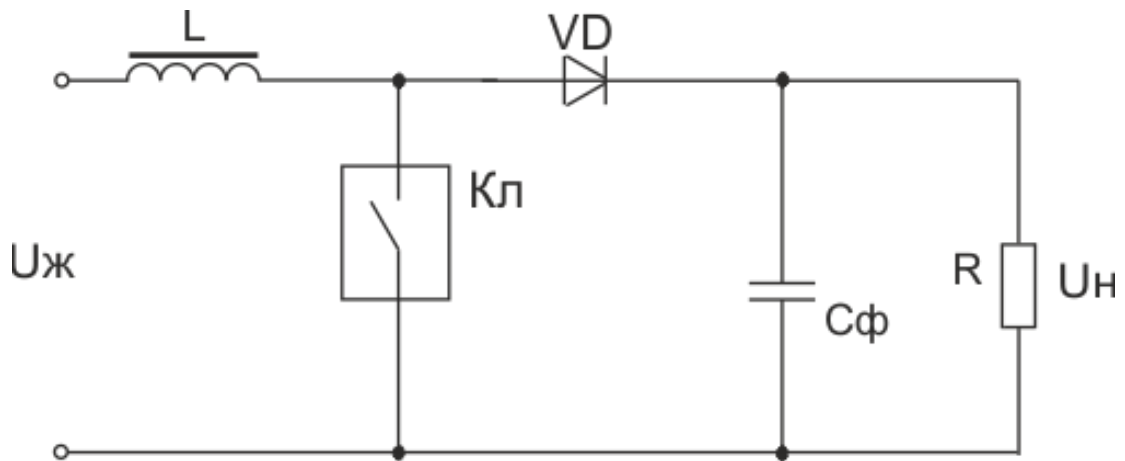


Рисунок 1.2 – Базова схема перетворювача, що підвищує напругу

Схему перетворювача, що підвищує напругу можливо використовувати на ЕРС у разі обладнання його системами повернення енергії до мережі.

На схемі рисунку 1.2 прийняті умовні позначення:

$U_{\text{ж}}$ – напруга джерела живлення. У разі використання на ЕРС це тягові двигуни, що переведені у режим рекуперативного гальмування;

$U_{\text{н}}$ – напруга на навантаженні. Напруга, яка вже збільшена у результаті роботи перетворювача;

$C_{\text{ф}}$ – конденсатор фільтру. Виконання функцій накопичення енергії збільшеної напруги;

L – котушка реактора, що необхідна для збільшення напруги;

R – навантаження. У нашому випадку навантаженням може бути контактна мережа або інші пристрої здатні приймати електричну енергію;

VD – діод або коло групового діода. Призначений для фіксації підвищеної напруги у колі навантаження без повернення її до джерела;

$K_{\text{л}}$ – напівпровідниковий ключ.

Алгоритм роботи такого перетворювача полягає у наступному: короткочасне ввімкнення ключа приводить до різкого наростання струму у колі джерела та реактора, що дозволяє накопичити електричну енергію. Після виключення ключа, енергія, що накопичена котушкою додається до електрорухомої сили джерела та через коло діода передається до навантаження і заряджає конденсатор підвищеною напругою. Зміна тривалості включеного стану ключа до періоду дозволяє регулювати зміну напруги у широких межах від значення напруги живлення до значення 4–8 напруги живлення [5–7].

1.2 Схеми імпульсного регулювання на електрорухомому складі залізниць

Для більшості залізниць, що електрифіковано постійним струмом це завжди був перспективний напрямок удосконалення приміських електропоїздів постійного струму – застосування на них тиристорних імпульсних перетворювачів. Це забезпечує без реостатний пуск тягових двигунів і рекуперативне гальмування практично до повної зупинки. Відповідна економія електроенергії на ділянках із середньою відстанню між зупинками 3,5-4,5 км досягає 10-12 % за рахунок виключення реостатних втрат і 12-18 % — за рахунок зниження гальмових втрат [5, 8, 9].

Найбільш масово впроваджувалися такі електропоїзди в Японії, що пояснюється, з одного боку, досягненнями японської електротехнічної промисловості в області силових напівпровідників, а з іншого боку інтенсивним використанням приміських ділянок, де режими руху електропоїздів більше нагадують метро [10].

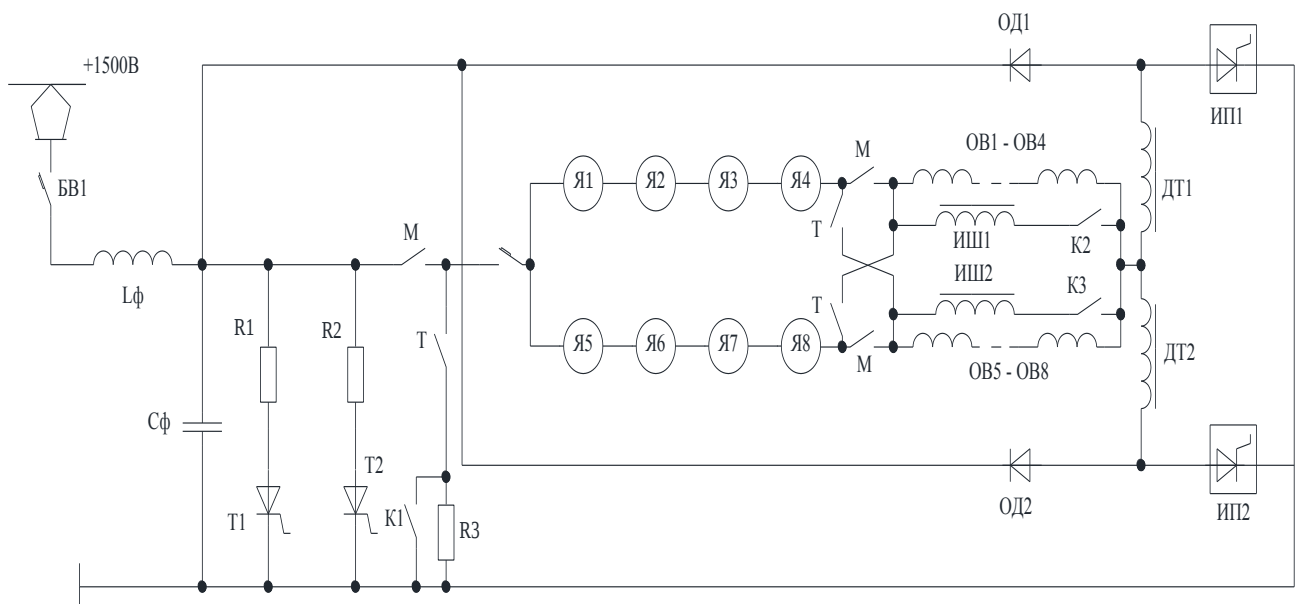


Рисунок 1.3 – Об'єднана схема двох моторних вагонів електропоїздів типів 200 та 201 японських залізниць

Для японських електропоїздів характерні об'єднані схеми, коли частина вузлів електричного обладнання (струмоприймач, швидкодіючий вимикач, лінійні контактори та ін.) є загальними для двох сусідніх вагонів. Цей принцип використаний у схемі потягів 200 і 201 (Рисунок 1.3), де тягові двигуни кожного вагона включені постійно послідовно, а імпульсні перетворювачі ІШ, ІП2 з'єднані по двофазній схемі. На два сусідніх вагони передбачені загальні струмоприймач, фільтр $L - C$, захисні апарати. Перетворювачі працюють з постійною частотою $2 \cdot 300$ Гц. Загальний фільтр забезпечує більш ефективне гасіння пульсацій струму в контактній мережі, крім того, він набагато легший.

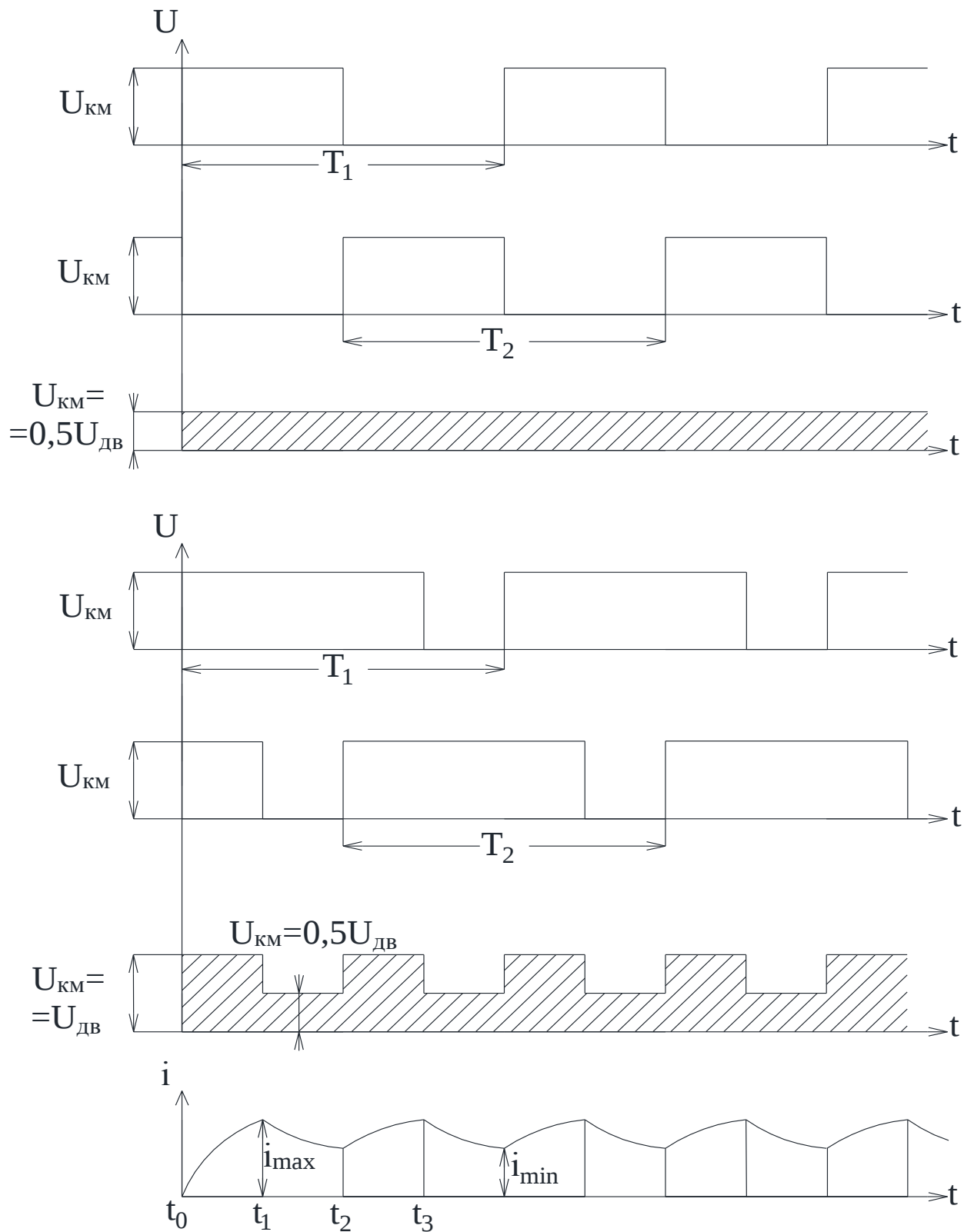


Рисунок 1.4 – Графіки напруги та струмів тягового двигуна при роботі у режимі тяги

Імпульсні перетворювачі працюють із зміщенням на $1/2$ періоду, як це показано на рисунку 1.4. В момент, коли припиняється робота ІП1 і ІП2, струм в силовому колі підтримується через діоди ОД1 і ОД2. Конденсатор C_{Φ} знову заряджається до напруги контактної мережі, отже напруга на фільтрі

коливається і можуть бути наводки на лінії СЦБ і зв'язку. Для отримання менших параметрів L_{ϕ} і C_{ϕ} треба збільшувати власну частоту роботи фільтра, а це може привести до резонансу.

В період електричного гальмування замикаються гальмівні контактори Т, а розмикаються М, виконується реверс обмотки збудження і максимальна електромагнітна енергія гаситься на опорі R3.

Для електричної стійкості в схемі застосовано перехресне включення обмоток збудження. Для захисту силових кіл від КЗ до відключення швидкодіючого вимикача застосовані тиристорні короткозамикачі Т1, Т2 з опорами R1 і R2.

Тривалий досвід експлуатації систем імпульсного регулювання використовується також у США, хоча електрична тяга постійного струму застосовується там дуже обмежено. Проте близько 12 років на міській залізниці Сан-Франциско знаходилося в експлуатації 250 електровагонів (рисунк 1.5). На кожному з них регулювання напруги на тягових двигунах здійснюється двома імпульсними перетворювачами ІП. Послаблення збудження — одноступеневе, при пуску воно включається коли швидкість досягає 55 км/год. Рекуперація можлива в діапазоні від 130 до 6 км/год. При реостатному гальмуванні у коло двигунів вводяться секції резисторів R_1 - R_3 . Коли припиняється робота ІП можлива віддача надмірної енергії через діод Д1 в контактну мережу. Резистор R уводиться для того, щоб не виникло коливального процесу під час зарядки конденсатора C_{ϕ} . На вході схеми передбачений вентильний розрядник РВ.

Дана схема відрізняється простотою і високою надійністю, що дозволило цілком автоматизувати процес ведення електропоїзда за допомогою автомашиніста. Питома витрата енергії знижена до 70-80 Вт·год/ткм.

У розглянутих схемах використане ступеневе регулювання збудження тягових двигунів.

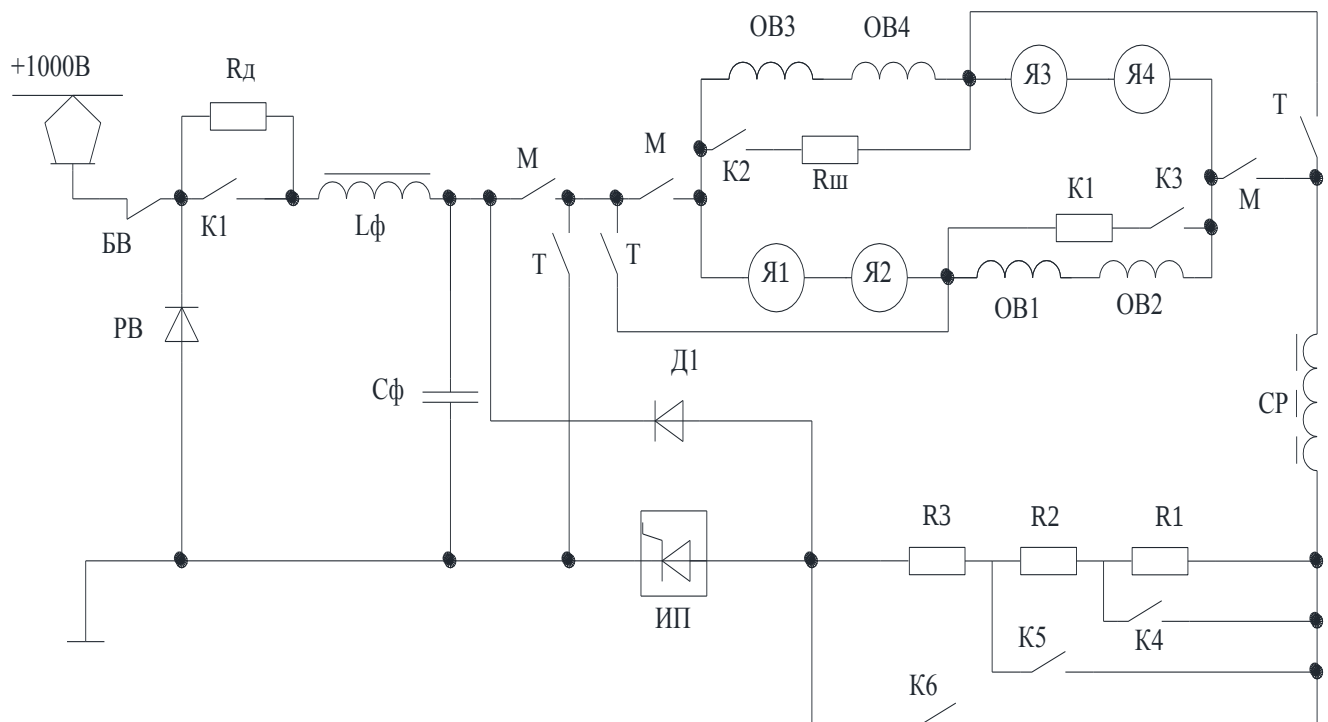


Рисунок 1.5 – Схема силових кіл вагона міської залізниць Сан-Франциско (США)

В окремих випадках розробники намагаються вирішити проблему послаблення збудження використанням схем суміжного регулювання. Однак слід зазначити, що такі схеми застосовуються і, мабуть, доцільні лише при малій потужності двигунів (до 90 кВт). При потужності 150-250 кВт суміжне регулювання веде до істотного невикористання можливостей тягового обладнання і збільшенню втрат енергії.

У зв'язку з цим найбільш перспективні розробки схем роздільного регулювання з двома перетворювачами. До них варто віднести схему потягів BR270 (рисунок 1.6), що випускаються на Геннігсдорфському локомотив будівному заводі (Німеччина) і призначених для Берлінської міської залізниці. Для цієї схеми характерно, що контактна мережа має негативний потенціал стосовно землі.

При включенні БВ фільтр $L - C$ становиться під напругою контактної мережі. Резистор R уводиться в коло фільтра для того, щоб не було коливального процесу під час зарядки конденсатора C_{ϕ} . В моторному режимі замикається контактор M , а розмикається T . При роботі ІП складається наступне коло: земля, ІП, обмотки збудження якоря, K , ЛК, M , L_{ϕ} , $Я$, БВ, струмоприймач, контактна мережа. Для збільшення швидкості застосовується тиристорне послаблення збудження ТШ1 і ТШ2. Коли припиняється робота ІП1 та ІП2 струм в колі двигунів підтримується через діоди $D1$ та $D2$. При електричному гальмуванні розмикаються контактори $K1$ та $K2$ і в коло тягових

The diagram illustrates a power supply system for a two-channel electrostatic drive. It features a transformer with a primary winding connected to a -750B source and a secondary winding with a center tap. The secondary winding is divided into two identical channels. Each channel contains a series of components: a switch (ЛК1, ЛК2), a resistor (R_{Т3}, R_{Т4}), a relay (K1, K2), a diode (Д1, Д2), a capacitor (CФ), a resistor (R_П), a diode (ТП), a diode (Д3, Д4), a resistor (R_{Т1}, R_{Т2}), and a diode (ТТ1, ТТ2). The output of each channel is connected to a common ground.

За результатами випробувань потяга BR270 встановлено, що в порівнянні з потягами старого типу BR277 забезпечується економія енергії до 30%. Вона досягнута не тільки за рахунок застосування імпульсного регулювання, але й інших заходів — використання полегшених алюмінієвих кузовів, підвищення потужності тягових двигунів з 90 до 135 кВт.

18

Електропоїзда на номінальну напругу 3000 В з імпульсним регулюванням і рекуперативним гальмуванням випускають також в Італії в складеності 2М + 2П (експлуатуються 6 потягів на приміських лініях Мілана), у Японії — у складеності 2М + 2П з потужністю двигунів $8 \cdot 315$ кВт (на експорт у країни із шириною колії 1600 мм). У Франції виготовлено для Бразилії 100 потягів типу 9000 у складеності М + 4П+М с тяговими двигунами $8 \cdot 207$ кВт, а також близько 40 вагонів для Бельгії

Оцінюючи схемні рішення, використанні на електропоїздах на 3000 В, необхідно відзначити такі характерні їхні риси;

- застосовують винятково роздільне регулювання напруги і збудження, причому в тяговому режимі імпульсний перетворювач використовують тільки для пуску двигунів до виходу на природну характеристику, після чого він закорочується контактором;

- для кожної групи з двох послідовно включених двигунів передбачають свій перетворювач з можливістю індивідуального регулювання уставок пускового і гальмівного струмів в залежності від вертикальних навантажень візків;

- з трьох можливих схем переключення з тягового режиму в гальмовий і навпаки найчастіше застосовують схему з реверсуванням якірних обмоток. Однак найбільш перспективною варто вважати схему без реверсування, оскільки вона забезпечує найбільш швидкий і простий перехід з одного режиму в інший;

- для реалізації інтенсивного рекуперативного режиму в зоні високих швидкостей у коло силового струму вводять резистор;

- для зниження пульсацій струму в мережі живлення використовують загальні фільтри на кілька перетворювачів і схеми синхронізації;

- одночасно з випуском електропоїздів організують виробництво блоків для діагностики і налагодження перетворювального обладнання в умовах депо.

Дуже важливим для забезпечення надійності перетворювача є вибір схеми тиристорного ключа. Найбільш частіше застосовуються за кордоном імпульсні переривники показані на рисунок 1.7. Схема на рисунок 1.7, а зручна тим, що допускає використання тиристорів зі зворотною провідністю, що спрощує схему. Однак, у ній неможливе повернення в імпульсний режим після постійного включення головного тиристора.

Цей недолік виключений у схемі на рисунок 1.7,б, інша перевага якої полягає в тому, що струм перезаряду комутуючого конденсатора не проходить

через головний тиристор. Тому умови роботи головного тиристора в даній схемі більш сприятливі чим у попередній.

У зв'язку з тим що моторні вагони оснащені двома перетворювачами, то доцільною є схема з загальним комутуючим пристроєм (рисунк 1.7,в), яка більш економічна по витратах обладнання.

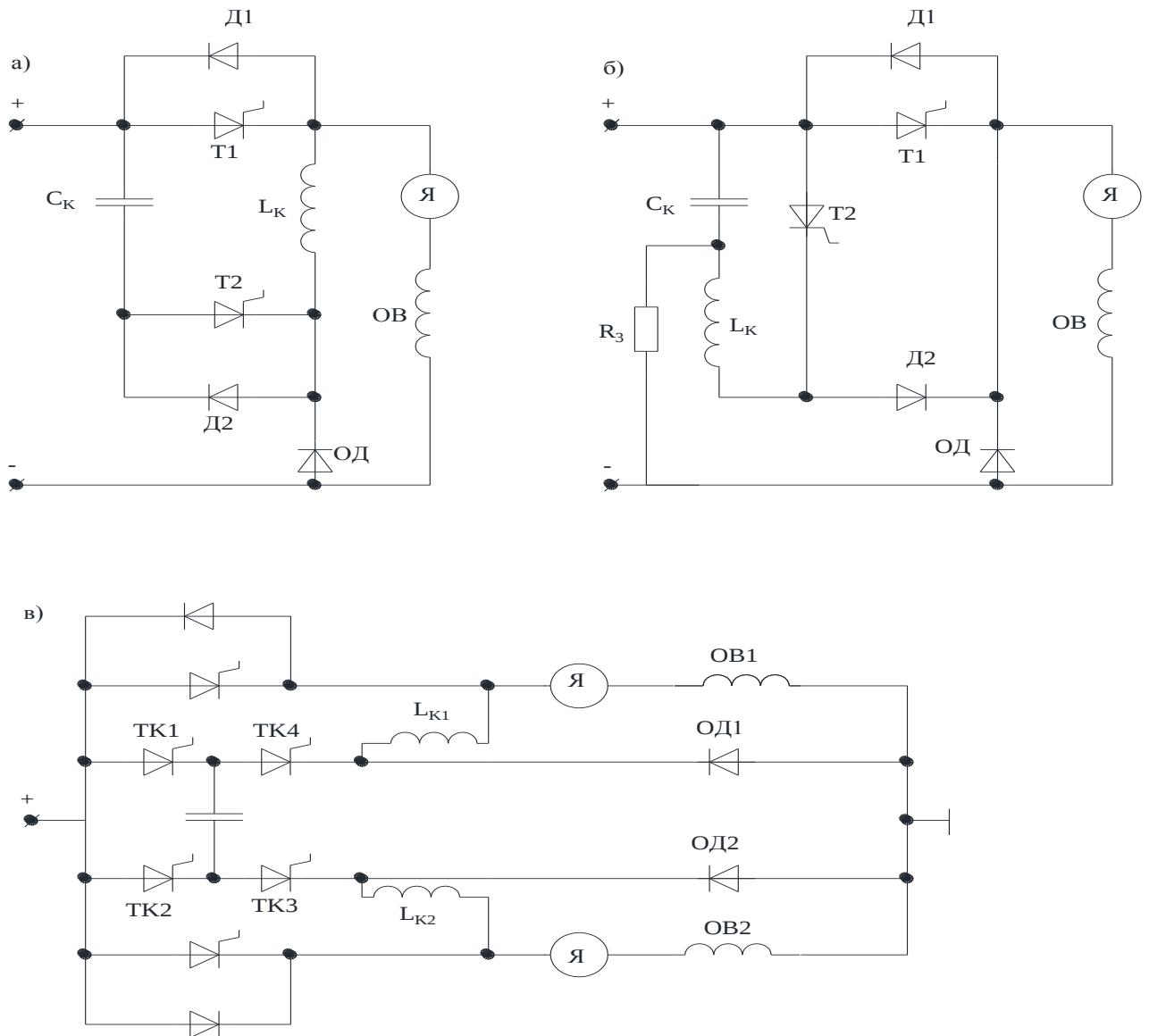


Рисунок 1.7 – Варіанти схем імпульсного переривника

Огляд розробок показує, що на базі системи імпульсного регулювання можуть бути усунуті основні недоліки традиційних електропоїздів постійного струму — втрати в пускових резисторах, відсутність рекуперативного гальмування у всьому діапазоні швидкостей, наявність послідовного з'єднання двигунів при пуску, ступеневий пуск, відсутність індивідуального регулювання уставок пускового і гальмівного струму для різних вагонів і різних груп тягових

двигунів. Зазначені проблеми не можуть бути вирішені на базі електропоїздів з контакторе-реостатним регулюванням.

1.3 Аналіз сучасної напівпровідникової елементної бази

У 20-х роках ХХ ст. фахівцями радіотехніки було виявлено явище зміни провідності струму в кристалах цинку – оксиду цинку ZnO . На основі цього кристала стало можливим створити прилад, що виконує функції як генератора, так і підсилювача малопотужних електричних сигналів. Пояснення цьому явищу давала теорія руху мікрочастинок хвильової механіки, на базі якої була розроблена теорія діркової провідності. Відповідно до цієї теорії були визначені два типи електронної провідності: надмірна (n-типу) і дефектна (р-типу). Надалі ці поняття були покладені в основу теорії напівпровідників, відповідно до якої було встановлено два основних види напівпровідникових елементів з р- і n-типами провідності [2, 3, 6, 11].

Електричні вентилі (діоди)

У СРСР перші напівпровідникові прилади на основі властивостей р-n-переходу, що утворюється в кристалі мідної закису і селену, були розроблені на початку 40-х років. Вони були виконані у вигляді селенових шайб, з'єднаних між собою, і мали різне конструктивне виконання. Зворотна напруга одного елемента випрямляча дорівнювала 20–40 В, і для отримання більш високої напруги їх з'єднували послідовно. Істотними недоліками цього типу діодів були великі струми витоку, обумовлені елементами конструктивного виконання діодів, і високе значення власної ємності, що обмежує верхній рівень робочих частот. Надалі стали розроблятися більш потужні діоди (вентилі) напівпровідників на основі германію та кремнію. В СРСР виробництво останніх було успішно освоєно підприємством "Електровипрямляч" в 60-х роках. В даний час найбільш потужні кремнієві вентилі (діоди) виробляються на струм до 5000 А і напругу до 6000 В в різному конструктивному виконанні.

Тиристори

Силовим напівпровідниковим приладом з однобічною провідністю струму з функціями управління моментом його включення в силовій електроніці став тиристор — прилад, виконаний на основі чотирьох областей з різними типами провідності: р-n-p-n. Тиристор став швидкодіючим електронним ключем для замикання електричного кола подачею короткого імпульсу при наявності в ній джерела напруги відповідної полярності. Ця його функціональна здатність забезпечила йому швидке і масове впровадження в силову електроніку.

Час створення тиристорів відносять до початку 50-х років ХХ ст. Основні роботи по створенню тиристора, які успішно завершилися, проводила

фірма "Дженерал Електрик". Однак патенту на його відкриття до сих пір не виявлено. В даний час розроблено велику кількість тиристорів різних модифікацій, що розрізняються характеристиками і конструктивним виконанням. Робочі напруги досягають 5000 В, струми - 5200 А, максимальна робоча частота f — до 1000 Гц.

Тиристори — це перші напівпровідникові прилади, які дозволяють управляти протіканням струму за допомогою подачі імпульсу на керуючий електрод. Слід зазначити, що силові транзистори, на відміну від тиристорів, можуть, як починати проводити струм, так і припиняти його протікання в електричному ланцюзі за допомогою подачі струму на керуючий електрод, званий базою. Це дозволяє використовувати їх для комутації електричних ланцюгів. Але для цього необхідно підтримувати струм управління включеного транзистора на рівні, порівнянний з струмом навантаження. Слід зазначити, що для комутації електричних ланцюгів на першому етапі становлення силовій електроніки використовувалися властивості повної керованості біполярних транзисторів для комутації електричних ланцюгів в пристроях силовій електроніки невеликої потужності. Тому завдання створення керованого силового приладу для комутації електричних ланцюгів пристроїв великої потужності залишалося актуальною.

Тиристори двоопераційні

Для припинення протікання струму в двоопераційному тиристорі досить подати імпульс негативної напруги на його керуючий електрод, з'єднаний з одним з шарів напівпровідникової структури. Під його впливом відбувається рекомбінація носіїв електричних зарядів в напівпровідникової структурі тиристора. Він вимикається і переходить в стан, що блокує протікання струму. Для функціонування двоопераційного тиристора необхідно підключення до нього захисних ланцюгів з ємнісних і індуктивних елементів, що обмежують швидкість наростання напруги і струму на елементах тиристора і його електродах управління. Двоопераційні тиристори були створені в США і отримали назву GTO — "gate thyristor off" (тиристор з керуванням процесу запирання). Удосконалена модифікація, яка запирає тиристор GCT була розроблена в 90-х роках фірмами ABB і Mitsubishi. Вона відрізняється конструктивним виконанням і приблизно на порядок більшою швидкістю процесів виключення.

Транзистор з ізолюваним затвором (IGBT) почали розробляти з початку 80-х років. В основі принципу його дії лежить управління струмом біполярного транзистора подачею напруги на вхід частини його напівпровідникової структури аналогічно управлінню польового транзистора. Характерні

параметри транзисторів - часи включення і виключення 0,5 і 1,5 мкс відповідно. Він може працювати на частотах до 10 кГц. Максимальні значення комутованих струмів і напруг IGBT рівні приблизно 1800 А і 4500 В.

Тиристор, інтегрований з пристроєм комутації (IGCT). Цей прилад відрізняється від IGBT інтегрованим блоком елементів управління, який може управляти великою потужністю комутованого ланцюга до 0,5 М ВА при мінімальній потужності на управління. Швидкодія досягає 1 мкс, комутована напруга 6000 В і струм 4 кА.

Силові електронні ключі на основі технологій із застосуванням карбїду кремнію. В кінці 90-х років були створені технології, які істотно розширюють можливості силової електроніки. Основою цих технологій є використання карбїду кремнію (SiC) в структурах, подібних традиційним напівпровідникових приладів на базі кремнію (Si). Це дозволило принципово підвищити ККД напівпровідникових приладів, розширити область і діапазон їх робочих температур і частот. В результаті його використання в традиційних структурах напівпровідникових приладах останні набувають нових властивостей уніполярних напівпровідникових приладах, які значно перевищують існуючі їх види. Залежно від структури базового напівпровідникового приладу, виготовленого на основі Si, використання SiC дозволяє отримати характеристики електронних ключів, що істотно підвищують ефективність їх застосування. Наприклад, габарити трифазного інвертора потужністю 40 кВт з використанням електронних ключів, виконаних на основі SiC, не перевищують 300 · 370 · 100 мм.

Використання SiC дозволяє значно зменшити час включення і відключення приладів і, отже, підвищити робочу частоту виготовлених на їх основі пристроїв. В результаті істотно зменшуються габарити і маса всіх пасивних елементів перетворювачів: трансформаторів, дроселів, конденсаторів, охолоджувачів напівпровідникових приладів, включаючи різні види фільтрів і ін. Другий шлях поліпшення характеристик цих пристроїв реалізується шляхом істотного зниження часу і середнього значення напруги на ключах в провідному стані. І третій шлях — це можливість приладів, створених на основі SiC, працювати при температурах понад 450 ° С. Зазначені фактори визначили початок нової епохи в розвитку силової електроніки.

Розглянемо більш детально можливості SiC і технологій на його основі для різних видів напівпровідникових приладів. Одним з найважливіших факторів, що визначають ефективність роботи напівпровідникових ключів, є втрати в них потужності електроенергії, що впливають на ККД пристрою, в якому вони функціонують. При цьому використовувалися різні види

електронних ключів, виконаних на різній елементній базі: SiC JFET, SiC MOSFET і Si IGBT. Випробування проводилися при змінах вхідної напруги в діапазоні 50, 100 і 250 В, вихідної напруги — до 650 В, а частоти — в діапазоні 10-50 кГц. Номінальна потужність перетворювачів відповідала 3500 кВт. Результати випробувань показали, що енергетична ефективність у всіх режимах роботи випробовуваних перетворювачів перебувала на рівні 95% з незначними відхиленнями.

У високовольтних системах великої потужності, таких як високовольтні передачі постійного струму HV DC, біполярні транзистори з ізолюваним затвором, IGBT і BJT з SiC можуть виявитися ідеальними кандидатами на силові електронні ключі при послідовному включенні їх в модульному виконанні.

Розроблено також польовий транзистор SiC MOSFET. Він має наступні характеристики: струм 10 - 20 А при напрузі 12 кВ з низьким опором в провідному стані. В даний час на ринку силових електронних приладів є силові SiC MOSFET транзистори з напругою 1,2 - 20 кВ і номінальним струмом 10 - 20 А також з низьким опором у відкритому стані.

Для використання нових характеристик приладів на основі SiC-пристроїв необхідні спеціальні конструкції драйверів. Такі драйвери затворів і базових драйверів можуть забезпечувати швидке переключення для пристроїв SiC і мають мінімально можливе енергоспоживання. Час перемикання - в діапазоні наносекунд, найбільш очевидним напрямом є збільшення частоти перемикання до декількох сотні кілогерц. При цьому з'являється можливість істотного зменшення розміру і маси пасивних елементів внаслідок значного підвищення робочої частоти (наприклад, дроселів, конденсаторів). Як короткий час перемикання, так і низьке падіння напруги на SiC-пристроях призводять до значного зниження втрат потужності. При проектуванні цих пристроїв може бути вибрано найбільш раціональний напрямок проектування. Основною перевагою цих технічних рішень є можливість зменшення розмірів і маси перетворювальних пристроїв.

Відповідно до завдання перетворювач, що буде розроблюватися за основу братиме звичайні тиристори та діоди, що на цей час не є оптимальним для таких пристроїв.

2 ВИБІР СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ТЯГОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Структурні схеми можна порівняти за різноманітними параметрами – стабільності вихідної напруги, масо габаритним характеристикам, енергетичним показникам, технологічності і вартості виготовлення, а також за можливістю уніфікації, що під час виготовлення обладнання ЕРС являється немаловажним фактором. При цьому одна і та ж схема в залежності від заданих вимог може виявитися неоптимальною за комплексом показників. Тобто будь яка структурна схема проектується з метою відображення структурних блоків, які дозволяють виконати розробку пристрою відповідно до технічного завдання. В даному випадку технічним завданням є завдання на дипломну роботу, де необхідно розробити систему імпульсного регулювання напруги на основі тиристорів.

Виходячи з аналізу, який проведено в попередньому розділі найбільш зручним є заміна перетворювача напруги на основі реостатів на статичний, який працює в імпульсному режимі. Всі інші апарати, які пов'язані з перегрупуванням тягових двигунів зберігаються. Це дозволяє залишити перегрупування тягових двигунів для отримання фіксованої швидкості руху при з'єднаннях в групи з чотирьох послідовно. Така структурна схема показана на рисунку 2.1.



Рисунок 2.1 – Простіша структурна схема перетворення напруги

На схемі рисунку 1.1 прийняті умовні позначення:

Вхідний фільтр призначено для забезпечення електромагнітної сумісності електрорухомого складу з пристроями залізничної автоматики, які використовують рейкові кола та з іншими об'єктами, які отримують живлення від контактної мережі. Статичний перетворювач призначено для перетворення електричної енергії яка поступає від контактної мережі в енергію з рівнями напруг необхідних для живлення тягових двигунів в режимах розгону поїзда та сталому.

Для показаної на рисунку 2.1 структурної схеми суттєвим є вибір робочої частоти широтне-імпульсного перетворювача [1, 2, 5]. Для зменшення

пульсацій струму в колах тягових двигунів необхідно збільшення частоти комутації тиристорів. Однак швидкодіючі та частотні тиристори які випускаються сучасною промисловістю мають значення частот не більш 1 кГц при достатньо високій собівартості. Потужні силові тиристори та діоди мають робочі частоти не більш 400 – 500 Гц. Це дає перше обмеження до збільшення частотного діапазону для статичного перетворювача енергії.

Одним з шляхів рішення проблеми збільшення частоти може стати багатофазна структурна схема представлена на рисунку 2.2 [1].

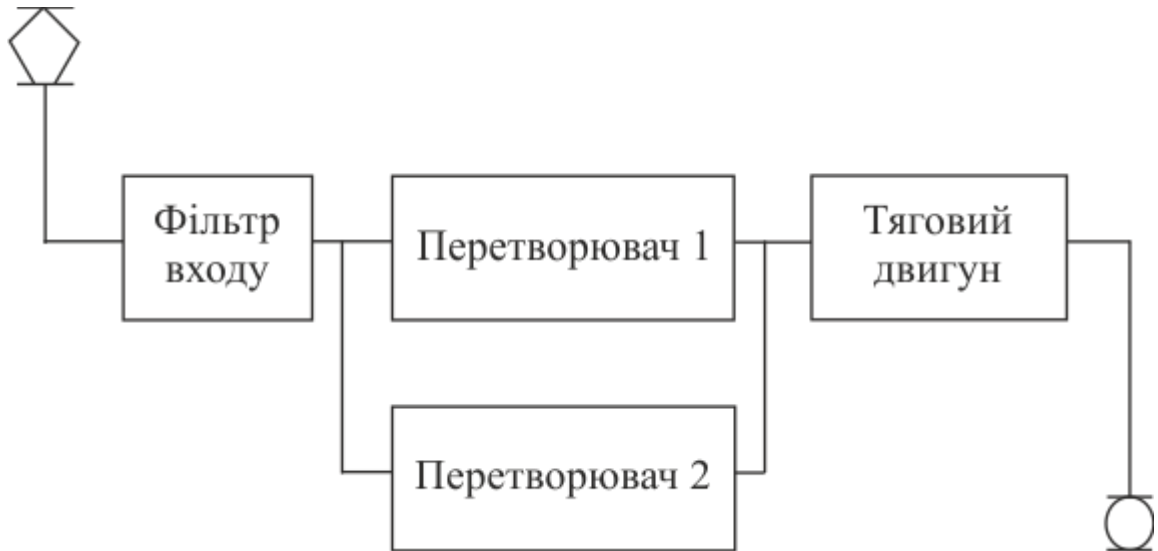


Рисунок 2.2 – Структурна схема багатофазна

Показана на рисунку 2.2 структурна схема дійсно дає суттєву перевагу від попередньої в частині збільшення частоти при споживанні енергії від контактної мережі. Це здійснюється за рахунок зміщення вмикання тиристорів в окремих каналах. Однак статичні перетворювачі на основі тиристорів також не дозволяють виконати збільшення частотного діапазону в колі самого тягового двигуна, що не впливає на зменшення пульсацій струму. Крім того кожний канал має окремий вхідний фільтр, що збільшує загальну вагу системи та зменшує її загальну надійність. В цій функціональній схемі пуск тягових двигунів відбувається по окремих каналах. У першому розділі пропонувалося розробка такого статичного перетворювача, який мав би можливість отримання ходової позиції при напругах $0,25 \cdot U_{\text{ном}}$, де $U_{\text{ном}}$ — номінальна напруга контактної мережі. Це дозволяє при виході на природню характеристику вимикати статичний перетворювач та виконувати живлення груп тягових двигунів через лінійні контактори без втрат напруги на елементах перетворювача.

Таким чином, для вибору функціональної схеми перетворювача необхідно остаточно визначитися з частотним діапазоном основних елементів перетворювача. Як було показано раніш перше обмеження по частоті дають

силові тиристори та діоди не більш 500 Гц. При чому зменшення частоти в цих приладах зменшує втрати потужності та нагрів цих приладів. Останнє дає перевагу до використання багатофазної системи статичного перетворювача.

Аналіз впливу частоти перетворювача f , на такі характеристики реакторів з магнітопроводом із холоднокатаної сталі товщиною 0.08 мм, як маса і втрати, показує, що робоча частота повинна вибиратися із умови: $600 \text{ Гц} \leq f \leq 900 \text{ Гц}$ [12].

При однаковій потужності це дає зменшення маси в 4-5 разів порівняно з частотою пульсацій для перетворювачів електрорухомого складу змінного струму 50 Гц.

Вибираємо, попередньо, вихідну частоту статичного перетворювача не більш 800 Гц, що забезпечить, можливість використання звичайної холоднокатаної сталі для реакторів, що згладжують і зниження габаритів фільтруючих пристроїв. Остання частота дозволяє зменшити кількість каналів статичного перетворювача до двох з власними частотами по 400 Гц, що дозволяє застосувати сучасні силові тиристори. А відповідно до завдання це можливо збільшити, оскільки пропонується використання швидкодіючих тиристорів. Структурна схема такого перетворювача показана на рисунку 2.3.

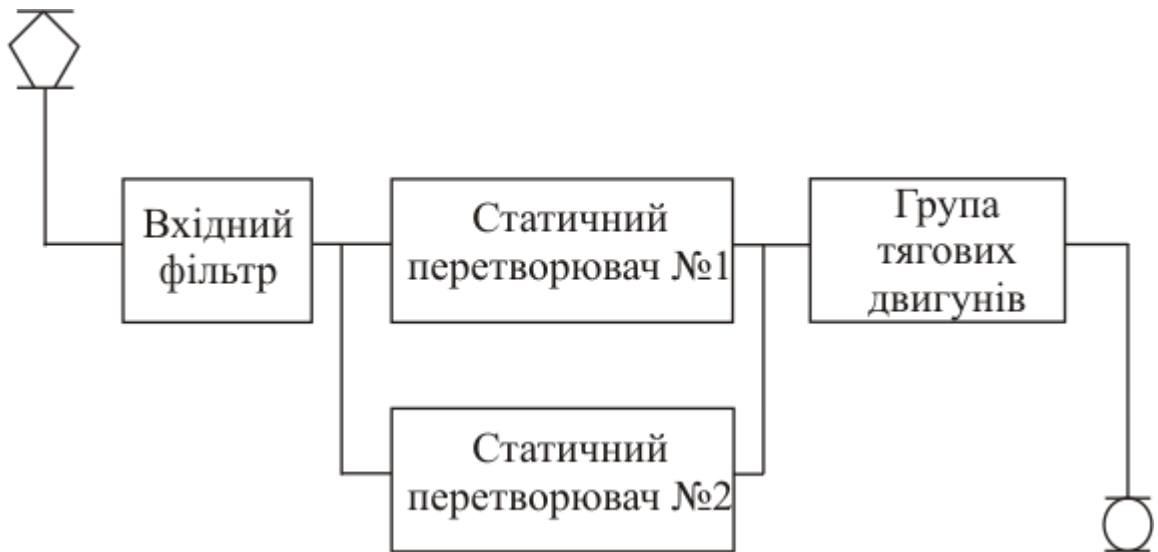


Рисунок 2.3 – Структурна схема з об'єднаним вхідним фільтром

Функціональна схема рисунку 2.3 має наступні переваги [1]: зменшення амплітуди коливань струму в колах тягових двигунів, оскільки їх частота дорівнює частоті на вхідному фільтрі; збереження кількості фаз при відключенні несправних груп двигунів. Однак схема не дозволяє виконати вирівнювання навантажень в паралельних колах двигунів.

Однак схема яка пропонується має деякі особливості при схемній реалізації [1, 13], які впливають з рисунка 2.4. На цій схемі загальний вхідний

фільтр представлено елементами L_ϕ та C_ϕ до входу якого приєднана напруга контактної мережі U_M .

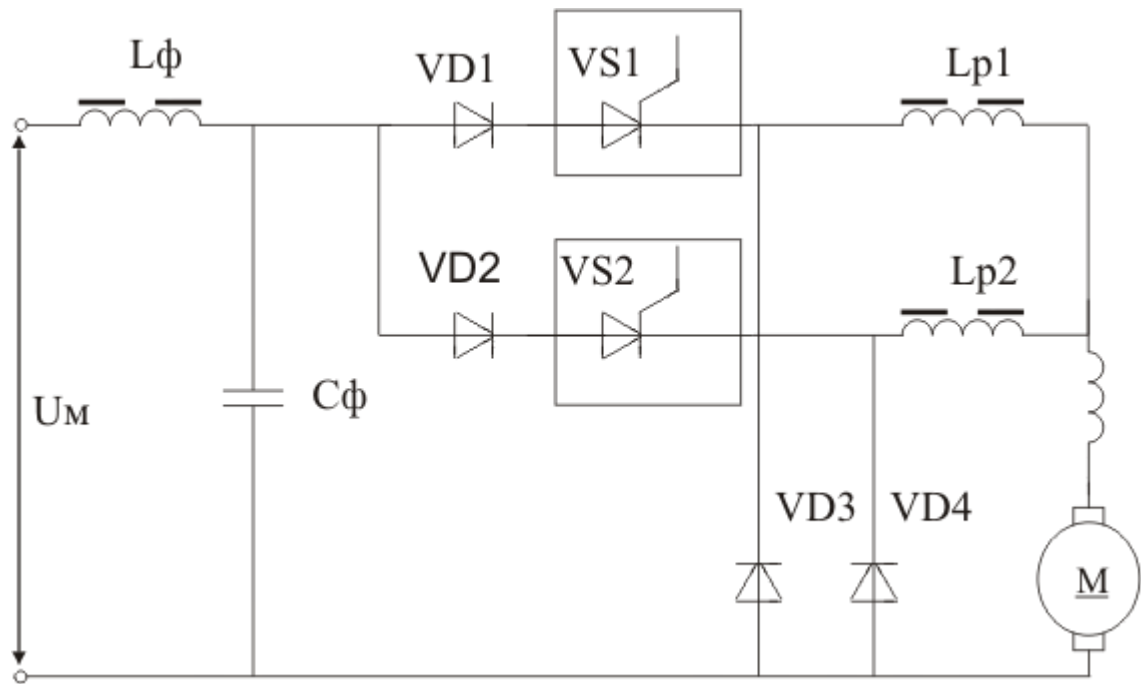


Рисунок 2.4 – Спрощена електрична схема двофазного імпульсного перетворювача

На відміну від однолінійної схеми імпульсного перетворювача до двофазної схеми рисунку 2.4 додані діоди $VD1$, $VD2$ необхідні для виключення впливу фаз однієї до другої. Тиристри $VS1$ та $VS2$ показані як основні, однак під цим умовним блоком розуміється складна система з великої кількості послідовних та паралельних груп тиристорів, тиристорних груп управління та власне системи управління тиристорними групами. Про необхідність ввімкнення діодів $VD3$, $VD4$ та реакторів L_{p1} , L_{p2} було викладено раніше.

Таким чином розрахункова максимальна частота одного каналу прийнята 400 Гц. Метою наступного розділу є розрахунок та вибір силових напівпровідникових приладів $VD1$, $VD2$, $VD3$, $VD4$, $VS1$ та $VS2$.

При розрахунку на елементній базі IGBT модуля будемо використовувати функціональну схему наведену на рисунку 2.1 так як частота IGBT модуля може працювати при 800 Гц.

На рисунку 2.5 показана більш розгорнута структурна схема, до якої додані функціональні блоки необхідні для забезпечення нормальної роботи системи яка використовує сучасну елементну базу.

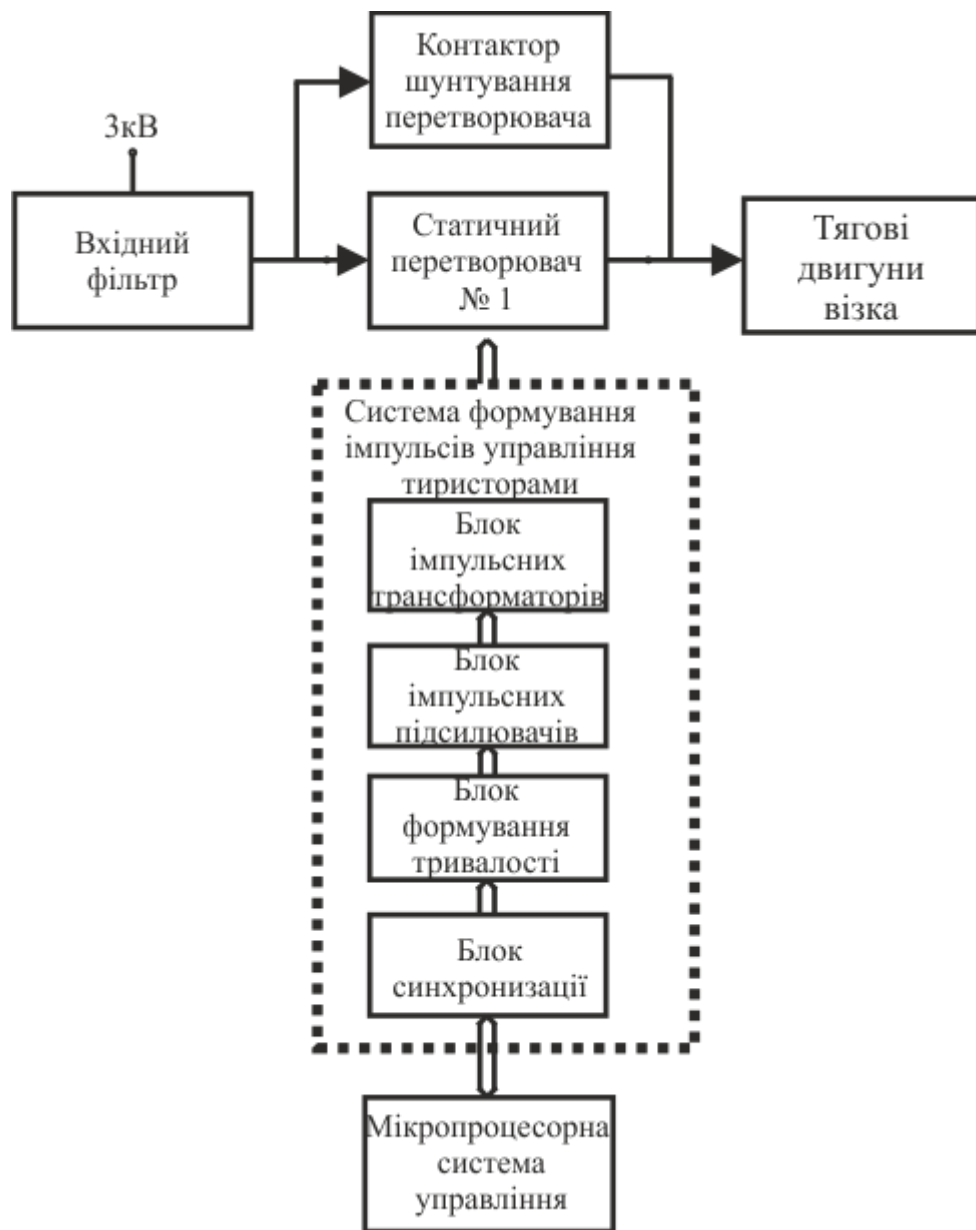


Рисунок 2.5 – Структурна схема одного каналу управління статичним перетворювачем

Представлені на структурній схемі блоки, які раніш не описані, виконують наступні функції:

- блок «контактор шунтування перетворювача» призначений для шунтування статичного перетворювача після виходу тягового двигуна на природню характеристику. Основна мета такого – зниження втрат потужності за рахунок виключення з контуру струму напівпровідникового ключа, який повинен залишатися у включеному стані із значними втратами потужності, які ще й повинні охолоджуватися. Таке рішення використовувалося і закордонними виробниками про що велася мова у першому розділі;

- вхідний фільтр приймаємо окремим для одного каналу управління. Далі буде виконуватися розрахунок такого каналу в якому приймаємо в якості фільтру традиційний Г-образний фільтр з реактором із магнітоелектричної сталі

з максимальною робочою частотою 800 Гц, тому використання єдиного фільтру вимагає використання більш коштовних матеріалів;

- мікропроцесорна система управління виконує формування необхідних параметрів розгону, руху та ін.;

- система формування імпульсів управління тиристорами необхідна для формування своєчасної подачі імпульсів управління заданої тривалості та потужності на керовані електроди тиристорів. У структурі цієї системи показана необхідність мати всі типові блоки для управління одно операційними тиристорами. У системі застосовано «Блок імпульсних трансформаторів» – типове рішення для забезпечення гальванічного розв'язання між низьковольтною системою управління та високовольтною системою регулювання напруги на тягових двигунах. Крім того забезпечується гальванічне розв'язання між тиристорами в групі, оскільки можливе групове з'єднання тиристорів (це покаже подальший розрахунок). «Блок імпульсних підсилювачів» призначений для підсилення сигналів управління тиристорами які надходять від частини системи управління на основі мікросхем, оскільки сигнали управління тиристорами вимагають рівень в декілька ампер та більш десяти вольт. «Блок формування тривалості» призначений для формування мінімальної тривалості імпульсу управління тиристором відповідно до його паспортних даних.

- блок синхронізації призначений для виконання зсуву між імпульсами управління двох каналів. Передбачаємо, що окремий статичний перетворювач виконує регулювання напруги тягових двигунів одного візка. В системі буде два ідентичних перетворювача силові тиристири яких вмикаються із зсувом з метою рівномірного споживання енергії від мережі живлення.

3 РОЗРАХУНОК СИЛОВИХ ЕЛЕМЕНТІВ ШИРОТНЕ-ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА ОСНОВІ ТИРИСТОРІВ

3.1 Вихідні дані

Відповідно до завдання на дипломну роботу, яке видане керівником розробки, під час розрахунку слід притримуватися наступних вихідних даних:

максимальна напруга живлення перетворювача U_{max} , В 3000;
мінімальна напруга живлення перетворювача U_{min} , В 2200;
максимальний струм навантаження I_{Hmax} , А 380;
мінімальний струм навантаження I_{Hmin} , А 180;
максимальний коефіцієнт пульсацій струму навантаження $k_{Пmax}$
..... 0,28;
тип тиристорів: ТБ143-320;
клас тиристорів..... 9;
група тиристорів за часом виключення 4;
тип діодів: ДЛ161-200;
клас діодів 14.

Розглянемо технічні характеристики базових напівпровідникових приладів, які пропонуються до використання у перетворювачі.

Тиристор ТБ143-320 відноситься до силових швидкодіючих тиристорів таблеткового виконання [14].

Застосовується в колах змінного та постійного струму різних силових установок. Тиристор складається з трьох виводів: анод, катод та керуючий електрод. Полярність таблеткових тиристорів можна визначити за символом, включеним у маркування тиристора. Як правило, напівпровідникові прилади встановлюються на охолоджувач для забезпечення оптимальних характеристик.

Основні особливості:

герметичні метало скляні корпуси з притискними контактами;

таблеткова конструкція для двостороннього охолодження;

низькі часи управління;

низькі часи вимкнення;

внутрішнє посилення сигналу керування;

відповідають закордонним аналогам та міжнародним стандартам;

Області застосування:

перетворювачі електроприводів малої потужності;

управління однофазними малогабаритними електродвигунами у побутовій техніці;

перетворювачі для індивідуального нагрівання;
 електрозварювання;
 потужні електроприводи для промисловості та транспорту;
 індукційне нагрівання;
 джерела безперебійного живлення.

Структура маркування тиристора (приклад):

ТБ143-320-12-УХЛ2;

ТБ – Тиристор швидкодіючий;

143 – Конструктивне виконання;

320 – Середній струм у відкритому стані, А;

12 – Клас по напрузі (Номінальна напруга 1200В);

УХЛ2 – Кліматичне виконання

На рисунку 3.1 показано зовнішній вигляд тиристора ТБ143-320.



Рисунок 3.1 – Тиристор типу ТБ143-320

Основні характеристики тиристора:

Повторювана імпульсна напруга в закритому стані і імпульсна зворотна напруга, що повторюється U_{DRM} , В / U_{RRM} , В..... 600...1200;
 Клас..... 6...12;
 Максимальне припустимий середній струм у відчиненому стані I_{TAV} , А 320;
 Типи охолоджувачів, що рекомендовано 0143, 0243, OM103, OM104;

Охолодження

..... природне
, примусове повітряне;

Початок випуску з 1990 р.;

Комерційна ціна, грн 1000 [14]

Діод ДЛ161-200 відноситься до силових лавинних діодів штиркової конструкції [15].

Застосовується в колах змінного та постійного струму. Діод складається з двох виводів: анод і катод. Як правило, напівпровідникові прилади встановлюються на охолоджувач для забезпечення оптимальних характеристик.

Основні особливості:

герметичні метало скляні та металокерамічні корпуси з притискними контактами;

відповідають закордонним аналогам та міжнародним стандартам;

гарантована максимальна потужність розсіювання в режимі лавинного пробою;

Області застосування:

некеровані та напівкеровані випрямні мости;

потужні електроприводи для промислового застосування та транспорту; тягові підстанції.

Структура маркування діода (приклад):

ДЛ161-200-18-УХЛ2

ДЛ – діод лавинний;

161 – конструктивне виконання;

200 – середній струм у відкритому стані, А;

18 – клас з напруги (номінальна напруга 1800В);

УХЛ2 – кліматичне виконання.

Основні характеристики діода:

Повторювана імпульсна напруга в закритому стані і імпульсна зворотна напруга, що повторюється $U_{DRM}, B / U_{RRM}, B$ 100...1800;

Клас..... 1...18;

Максимальне припустимий середній струм у відчиненому стані I_{TAV}, A

..... 200;

Типи охолоджувачів, що рекомендовано 0171,
0371, OM101;

Охолодження

..... природне
, примусове повітряне;

Початок випуску з 1990 р.;

Комерційна ціна, грн 300 [15]

На рисунку 3.2 показано зовнішній вигляд діода ДЛ161-200.



Рисунок 3.2 – Діод типу ДЛ161-200

Виходячи з характеристик напівпровідникових приладів можна зробити наступні висновки:

- Обидва типи приладів ще наявні до придбання для побудови пристроїв;
- Прилади мають різну конструкцію (таблетковий та штирковий), що ускладнює проектування конструктиву перетворювача, оскільки різні конструкції охолоджувачів та підведення до них повітря ускладняється в експлуатації.

3.2 Розрахунок параметрів елементів коливального контуру і робочої частоти регулювання

В якості перетворювача обираємо загально відому схему тиристорного ключа постійного струму з комутацією напругою [4, 16, 17]. Причиною такого вибору є наявність на цей час, достатньо перевірених часом методів розрахунку елементів таких перетворювачів [16, 17].

У схемі перетворювача, наведений на рисунку 3.3, головним є тиристор VS1, допоміжним – тиристор VS2.

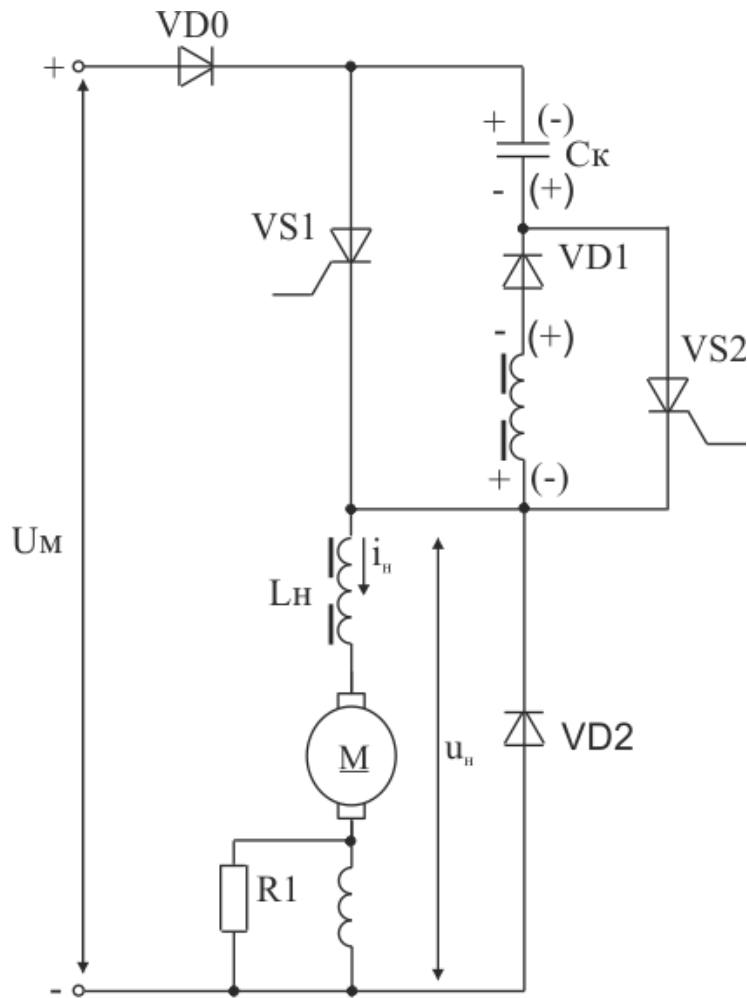


Рисунок 3.3 – Розрахункова схема тиристорного перетворювача
Розрахунок виконуємо за методикою, що приведена у джерелі [16].
Ємність комутуючого конденсатора розраховується з умови $t_B = t_C$.

$$C \geq \frac{I_{Hmax} \cdot t_B}{k_3 \cdot U_{min}}, \quad (3.1)$$

де $k_3 = 0,7 \div 0,8$ – коефіцієнт загасання. Приймаємо 0,75;

t_B , мкс – час виключення тиристора, для 4-ї групи не більш 32 мкс.

$$C \geq \frac{380 \cdot 32}{0,75 \cdot 2200} = 7,34 \text{ мкФ}.$$

Друга умова вибору ємності конденсатора

$$C \geq \frac{I_{Hmax}}{(du_{zc}/dt)_{кр}}, \quad (3.2)$$

де $(du_{zc}/dt)_{кр}$ – значення критичної швидкості наростання прямої напруги. Відповідно до [1] для 4-ї групи тиристорів 200 В/мкс.

$$C \geq \frac{380}{200} = 1,9 \text{ мкФ}.$$

Для подальшого розрахунку обираємо максимальне значення ємності конденсатора $C=7,34$ мкФ.

Число паралельних кіл конденсаторів вибраного типу.

$$a_c = \frac{1,3 \cdot C \cdot m_c}{C_{НОМ}}, \quad (3.3)$$

де C – найбільша ємність, розрахована в попередньому пункті;

$m_c = 2$ – число послідовно з'єднаних конденсаторів в кожному паралельному колі.

Коефіцієнт 1,3 враховує можливе зменшення ємності конденсаторів при мінімальній робочій температурі -50 °С.

$$a_c = \frac{1,3 \cdot 7,34 \cdot 2}{2,12} = 9.$$

Приймаємо конденсатор типу РСТ-2-2,12-У2 з номінальною амплітудою знакозмінної напруги $U_{НОМ} = 2000$ В, номінальної ємності $C_{НОМ} = 2,12$ мкФ і номінальною частотою $f_{НОМ} = 800$ Гц.

Кількість паралельно з'єднаних кіл з конденсаторами $a_c = 9$ шт.

Мінімальна ємність комутуючого конденсатора.

При позитивній робочій температурі ємність конденсаторів може перевищувати номінальну на 10%. В результаті фактичне значення ємності може лежати в межах від C_{min} до C_{max}

$$C_{min} = \frac{C_{НОМ} \cdot a_c}{1,3 \cdot m_c}, \quad (3.4)$$

$$C_{min} = \frac{2,12 \cdot 9}{1,3 \cdot 2} = 7,33 \text{ мкФ.}$$

Максимальна ємність комутуючого конденсатора.

$$C_{max} = \frac{1,1 \cdot C_{НОМ} \cdot a_c}{m_c}, \quad (3.5)$$

$$C_{max} = \frac{1,1 \cdot 2,12 \cdot 9}{2} = 10,5 \text{ мкФ}$$

Індуктивність комутуючого дроселя.

$$L \geq \frac{C_{max} \cdot U_{max}^2}{4 \cdot I_{Hmax}^2}, \quad (3.6)$$

$$L \geq \frac{10,5 \cdot 3000^2}{4 \cdot 380^2} = 0,000163 \text{ Гн.}$$

Максимальна тривалість комутаційного інтервалу

$$t_{k\max} = \frac{(1+k_3) \cdot U_{\max} \cdot C_{\min}}{I_{H\min}}, \quad (3.7)$$

$$t_{k\max} = \frac{(1+0,75) \cdot 3000 \cdot 7,33}{180} = 213 \text{ мкс.}$$

Максимальна тривалість коливального процесу перезаряду комутуючого конденсатора.

$$t_{\Pi} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{\max}}, \quad (3.8)$$

$$t_{\Pi} = \pi \cdot \sqrt{0,000163 \cdot 0,0000105} = 0,000013 \text{ с.}$$

Робоча частота регулювання.

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U_{H\min}}{U_{\max} \cdot (t_{\Pi} + 0,5 \cdot (1+k_3) \cdot t_{k\max})}, \quad (3.9)$$

де $U_{H\min} = 0,3 \cdot U_{\max} = 0,3 \cdot 3000 = 900 \text{ В.}$

$$f = \frac{900}{3000 \cdot (0,000013 + 0,5 \cdot (1+0,75) \cdot 0,000213)} = 1504 \text{ Гц.}$$

Конденсатор, що вибрано раніш має максимальну робочу частоту 800 Гц, тому для подальших розрахунків приймаємо робочу частоту перетворювача 800 Гц.

Робочій період

$$T = \frac{1}{f}, \quad (3.10)$$

$$T = \frac{1}{800} = 0,00125 \text{ с.}$$

3.3 Розрахунок групового з'єднання напівпровідникових приладів

3.3.1 Число послідовно сполучених тиристорів в групі, що виконують функції VS1.

Число m послідовно включених приладів визначається з умови забезпечення максимально допустимої напруги, що повторюється, на приладі U_{RRM} при пробої одного з них

$$m_V = \frac{U_{VH}}{U_{RRM} \cdot k_1} + 1, \quad (3.11)$$

де U_{VH} – найбільша (максимально можливе в робочому режимі) напруга на діоді або тиристорі,

k_1 – коефіцієнт, що враховує нерівномірний розподіл прикладеної напруги між послідовно сполученими приладами. Для нелавинних приладів $k_1 = 0,8$, для лавинних $k_1 = 1$.

$$m_V = \frac{3000}{900 \cdot 1} + 1 = 4,33 \text{ шт.}$$

Значення m_V повинне забезпечувати також відсутність відмов приладів при атмосферних і комутаційних перенапруженнях

$$m_V = \frac{U_{VH} \cdot k_2}{U_{RSM} \cdot k_1}, \quad (3.12)$$

де $U_{RSM} = 1,12 \cdot U_{RRM}$ – максимально допустима напруга, що не повторюється, на приладі;

$k_2 = 1,4$ – коефіцієнт, що враховує рівень обмеження перенапружень пристроями захисту.

$$m_V = \frac{3000 \cdot 1,4}{1,12 \cdot 900 \cdot 1} = 4,16 \text{ шт.}$$

Приймаємо VS1 5 шт. послідовно з'єднаних.

3.3.2 Число послідовно сполучених тиристорів в групі, що виконують функції VS2.

Максимально допустима напруга така ж як і у попередньому випадку, тому приймаємо VS2 5 шт. послідовно з'єднаних.

3.3.3 Число послідовно сполучених діодів в групі, що виконують функції діода VD1.

Найбільша зворотна напруга на діоді VD1

$$U_{VD1H} = U_{max} \cdot k_3, \quad (3.13)$$

$$U_{VD1H} = 3000 \cdot 0,75 = 2250 \text{ В.}$$

Як і у випадку з тиристорами перевіряємо виконання двох умов

$$m_V = \frac{2250}{1400 \cdot 0,8} + 1 = 3 \text{ шт.}$$

$$m_V = \frac{2250 \cdot 1,4}{1,12 \cdot 1400 \cdot 0,8} = 2,5 \text{ шт.}$$

Приймаємо VD1 3 шт. послідовно з'єднаних.

3.3.4 Число послідовно сполучених діодів в групі, виконуючій функції VD2.

$$U_{VD2H} = U_{max} \cdot (1 + k_3), \quad (3.14)$$

$$U_{VD2H} = 3000 \cdot (1 + 0,75) = 5250 \text{ В.}$$

Як і у випадку з тиристорами перевіряємо виконання двох умов

$$m_V = \frac{5250}{1400 \cdot 0,8} + 1 = 5,6 \text{ шт.}$$

$$m_V = \frac{5250 \cdot 1,4}{1,12 \cdot 1400 \cdot 0,8} = 5,85 \text{ шт.}$$

Приймаємо VD2 6 шт. послідовно з'єднаних.

3.3.5 Найбільше середнє значення струму VS1.

$$I_{VS1H} = f \cdot I_{Hmax} \cdot (T - t_{Kmax} + 4 \cdot \sqrt{L \cdot C_{max}}), \quad (3.15)$$

$$I_{VS1H} = 800 \cdot 380 \cdot (0,00125 - 0,000213 + 4 \cdot \sqrt{0,000163 \cdot 0,0000105}) = 365 \text{ А}$$

3.3.6 Найбільше середнє значення струму VS2.

$$I_{VS2H} = f \cdot (1 + k_3) \cdot U_{max} \cdot C_{max}, \quad (3.16)$$

$$I_{VS2H} = 800 \cdot (1 + 0,75) \cdot 3000 \cdot 10,5 \cdot 10^{-6} = 44 \text{ А}$$

3.3.7 Найбільше середнє значення струму VD1

$$I_{VD1H} = 4 \cdot f \cdot I_{Hmax} \cdot \sqrt{L \cdot C_{max}}, \quad (3.17)$$

$$I_{VD1H} = 4 \cdot 800 \cdot 380 \cdot \sqrt{0,000163 \cdot 0,0000105} = 50 \text{ А.}$$

3.3.8 Найбільше середнє значення струму VD2.

$$I_{VD2H} = 0,8 \cdot I_{Hmax}, \quad (3.18)$$

$$I_{VD2H} = 0,8 \cdot 380 = 304 \text{ А.}$$

3.3.9 Число паралельних кіл в групі тиристорів, що виконують функції VS1.

Число a_V паралельних кіл приладів

$$a_V = \frac{I_{VH}}{I_{TAV} \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot k_5}, \quad (3.19)$$

де $k_3 = 0,8$ – коефіцієнт, що враховує зниження швидкості охолоджуючого повітря при зменшенні напруги контактної мережі;

$k_4 = 0,9$ – коефіцієнт, що враховує підігрів охолоджуючого повітря, при послідовному розташуванні охолоджувачів (радіаторів) напівпровідникових приладів;

$k_5 = 0,85$ – коефіцієнт, що враховує нерівномірний розподіл струму між паралельними вітками приладів;

I_{TAV} – максимальний допустимий середній струм приладу;

I_{VH} – найбільший (максимально можливий в робочому режимі) середній струм діода або тиристора.

$$a_V = \frac{365}{380 \cdot 0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,85} = 1,5 \text{ шт.}$$

Приймаємо паралельних кіл в тиристорній групі VS1 2 шт.

3.3.10 Мінімальний граничний струм тиристорів, що виконують функції VS2, виходячи з умови, що їх одне коло $a_V = 1$.

$$I_{IVS2} = \frac{I_{VS2H}}{k_3 \cdot k_4 \cdot k_5}, \quad (3.20)$$

$$I_{IVS2} = \frac{44}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,85} = 72 \text{ А.}$$

3.3.11 Число паралельних кіл в групі діодів, що виконують функції VD2

$$a_V = \frac{304}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,85 \cdot 200} = 2,4 \text{ шт.}$$

Приймаємо паралельних кіл в групі діодів VD2 – 3 шт.

3.3.11 Мінімальний граничний струм діодів, що виконують функції VD1, виходячи з умови, що їх одне коло $a_V = 1$.

$$I_{IVD1} = \frac{I_{VD1H}}{k_3 \cdot k_4 \cdot k_5}, \quad (3.21)$$

$$I_{IVD1} = \frac{50}{0,8 \cdot 0,9 \cdot 0,85} = 81 \text{ А.}$$

3.3.12 Вибір класифікаційної групи тиристорів по критичній швидкості наростання прямої напруги.

$$\left(\frac{du_{3c}}{dt} \right)_{кр} \geq \frac{I_{Hmax}}{m_V \cdot C_{max} \cdot k_1}. \quad (3.22)$$

$$\frac{380}{5 \cdot 10,5 \cdot 1} = 7,2 \text{ В/мкс.}$$

Для тиристорів, що виконують функції VS2 з урахуванням умови $I_m = 2 \cdot I_{Hmax}$

$$\left(\frac{du_{3c}}{dt} \right)_{кр} \geq \frac{2 \cdot I_{Hmax}}{m_V \cdot C_{max} \cdot k_1}, \quad (3.23)$$

$$\frac{2 \cdot 380}{5 \cdot 10,5 \cdot 1} = 14,4 \text{ В/мкс.}$$

Значення критичної швидкості наростання прямої напруги для кожної нормованої по цьому параметру групи приведено в таблиці 3.1 методичних вказівок [16].

Висновок: груповий тиристор VS1 можна віднести до 1 групи, VS2 до 1 групи.

3.4 Розрахунок параметрів захисних елементів перетворювача.

3.4.1 Опір резисторів шунтування для групи тиристорів, що виконують функції VS1.

Для вирівнювання напруги на послідовно з'єднаних закритих напівпровідникових приладах паралельно кожному з них включається резистор шунтування R_{III} . Розрахунок опору R_{III} проводиться з умови, щоб при як найгіршому поєднанні вольт амперних характеристик приладів і максимально можливій робочій напрузі кола U_{VH} напруга на будь-якому з них не перевищувала максимально допустимого значення U_{RRM} .

$$R_{III} \leq \frac{m \cdot U_{RRM} - U_{VH}}{(m-1) \cdot I_0}, \quad (3.24)$$

де $I_0 = 50$ мкА – максимальне значення імпульсного струму тиристора в закритому стані.

$$R_{III} \leq \frac{5 \cdot 900 - 3000}{(5-1) \cdot 50} = 7,5 \text{ кОм.}$$

Приймаємо $R_{III} = 7,5$ кОм.

3.4.2 Опір резисторів шунтування для групи тиристорів, що виконують функції VS2.

$$R_{III} \leq \frac{5 \cdot 900 - 3000}{(5-1) \cdot 50} = 7,5 \text{ кОм.}$$

Кількість послідовно ввімкнених тиристорів як і у попередньому випадку, тому приймаємо $R_{III} = 7,5$ кОм.

3.4.3 Ємність конденсаторів шунтування для групи тиристорів, що виконують функції VS1.

$$C_{III} \geq \frac{(m-1) \cdot \Delta Q_B}{m \cdot U_{RRM} - U_{VH}} \quad (3.25)$$

де $\Delta Q_B = 100$ мкКл –максимально можлива різниця значень зарядів відновлення Q_B послідовно включених тиристорів.

$$C_{III} \geq \frac{(5-1) \cdot 100}{5 \cdot 900 - 3000} = 0,26 \text{ мкФ}$$

Приймаємо ємність конденсатора 0,27 мкФ.

3.4.4 Ємність конденсаторів шунтування для групи тиристорів, що виконують функції VS2.

Кількість послідовно ввімкнених тиристорів як і у попередньому випадку, тому приймаємо ємність конденсатора 0,27 мкФ.

Послідовно з конденсатором шунтування включається резистор демпфування R_D , що обмежує максимальний струм перезаряду C_{III} . Опір резистора R_D звичайно дорівнює 30...50 Ом. Обираємо опір резистора 33 Ом.

3.4.5 Індуктивність дроселя, включеного послідовно з групою тиристорів, що виконують функції VS1.

Мінімальна індуктивність дроселя визначається з умови

$$\frac{di_{VS}}{dt} = \frac{U}{L_c} \leq a_V \cdot \left(\frac{di}{dt} \right)_{кр} . \quad (3.26)$$

$$L_c \geq \frac{U_{max}}{a_V \cdot \left(\frac{di}{dt} \right)_{KP}} \quad (3.27)$$

де $\left(\frac{di}{dt} \right)_{KP} = 800$ А/мкС – максимальна швидкість наростання струму

для обраного тиристора.

$$L_c \geq \frac{3000}{2 \cdot 800} = 1,875 \text{ мкГн.}$$

3.4.6 Індуктивність дроселя, включеного послідовно з групою тиристорів, що виконують функції VS2.

$$L_c \geq \frac{3000}{1 \cdot 800} = 3,75 \text{ мкГн.}$$

3.4.7 Параметри ω , S , $I_{сер}$ дроселя насичення, включеного послідовно з групою тиристорів, виконуючих функції VS1.

Використовуємо для виготовлення магнітопроводу дроселя залізонікелієвий сплав типу 50НП, який випускається у вигляді стрічки товщиною 0,005...0,1 мм. Для матеріалу 50НП: зміна величини індукції $\Delta B = 0,5 \dots 1,5$ Тл, коерцитивна сила $H_C = 20 \dots 40$ А/м.

Струм дроселя I при перемагнічуванні: $I = 2 \cdot a_V = 4$ А.

Час перемагнічування $t_{zam} = 2 \div 3$ мкС.

Відношення значень $I_{сер}/S = k = 120 \dots 160$ м-1.

Кількість витків дроселя:

$$\omega = \sqrt{\frac{t_{zam} \cdot H_C \cdot k \cdot U_{max}}{\Delta B \cdot I}}, \quad (3.28)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 120 \cdot 3000}{0,5 \cdot 4}} = 4.$$

Приймаємо 4 витки.

Середня довжина магнітної лінії:

$$l_{сер} = \frac{I \cdot \omega}{H_C} \quad (3.29)$$

$$l_{сер} = \frac{4 \cdot 4}{30} = 0,26 \text{ м.}$$

Товщина стрічки

$$S = \frac{t_{зам} \cdot U_{max}}{\omega \cdot \Delta B} \quad (3.30)$$

$$S = \frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 3000}{0,5 \cdot 4} = 0,0045 \text{ мм.}$$

Приймаємо стрічку товщиною 0,005 мм.

3.4.8 Параметри ω , S , $l_{сер}$ дроселя насичення, включеного послідовно з групою тиристорів, що виконують функції VS2

$$I = 2 \cdot a_V = 2 \cdot 1 = 2 \text{ А.}$$

$$\omega = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 30 \cdot 120 \cdot 3000}{0,5 \cdot 2}} = 5,69.$$

Приймаємо $\omega = 6$ витків.

$$l_{сер} = \frac{2 \cdot 6}{30} = 0,4 \text{ м.}$$

$$S = \frac{3 \cdot 10^{-6} \cdot 3000}{0,5 \cdot 6} = 0,003 \text{ мм.}$$

3.4.9 Принципові схеми груп напівпровідникових приладів, що виконують функції VS1, VS2, VD1, VD2 з захисними елементами наведені на рисунках 3.4–3.7.

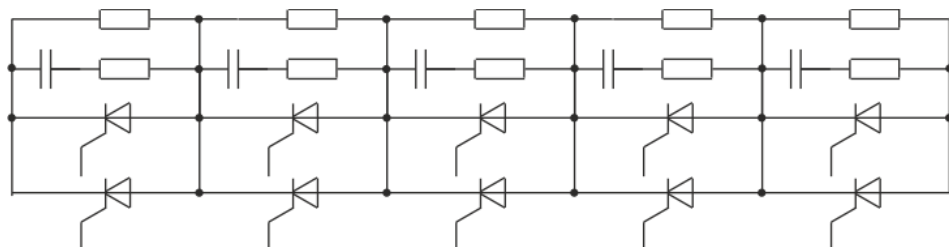


Рисунок 3.4 – З'єднання елементів в групу VS1

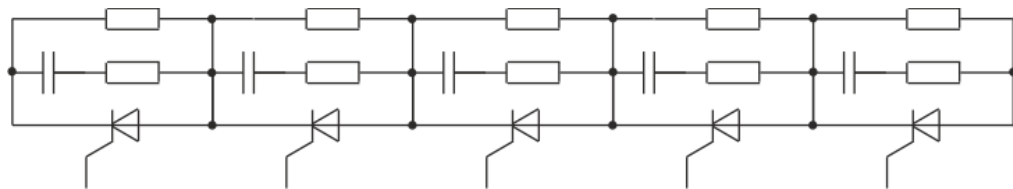


Рисунок 3.5 – З'єднання елементів в групу VS2



Рисунок 3.6 – З'єднання елементів в групу VD1

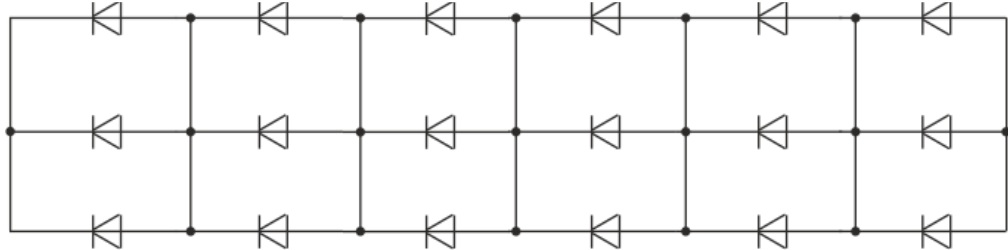


Рисунок 3.7 – З'єднання елементів в групу VD2

3.5 Розрахунок параметрів вхідного фільтру і індуктивності кола навантаження.

3.5.1 Ємність вхідного фільтру.

$$C_{\Phi} = \frac{I_{H \max}}{4 \cdot f \cdot \Delta U_{\Phi \max}}, \quad (3.31)$$

де $\Delta U_{\Phi \max}$ – розмах пульсацій напруги на фільтровому конденсаторі

$$\Delta U_{\Phi \max} = 0,15 \cdot U_{\max}, \quad (3.32)$$

$$\Delta U_{\Phi \max} = 0,15 \cdot 3000 = 450 \text{ В},$$

$$C_{\Phi} = \frac{380}{4 \cdot 800 \cdot 450} = 263 \text{ мкФ}.$$

Розраховане значення округляємо до більшого числа, кратного 16 мкФ. Це пов'язано з використанням спеціального фільтрового конденсатора типу ФСТ-4-16 з номінальною напругою 4 кВ і номінальною ємністю 16 мкФ. Приймаємо 17 шт., 272 мкФ.

3.5.2 Індуктивність вхідного фільтру.

Для розрахунку індуктивності вхідного фільтру розмах пульсацій струму мережі приймається рівним 2% від струму навантаження I_H .

$$\Delta I_{C \max} = 0,02 \cdot I_{H \max}, \quad (3.33)$$

$$\Delta I_{C \max} = 0,02 \cdot 380 = 7,6 \text{ А}$$

$$L_{\Phi} = \frac{I_{H \max}}{32 \cdot f^2 \cdot \Delta I_{C \max} \cdot C_{\Phi}}, \quad (3.34)$$

$$L_{\Phi} = \frac{380}{32 \cdot 800^2 \cdot 7,6 \cdot 0,000272} = 0,0089 \text{ Гн}.$$

3.5.3 Власна частота вхідного фільтру з урахуванням індуктивності контактної мережі.

$$f_{\Phi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_{\Phi} \cdot (L_{\Phi} + L_{KM})}}, \quad (3.35)$$

де індуктивність контактної мережі $L_{KM} = 0,005$ Гн.

$$f_{\Phi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0,000272 \cdot (0,0089 + 0,005)}} = 82 \text{ Гц.}$$

3.5.4 Індуктивність кола навантаження перетворювача

$$L_H = \frac{U_{max}}{4 \cdot f \cdot I_{Hmax} \cdot k_{Пmax}}, \quad (3.36)$$

$$L_H = \frac{3000}{4 \cdot 800 \cdot 380 \cdot 0,28} = 0,0088 \text{ Гн.}$$

На рисунку 3.8 показано часові діаграми в контрольних вузлах розрахункової схеми.

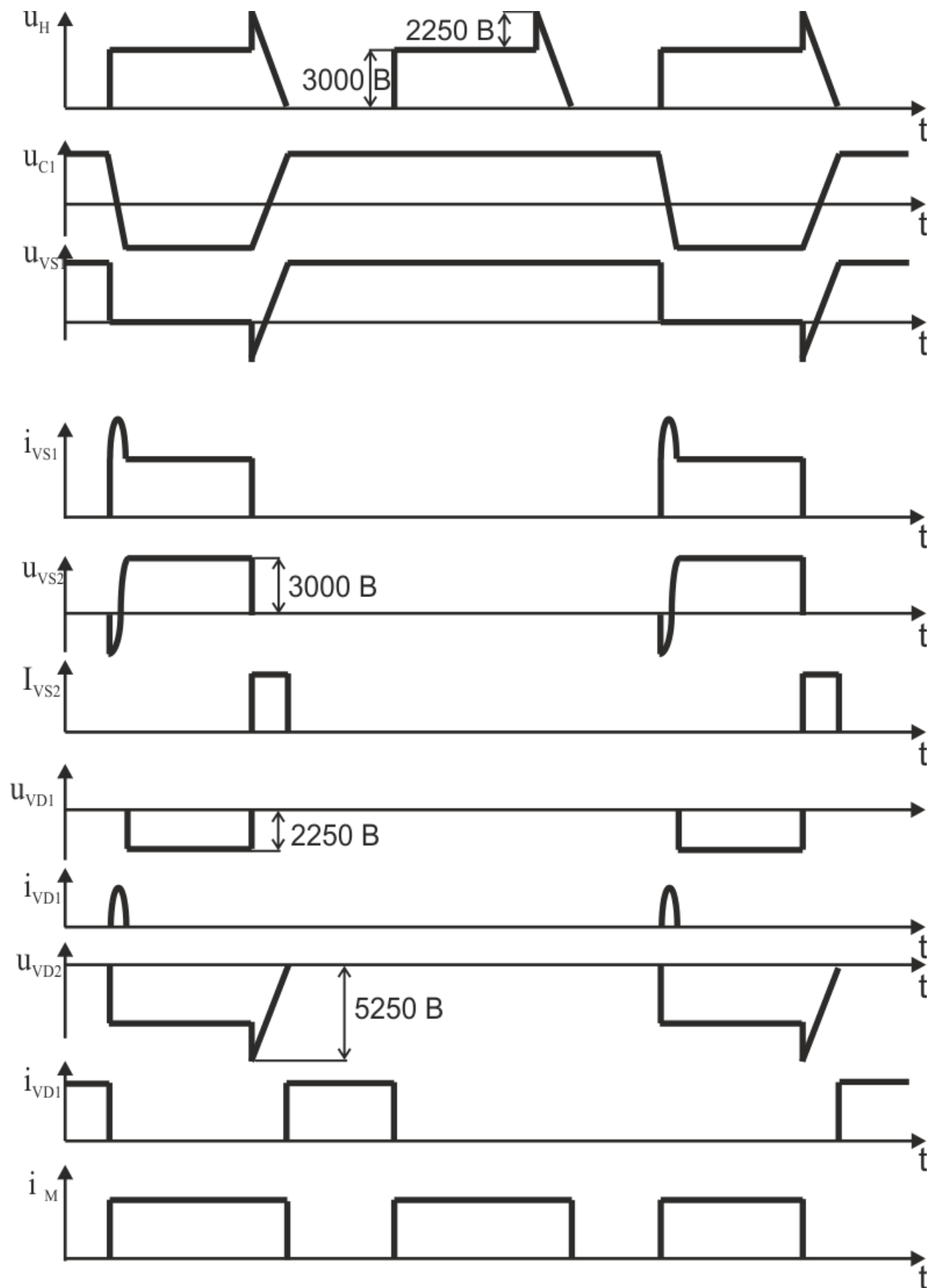


Рисунок 3.8 – Часові діаграми в контрольних вузлах розрахункової схеми.

4 РОЗРОБКА АЛЬТЕРНАТИВНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА НА IGBT

4.1 Особливості IGBT приладів

Біполярний транзистор з ізольованим затвором (БТІЗ, англ. Insulated-gate bipolar transistor, IGBT) – силовий напівпровідниковий прилад, має три електроди (колектор, емітер, затвор), поєднує два транзистори в одній напівпровідниковій структурі: біполярний (силовий канал) і польовий (канал управління). Використовується в основному як потужний електронний ключ в імпульсних джерелах живлення, інверторах, в системах керування електричними приводами. Специфічне включення транзисторів двох типів дозволяє поєднувати їх переваги в одному приладі: вихідні характеристики біполярного (велика допустима робоча напруга та опір відкритого каналу, пропорційне струму, а не квадрату струму, як у польових) та вхідні характеристики польового (мінімальні витрати на управління) [6, 7, 18]. Випускаються як окремі IGBT, так і силові складання (модулі) на їх основі, наприклад, для керування колами трифазного струму.

IGBT поєднує переваги двох основних видів транзисторів (біполярного та польового):

- високий вхідний опір, низький рівень керуючої потужності – від польових транзисторів із ізольованим затвором;
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані – від біполярних транзисторів;
- малі втрати у відкритому стані при великих струмах та високих напругах;
- характеристики перемикання та провідність біполярного транзистора;
- управління як у MOSFET – напругою.

На цей час є основною напівпровідниковою базою для побудови схем статичних перетворювачів електрифікованого транспорту магістральних залізниць за електрифікацією різними системами струму та міського електротранспорту [8, 18]. Застосування IGBT-модулів у системах керування тяговими двигунами дозволяє (порівняно з тиристорними пристроями) забезпечити високий коефіцієнт корисної дії, високу плавність ходу машини та можливість застосування рекуперативного гальмування практично на будь-якій швидкості.

Таким чином, застосування такого типу модулів на цей час є більш прийнятним, оскільки виключаються складні каскади управління, як це необхідне для тиристорів та більш простою задачею є організація схемних

рішень для забезпечення як режиму розгону так і режиму повернення енергії до контактної мережі (рекуперації).

Основними параметрами до вибору цих приладів є напруга між виводами колектор-емітер, середнє значення струму та робоча частота. Перевагою перед тиристорами частотний діапазон суттєво більший.

4.2 Розробка системи збудження тягових двигунів

Виходячи з існуючих схем електропоїздів постійного струму можна зробити висновок, що вітчизняні електропоїзди використовують колекторні двигуни постійного струму послідовного збудження [1, 19]. Крім того, слід вважати, що для двигунів електропоїздів ослаблене збудження звуть нормальним, а повне – посиленням. Тому вважаємо, що в системі яка проектується використано саме такі тягові двигуни.

Для тягових двигунів слід врахувати можливість системи реверсу, яка звичайно забезпечується перемикачами вперед (В) та назад (Н) [1, 13], що враховуємо у схемі (рисунок 4.1).

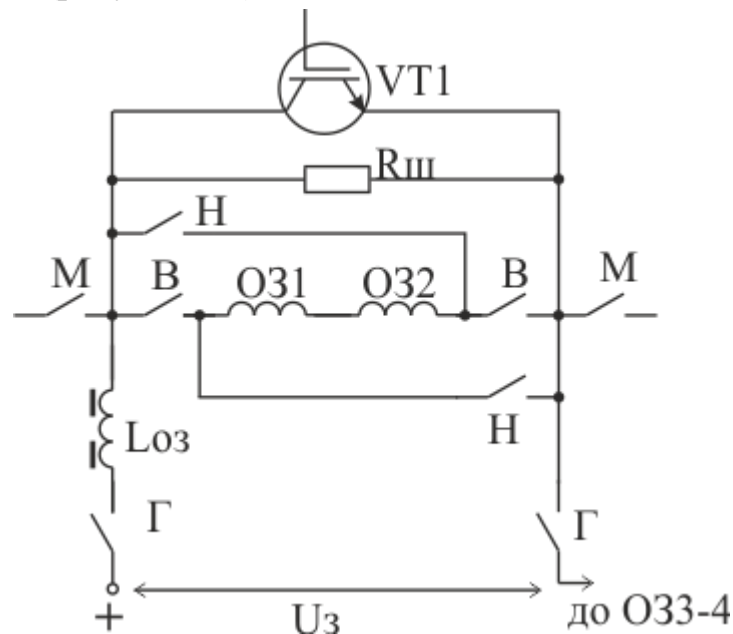


Рисунок 4.1 – Система збудження

Подальшим кроком є відмова від реостатного регулювання ослабленням збудження та перехід до ослаблення збудження за допомогою транзистора VT1 (див. рисунок 4.1). Транзистор введено паралельно резистору шунта Rш, який звичайно використовується і у режимі тяги з метою зниження пульсацій під час роботи імпульсного регулятора напруги. Таке рішення є більш сучасним.

Виходячи з останньої схеми запропонована система незалежного збудження, яка під час рекуперативного гальмування отримує живлення від окремого джерела U3. Забезпечення незалежного живлення здійснюється шляхом вимикання контактів М, які в режимі тяги забезпечують послідовне

ввімкнення обмоток з якорями тягових двигунів та вмиканням контактів Г, які приєднують джерело незалежного збудження до обмоток збудження.

Шунтування реактивної енергії в обмотках збудження відбувається випрямлячем, який є виходом джерела енергії обмоток збудження.

4.3 Джерело живлення системи збудження тягових двигунів

На вітчизняних електропоїздах з реостатним регулюванням, де застосовано реостатне та рекуперативне гальмування (ЕР2Т, ЕПЛ2Т) в якості джерела енергії застосовано синхронний генератор та керований трифазний випрямляч для забезпечення незалежного збудження [1, 19]. Будемо вважати таке рішення не сучасним і запропонуємо джерело живлення обмоток незалежного збудження на основі імпульсних перетворювачів із застосуванням IGBT приладів.

Але тут можливі два варіанти.

Перший варіант, це використання безпосереднього імпульсного перетворювача для пониження напруги за аналогією з тяговим перетворювачем, який є основним у проекті. Розглянемо використання цього варіанту.

Звичайно напруга необхідна для обмоток збудження у режимі реостатного чи рекуперативного гальмування складає не більш 150...200 В [1, 13, 19]. Тому коефіцієнт заповнення імпульсної послідовності буде знаходитися у межах 0,05...0,066, якщо напруга контактної мережі складає 3000 В. При зниженні напруги ці значення трохи збільшуються. Однак суттєвим недоліком буде значна пульсація напруги, а подальше і струму, яка виправляти прийдеться введенням системи фільтрації найменш у вигляді реактора із суттєвими габаритами та вагою. Крім того, безпосередній перетворювач не дає гальванічного розв'язання кіл.

Тому переходимо до другого варіанту системи живлення. В основі цього варіанту полягає використання перетворювача постійної напруги з проміжним контуром змінного струму. Проміжний контур змінного струму утворюється за допомогою автономного інвертора, який перетворює напругу контактної мережі у змінну, далі надходить на первинну обмотку трансформатора, зі вторинної обмотки трансформатора до випрямляча і до обмоток збудження. Зміна струму збудження виконується за допомогою зміни рівня напруги на виході випрямляча. При максимальному значенні напруги на обмотках збудження напруга джерела майже не вимагає використання фільтрів значних габаритів, оскільки тривалість імпульсів протягом періоду значна.

Розрахункова схема перетворювача показана на рисунку 4.2.

В основі схеми знаходиться автономний однофазний інвертор напруги, виконаний по схемі пів моста. Схема складається з двох транзисторних ключів

(IGBT) VT1 – VT2, два зустрічно включених діодів VD1 – VD2, що виконують функцію діодів зворотного струму, входні конденсатори фільтру C1 – C2, які виконують не регульовані плечі. Транзистори по чергово вмикаються по колу керування, підключаючи коло навантаження до джерела живлення з періодично змінною полярністю. Такий алгоритм забезпечує формування на навантаженні напруги прямокутної форми. Частота вихідної напруги задається схемою керування в результаті зміни тривалості циклу переключення транзисторних ключів. Зміною моменту запирання одного з ключів в кожній робочій парі можна змінювати тривалість прикладення напруги джерела до навантаження.

Навантаженням є первинна обмотка трансформатора, яка ввімкнена в діагональ автономного інвертора напруги між транзисторами та конденсаторами. Перевагою інвертора є можливість використання транзисторів за напругою у два рази меншою ніж напруга живлення, оскільки напруга, що прикладена до транзисторів надходить від ємнісного подільника C1–C2 [3, 5]

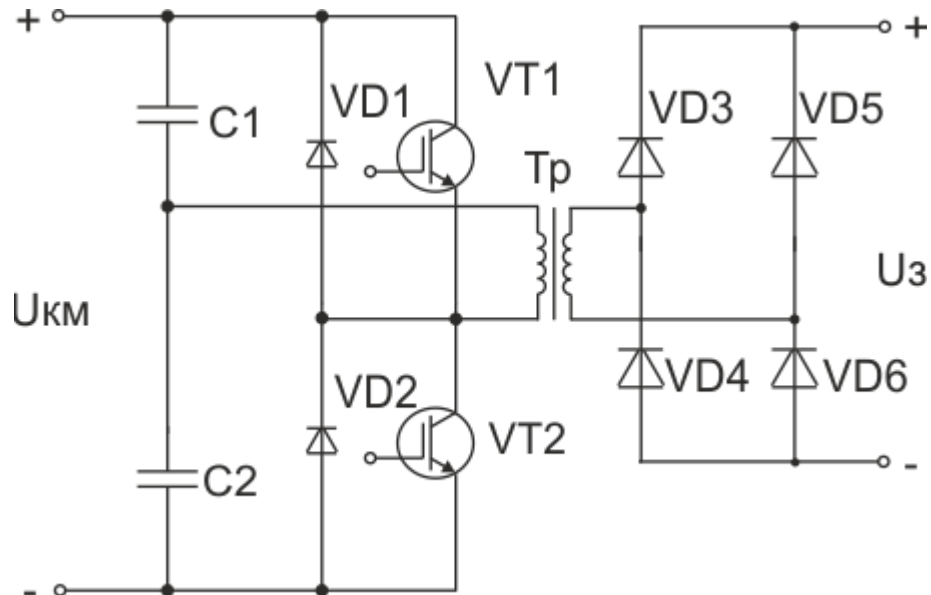


Рисунок 4.2 – Джерело живлення системи збудження під час рекуперації

Для розрахунку елементів перетворювача власних потреб приймаємо, що перетворювач одночасно забезпечує живлення обмоток двох груп тягових двигунів, які з'єднано послідовно, тобто чотири обмотки одночасно в контурі струму, тому до розрахунку наступні вихідні данні:

максимальна напруга виходу перетворювача U_{max} , В..... 200;

максимальний струм збудження при живлення двох груп двигунів

$I_{зб\ max}$, А..... 380.

Розрахунок та вибір елементів випрямляча.

Максимальне середнє значення струму діода

$$I_V = \frac{I_{зб\ max}}{2}, \quad (4.1)$$

$$I_V = \frac{380}{2} = 190 \text{ A.}$$

Максимальна зворотна напруга, що прикладена до діода визначається амплітудним значенням прямокутного імпульсу на виході вторинної обмотки трансформатора

$$U_{b\max} = U_{2\max}, \quad (4.2)$$

де

$$U_{2\max}^m = U_{2\min}^m \frac{U_{KM\max}}{U_{KM\min}}, \quad (4.3)$$

$U_{2\min}^m = U_d = 200 \text{ В}$ – амплітудне значення напруги на вході півмостового випрямляча при живленні трансформатора змінною напругою прямокутної форми.

$$U_{2\max}^m = 200 \cdot \frac{3,0}{2,2} = 272 \text{ В.}$$

Вибираємо діоди типу Д171-400-3 [20].

Основні характеристики діода Д171-400-3:

Повторювана імпульсна напруга в закритому стані і імпульсна зворотна напруга, що повторюється $U_{DRM}, \text{ В} / U_{RRM}, \text{ В} \dots 300 \dots 1600$;

Клас $\dots 3 \dots 16$;

Максимальне припустимий середній струм у відчиненому стані $I_{TAV}, \text{ А} \dots 400$;

Максимальна робоча частота, кГц $\dots 2$.

На рисунку 4.3 показані часові діаграми напруги на виході автономного інвертора напруги та виході перетворювача для двох режимів:

1. Для напруги контактної мережі 3000 В транзистори вмикаються з деякими паузами між позитивним та негативним імпульсами з метою стабілізації напруги на заданому рівні. На виході з'являється пульсація.
2. Для напруги контактної мережі 2200 В транзистори вмикаються без пауз між позитивним та негативним імпульсами на вході первинної обмотки трансформатора. Пульсація відсутня.

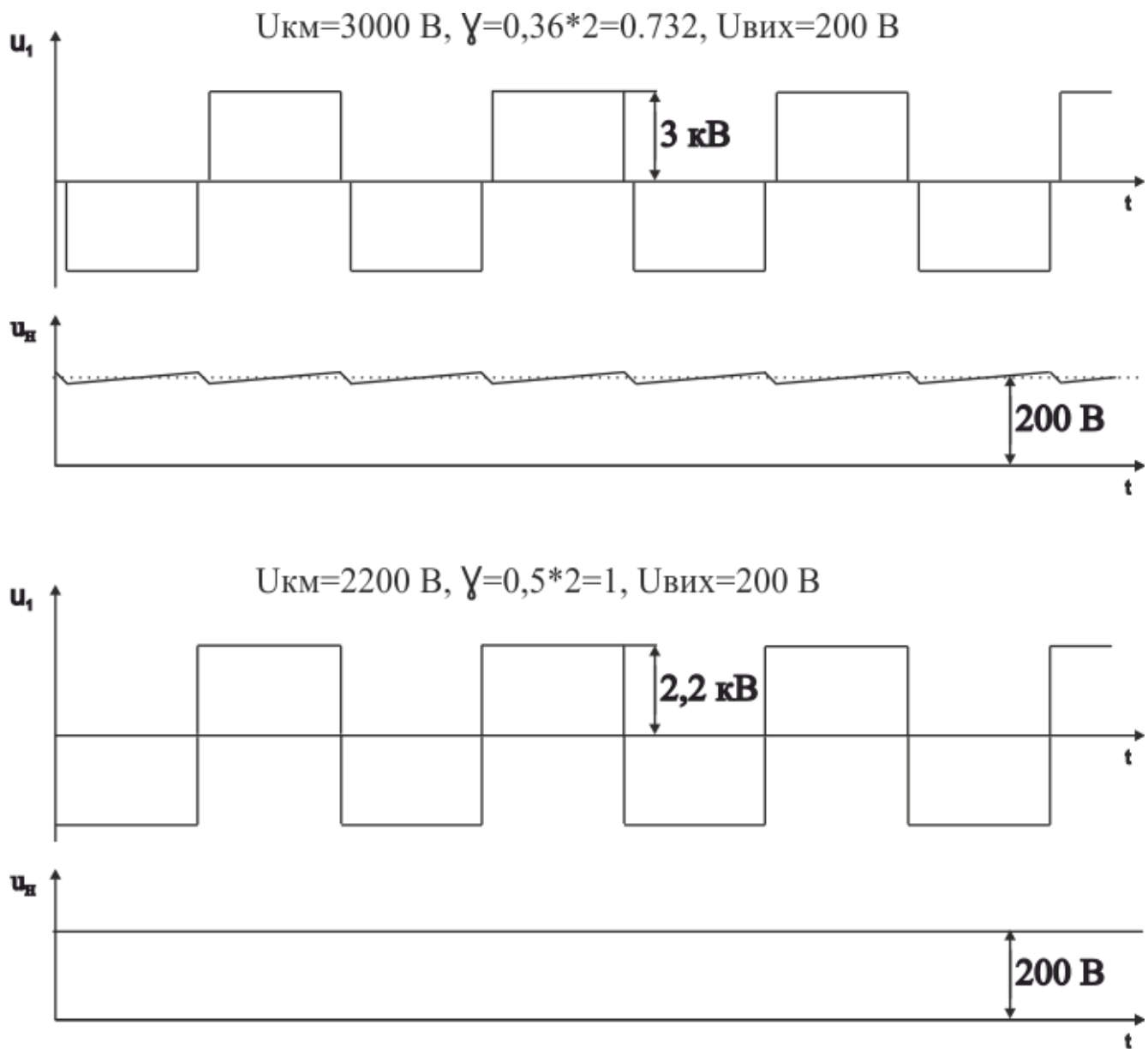


Рисунок 4.3 – Часові діаграми напруги на виході автономного інвертора струму та виході перетворювача

Розрахунок та вибір елементів однофазного автономного інвертора.

Навантаженням в нашому випадку є трансформатор.

Необхідні коефіцієнти трансформації силового трансформатора визначаємо, виходячи з того, що при найменшій напрузі контактної мережі на вході випрямляча повинно забезпечуватися умова: $U_{2min}^m = U_d = 200 \text{ В}$. Тому

$$k_T = \frac{U_{KM \min}}{U_{2min}^m}, \quad (4.4)$$

$$k_T = \frac{2200}{200} = 11.$$

Струм, що споживається з контактної мережі (струм інвертора) при максимальному режимі визначається

$$I_M = \frac{I_d}{k_T}, \quad (4.5)$$

$$I_M = \frac{380}{11} = 34,5 \text{ А.}$$

Середній струм плеча автономного інвертора

$$I_{VT} = \frac{I_M}{2}, \quad (4.6)$$

$$I_{VT} = \frac{34,5}{2} = 17,25 \text{ А.}$$

Напруга на яку повинні бути розраховані ключі та діоди

$$U_{VT} \geq U_{KM \max} / 2, \quad (4.7)$$

$$U_{VT} \geq 3000 / 2 = 1500 \text{ В.}$$

Мінімальний коефіцієнт заповнення імпульсу одного ключа розраховуємо виходячи з того, що при мінімальній напрузі контактної мережі він складатиме 0,5, а при збільшенні напруги система управління виконує стабілізацію напруги шляхом збільшення тривалості зачиненого стану ключа

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{2} \frac{U_{KM \min}}{U_{KM \max}}, \quad (4.8)$$

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2,2}{3,0} = 0,366.$$

Вибираємо пів міст на IGBT транзисторах SKM200GB176D компанії Semikron [21].

Технічні характеристики вибраного модуля:

максимальна напруга колектор – емітер $U_{\text{семах}}$, В 1700;

максимальний струм колектору $I_{\text{смах}}$, А 150;

напруга насичення $U_{\text{НАС}}$, В 2,45.

4.4 Вибір транзисторів імпульсного перетворювача напруги тягових двигунів

Основні напруги та струми для вибору перетворювача були надані у завданні та за ними було спроектовано схему на основі тиристорів.

На відміну від тиристорів IGBT транзистори не вимагають складних вузлів схем формування імпульсу запуску, тому що отримують керування від спеціалізованих мікросхем – драйверів, які звільняють схему від вузла примусової комутації та характерних для роботи таких схем перенапружень на навантаженні.

Схема одного кола тягових двигунів з імпульсним регулятором показана на рисунку 4.4.

емітера, струм колектору. Загально відомо, що за стандартом [22] напруга на тягових двигунах ЕРС постійного струму, який працює в режимі рекуперації, перевищує номінальну напругу контактної мережі на 33 %. Відповідно до завдання максимальна напруга складає 3000 В. Максимальний струм колектору відповідає максимальному струму кола тягових двигунів – 380 А.

Під час вибору класу за напругою напівпровідникового приладу, відповідно до рекомендацій [23] для електрорухомого складу залізниць необхідно резервування ще одним приладом такого ж класу. Тобто, якщо ми вибираємо один прилад необхідного класу напруги 3000 В, то необхідно додати ще один такого ж класу. Таке надлишкове використання приладів з високим класом за напругою може значно підвищити вартість пристрою, що розраховується. Тому визначаємо необхідний клас за методикою [23].

Приймаємо 2 послідовно з'єднаних IGBT прилади.

Напругу, що повторюється, а подалі і клас силового напівпровідникового приладу визначається за формулою

$$U_{RRM} \geq U_{EM} / (n \cdot K_{ДН} \cdot \Psi_{WU}), \quad (4.9)$$

де U_{EM} – найбільша амплітуда робочої напруги, що прикладається до еквівалентного вентиля;

n – кількість послідовно з'єднаних вентилів в еквівалентній схемі. Прийнято 2 шт.;

$K_{ДН}$ – коефіцієнт рівномірності ділення напруги між послідовно з'єднаних вентилях (якщо $n > 1$, то приймається 0,8);

Ψ_{WU} – коефіцієнт навантаження. Виходячи з положення погодженого оптимуму для пристроїв транспорту приймається 0,6 [23].

$$U_{RRM} \geq \frac{1,33 \cdot 3000}{2 \cdot 0,8 \cdot 0,6} = 4156 \text{ В.}$$

Тобто необхідно два послідовно з'єднані IGBT прилади не менш 42 класу за напругою.

Вибираємо IGBT транзистори FZ1200R45HL3BPSA1 [24] компанії Infineon (рисунок 4.5).

Технічні дані вибраного модуля:

максимальна напруга між виводами емітер-колектор, В 4500;

максимальний струм колектору, А 1200;

кількість ключів модуля 1;

напруга насичення при максимальному струмі, В 2,9;

напруга управління, В ± 20 ;

максимальна потужність, кВт..... 15;

діапазон температур, $^{\circ}\text{C}$ -40...150.



Рисунок 4.5 – Модуль FZ1200R45HL3BPSA1

ВИСНОВКИ

В результаті виконання дипломної роботи можливо зробити наступні висновки:

Виконано аналіз схемних рішень статичних тягових перетворювачів, які виконують регулювання напруги на тягових двигунах електропоїздів постійного струму. Світова практика підтверджує можливість експлуатації такого рухомого складу.

На основі світового опиту та існуючих рекомендацій запропонована структурна схема регулятора напруги.

Спроектовано тиристорний імпульсний перетворювач для регулювання напруги на тягових двигунах електровоза відповідно до завдання.

Розроблено альтернативну схему на сучасних IGBT модулях, яка значно спрощує використання типових алгоритмів управління під час пуску та рекуперації.

Розрахунки та вибір елементів схем показав на можливість такої розробки та її виготовлення.

СПИСОК ДЖЕРЕЛ

1. Тихменев Б.Н. Подвижной состав электрифицированных железных дорог. Теория работы электрооборудования: учебник [для студ. вузов]/ Б.Н. Тихменев, Л.М. Трахтман. – М.: Транспорт, 1980. – 471 с.
2. Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи: учеб. для вузов ж.-д. трансп. / Бурков А. Т. – М.: Транспорт, 1999. – 464 с.
3. Б. Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному / Б. Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 416 с. – (серия «Библиотека инженера»).
4. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Справочное пособие: пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
5. Бирзниекас Л. В. «Импульсные преобразователи постоянного тока» – М.: Энергия, 1974– 256 с.
6. А. Г. Сосков. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита: учебник / Сосков А. Г., Соскова И. А. – К.: Каравелла, 2005. – 344 с.
7. Васильєва Л. Д. Напівпровідникові прилади: підручник / Васильєва Л. Д., Медведенко Б. І., Якименко Ю. І. – К.: ІВЦ „Видавництво «Політехніка», 2003. – 385 с.
8. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко та ін. – Х.: НТУ «ХПІ», 2007. – 192 с.
9. Чернышева Ю. В. Сравнение энергетических показателей при реостатном и импульсном регулировании скорости электропоезда / Ю. В. Чернышева // ISSN 1815-588X. Известия ПГУПС – 2012 - №1 – С. 107-111.
10. О. Г. Чаусов / Чаусов О. Г., Каяри Е. И., Феоктистов В. П. Электропоезда с импульсным регулированием. Журнал "Электрическая и тепловозная тяга" № 8 – М: МПС СССР, 1981. – С. 47-48.
11. Чебовский О. Г. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник. / О. Г. Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
12. Чумак В. В. Бортова система електропостачання електровозів постійного струму на основі статичних перетворювачів: автореф. дис. на здобуття вченого ступеню канд. техн. наук / В. В. Чумак – Харків. – 1997. – 23 с.

- 13.Ротанов Н. А., Иньков Ю. М. Проектирование систем управления электроподвижным составом. Под ред. Н. А. Ротанова. - М.: Транспорт, 1986. – 327с.
- 14.Тиристор ТБ143-320 [Электрон. ресурс] – Режим доступа: <https://vne.com.ua/p135631253-tiristor-tb143-320.html>.
- 15.Діод ДЛ161-200 [Электрон. ресурс] – Режим доступа: <https://vne.com.ua/p125318912-diod-dl161-200.html>.
- 16.Білухін Д. С. Електроніка та мікросхемотехніка: завдання на курсову роботу з методичними вказівками / Дніпропетр. націон. ун-т залізн. трансп. ім. ак. В. Лазаряна. – Д. – 2004. – 28 с.
- 17.Скаржепа В.А. Электроника и микросхемотехника. Ч. 1. Электронные устройства информационной автоматики: Учебник / В.А. Скаржепа , А.Н. Луценко Под общ. ред. А.А.Краснопрошиной. – К.: Выща шк., 1989. – 431 с.
- 18.Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / Воронин П. А.– М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2005. – 384 с. – Изд. 2-е, перераб. и доп.
- 19.Теслик, А. Г. Локомотивы и моторвагонный подвижной состав магистральных железных дорог Украины [Электронный ресурс]: Компьютерное наглядное учеб. пособие / А. Г. Теслик. - Электрон. текстовые дан. - Х. : УкрДАЗТ, 2012. – 275 МБ.
- 20.Партала О. Н. Радиокомпоненты и материалы: справочник / Партала О. Н. – К.: Радіоаматор, М.: КУБК-а, 1998, – 720 с.
- 21.Каталог. Модуль SKM200GB176D [Электрон. ресурс] – Режим доступа: <https://www.compel.ru/infosheet/SMK/SKM200GB176D>.
- 22.ДСТУ 2773-94 (ГОСТ 9219-95) Апарати електричні тягові. Загальні технічні умови; Введ. 01.07.96. – К.: Держстандарт України, 1996. – 74 с.
- 23.Абрамович М. И. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либбер и др.— М.: Энергоатомиздат, 1992.—432 с.
- 24.Каталог. Модуль FZ1200R45HL3BPSA1 [Электрон. ресурс] – Режим доступа: <https://www.compel.ru/infosheet/INFIN/FZ1200R45HL3BPSA1>.