Український державний університет залізничного транспорту

Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЯГОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОПОЇЗДІВ ЗМІННОГО СТРУМУ З АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

Пояснювальна записка і розрахунки
до кваліфікаційної роботи

КРМ.273.42.08.24.01 ПЗ

Розробив студент групи 214-ЕЕП-323
спеціальності 273 освітньої програми
«Електровози та електропоїзди»
Павлюк О. В.

Керівник: доцент, канд. техн. наук
Семененко Ю. О.

Рецензент: доцент, канд. техн. наук
Зінченко О. Є.

2024

Український державний університет залізничного транспорту
Факультет механіко-енергетичний
Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки
Другий (магістерський) рівень вищої освіти
Спеціальність 273 «Залізничний транспорт»
Освітня програма «Електровози та електропоїзди»

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри,
професор, д-р техн. наук
_____ М.М. Бабаєв
(підпис)
«26» грудня 2024 р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ
Павлюка Олександра Вікторовича

1. Тема «Дослідження тягових перетворювачів електропоїздів змінного струму з асинхронним електроприводом»
керівник Семененко Юрій Олександрович, доцент, канд. техн. наук,
затверджені розпорядженням по механіко-енергетичному факультету
від «30» вересня 2024 року № 42.
2. Строк подання студентом закінченої роботи «25» грудня 2024 року.
3. Вихідні дані: Тяговий перетворювач електропоїзда змінного струму з асинхронними двигунами; номінальна напруга контактної мережі змінного струму, В – 25000.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки: 1 Аналіз роботи схем тягових перетворювачів. 2 Застосування біполярних транзисторів з ізольованим затвором та вибір схеми тягового перетворювача двосистемного електропоїзда. 3 Визначення основних параметрів тягового перетворювача електропоїзда змінного струму. 4 Імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму в MATLAB&simulink. 5 Визначення економічного ефекту від застосування тягових перетворювачів у системі керування електропоїзда змінного струму з асинхронними двигунами. 6 Охорона праці при проведенні модернізації системи
5. Перелік ілюстративного матеріалу:
1 Титульний аркуш – один слайд;
2 Об’єкт і мета дослідження – один слайд;
3 Схема трифазного інвертора струму з відсічними діодами – один слайд;
4 Аналіз роботи схем тягових перетворювачів – один слайд;
5 Частотне керування асинхронним двигуном– один слайд;
6 Схема системи керування перетворювача частоти – один слайд;

7 Неоптимізована структура векторного керування – один слайд;
8 Структура асинхронного двигуна з векторним керуванням із застосуванням перетворювача частоти з ШІМ – один слайд;
9 Структура асинхронного двигуна з векторним керуванням із застосуванням перетворювача частоти з релейним керуванням – один слайд;
10 Економічний ефект від впровадження розробки – один слайд;
11 Висновки – один слайд.

6 Консультанти окремих розділів

Розділ	Прізвище, ініціали, посада та науковий ступінь консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Економічний розділ	Уткіна Ю.М., доцент, к.е.н.		

7 Дата видачі завдання «01» жовтня 2024 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва етапів	Строк виконання етапів	Примітка
Аналіз роботи схем тягових перетворювачів	1.10-10.10	
Частотне керування асинхронним двигуном	11.10-30.10	
Визначення основних параметрів тягового перетворювача електропоїзда змінного струму	01.11-10.11	
Імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму в MATLAB&simulink	11.11-20.11	
Визначення економічного ефекту від застосування тягових перетворювачів у системі керування електропоїзда змінного струму з асинхронними двигунами	21.11-25.12	

Студент _____ Павлюк О.В.
(підпис)

Керівник _____ Семененко Ю.О.
(підпис)

РЕФЕРАТ

Дана кваліфікаційна робота включає в себе 11 слайдів презентації, 99 аркушів пояснювальної записки формату А4, що включає 16 рисунків, 9 таблиць, 11 літературних джерел.

Ключові слова: АСИНХРОННІ ДВИГУНИ, ТЯГОВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ІНВЕРТОР СТРУМУ, ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ, ФІЛЬТРАЦІЯ, БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ.

Об’єктом дослідження є електромагнітні процеси в тягових перетворювачах електропоїздів змінного струму з асинхронним електроприводом.

Метою дослідження є підвищення ефективності тягових перетворювачів електропоїздів змінного струму з асинхронним електроприводом.

У роботі проведено дослідження існуючих та перспективних варіантів структур схем тягових перетворювачів для електропоїздів з асинхронними двигунами. В результаті аналізу запропоновано електропоїзду з асинхронними двигунами застосовувати тяговий перетворювач на базі трифазного мостового дворівневого інвертора напруги.

Проведений розрахунок основні параметри, проведено вибір і тепловий розрахунок біполярних транзисторів з ізольованим затвором силових ключів та фільтрового обладнання тягових перетворювачів електропоїздів змінного струму з асинхронними двигунами.

В роботі проведено імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму в MATLAB&simulink. Де було визначені параметри схем заміщення асинхронної машини та математичний опис векторного керування двигуном. Також розроблено структуру з метою визначення шляхів її оптимізації векторного керування двигуном.

Виконаний також розрахунок економічної ефективності запропонованого використання силових перетворювачів у системі тягового асинхронного електроприводу електропоїзда змінного струму.

ABSTRACT

This qualifying work includes 11 presentation slides, 99 sheets explanatory note A4, including 16 figures, 9 tables, 11 sources informations.

Keywords: ASYNCHRONOUS MOTORS, TRACTION CONVERTER, CURRENT INVERTER, VECTOR CONTROL, FILTERING, BIPOLAR TRANSISTORS.

The object of research is electromagnetic processes in traction converters of alternating current electric trains with an asynchronous electric drive.

The purpose of the study is increasing the efficiency of traction converters of alternating current electric trains with an asynchronous electric drive.

In the work, a study of existing and promising variants of traction converter circuit structures for electric trains with asynchronous motors is carried out. As a result of the analysis, it is proposed to use a traction converter based on a three-phase bridge two-level voltage inverter for an electric train with asynchronous motors.

The main parameters have been calculated, the selection and thermal calculation of bipolar transistors with an isolated gate of power switches and filter equipment of traction converters of alternating current electric trains with asynchronous motors has been carried out.

In the work, simulation modeling of an automated AC electric drive in MATLAB&simulink was carried out. Where the parameters of the replacement schemes of the asynchronous machine and the mathematical description of the vector control of the motor were determined. A structure was also developed in order to determine ways to optimize vector control of the engine.

The calculation of the economic efficiency of the proposed use of power converters in the traction asynchronous electric drive system of an alternating current electric train was also performed.

Зміст

Вступ…….…….. 8
1 Аналіз роботи схем тягових перетворювачів…….……. 10
1.1 Трифазний інвертор струму …….…… 10
1.2 Інвертор напруги з груповою примусовою комутацією ……..……..… 12
1.3 Тяговий перетворювач для електроприводу ЕРС ..……. 13
1.4 Формування та покращення форми вихідної напруги тягових претворювачів ……16
1.5 Покращення формування вихідної напруги способом фільтрації……... 18
1.6 Формування квазісинусоїдальної напруги способом АІМ……21
2 Частотне керування асинхронним двигуном ……... 26
2.1 Методи управління ……..…… 27
2.2 Силова частина ……..……. 29
2.3 Побудова системи керування перетворювачів частоти……..33
3 Визначення основних параметрів тягового перетворювача електропоїзда змінного струму…….……... 44
3.1 Розрахунок основних параметрів тягового трифазного мостового інвертора напруги ……...……...…….. 44
3.2 Розрахунок чотириквадрантного вхідного перетворювача електропоїзду... 49
3.3 Тепловий розрахунок елементів ключів перетворювачів ……..… 55
3.4 Розрахунок елементів фільтрів перетворювачів …… 56
3.5 Розрахунок конструкції дроселів фільтрів …….. 61
4 Імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму в MATLAB&simulink...……...…… 65
4.1 Визначення параметрів схеми заміщення асинхронної машини за даними каталогу ……..... 66

					КРМ.273.42.08.24.01 ПЗ		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Павлюк О.В.			*Дослідження тягових перетворювачів електропоїздів змінного струму з асинхронним електроприводом*	Літ.	Арк. 6 / Акрушів 99
Перевір.		Семененко Ю.О.					
Реценз.		Зінченко О.Є.				УкрДУЗТ	
Н. контр.		Семененко Ю.О.					
Затверд.		Бабаєв М.М.					

4.2 Математичний опис векторного керування двигуном ……..…….70
5 Визначення економічного ефекту від застосування тягових перетворювачів у системі керування електропоїзда змінного струму з асинхронними двигунами ……..……79
5.1 Коротка характеристика запропонованого рішення …...…….....79
5.2 Розрахунок економічного ефекту ……79
6 Охорона праці при проведенні модернізації системи……..……89
6.1 Коротка характеристика проєктованого об’єкту……89
6.2 Заходи з охорони праці для слюсарів по ремонту ЕРС при проведенні модернізації системи ……90
6.3 Розрахунок заземлюючого контуру цехового обладнання, працюючого під напругою 380 В……..94
Висновки ……..97
Список використаних джерел…….98
Додаток А …….……100

Вступ

На сьогодення сучасний магістральний транспорт підрозділяється на залізничний, водний, автомобільний, повітряний і трубопровідний. Крім того, до складу єдиної транспортної системи входять лінії електропередачі. Розподіл перевезень між цими видами транспорту залежить від їх наявності в тому чи іншому районі та техніко-економічній ефективності кожного виду. При виборі виходять з собівартості перевезень, необхідних капітальних вкладень та якості самого транспортування (швидкість доставки, регулярність перевезень, зручності для замовників, збереженість вантажів та ін.).

Залізничний транспорт краще ніж інші види транспорту пристосований до масових перевезень пасажирів та вантажів, функціонує вдень і вночі незалежно від пори року та кліматичних умов. За розмірами вантажообігу залізничний транспорт в Україні займає перше місце. На залізницях порівняно невелика собівартість перевезень та висока швидкість доставки вантажів. За останні роки швидкість руху вантажних і пасажирських поїздів значно збільшилася, швидкість експресів перевищує 160 км/год. Залізничний транспорт є універсальним видом для перевезень різних видів вантажів у міжобласних та у міжрайонних сполученнях. Проте спорудження залізниць вимагає великих капітальних вкладень, залежних від топографічних, кліматичних і екологічних умов.

На залізничному транспорті висока частка витрат, що мало залежать від розмірів руху (ремонт будівель та інших пристроїв, склад адміністративно-технічного персоналу). Ця частка складає близько половини загальних витрат по експлуатації. Все це визначає ефективність застосування залізниць при значній концентрацій вантажних потоків.

На залізницях України експлуатується широкий набір електропоїздів багатьох серій. Введення електричної тяги на вантажонапружених лініях приводить до значному зростання пропускної і провізної можливості, зниження

експлуатаційних витрат на обслуговування локомотивів, а також дає змогу запобігти забрудненню навколишнього середовища.

Електропоїзди змінного струму всіх різновидів обладнані колекторними тяговими електродвигунами і діють на залізничних лініях, електрифікованих на змінному струмі напругою 25 кВ та частотою електричної мережі 50 Гц. Цей ЕРС будувались із силовими статичними установками, які перетворювали змінний струм високої напруги у постійний пульсуючий напругою близько 1000 В за допомогою тягового трансформатора та напівпровідникового випрямляча.

Сучасні напівпровідникові перетворювачі електропоїздів призначені для керування їх тяговими електродвигунами: регулювання швидкості, переходу від режиму тяги до електричного гальмування та безконтактної зміни напрямку руху – реверсу. Застосування тягового асинхронного електроприводу на електровозах залізниць дозволяє: збільшити в разі потреби у 1,5-2 рази осьову потужність; підвищити зчеплення коліс з рейками на 20-30%; практично усунути контактну апаратуру з силових кіл ЕРС; знизити експлуатаційні затрати до 40%; збільшити термін служби силового електрообладнання.

Сьогодні виготовляється закордонними виробниками широкий спектр високовольтних напівпровідникових керованих приладів, що дозволяє проєктувати та виробляти напівпровідникові тягові перетворювачі для електроприводів із трифазними асинхронними двигунами. В даній кваліфікаційній роботі досліджені можливості застосування сучасних тягових перетворювачів для електроприводів з асинхронними двигунами при заміні існуючих електропоїздів змінного струму.

1 Аналіз роботи схем тягових перетворювачів

1.1 Трифазний інвертор струму

Інвертор зображений на рис. 1.1*а* і містить джерело живлення $u_ж$, вхідний фільтр L_d, трифазний мостовий комутатор на тиристорах 1–6, вузол примусової комутації (конденсатори і відсічні діоди) та двигун як навантаження. На рис. 4.19, *б* наведені інтервали провідності тиристорів. У кожній з двох груп тиристори проводять вхідний струм i_d почергово, тобто інтервал провідності тиристора становить 120 електричних градусів. Інтервали провідності тиристорів однієї фази зсунуті на півперіоду (180°).

Якщо нехтувати індуктивністю розсіювання двигуна та припустити, що замість одноопераційних тиристорів з вузлом примусової комутації встановлені двоопераційні тиристори (конденсаторів немає), то струм фази двигуна має такий вигляд, як показано на рис. 1.1, *в* для першої фази. Якщо ввімкнений тиристор 1, у фазі тече струм i_d з позитивним напрямком та повертається він до джерела через другу або третю фази залежно від того, який з тиристорів увімкнений у нижній групі (4 або 6). Якщо ж ввімкнений тиристор 2, то в першій фазі тече струм i_d з негативним напрямком, наприклад, на інтервалі t_3t_4 по контуру від позитивного полюса джерела через тиристор 3, другу та першу фази навантаження, тиристор 2 – до негативного полюса джерела.

Таким чином, для трифазних інверторів струму і напруги також виконуються умови дуальності з тією особливістю, що в трифазних системах дуальні параметри зірки та трикутника. У даному прикладі анало-гом лінійного струму (це параметр зірки) є лінійна напруга як параметр трикутника. Оскільки коефіцієнти κ_1 і κ_2 в рівняннях визначалися при з'єднанні фаз навантаження зіркою, то такі ж самі коефіцієнти будуть в інверторі струму при з'єднанні навантаження трикутником. Якщо навантаження в інверторі струму з'єднано все

ж таки зіркою, то коефіцієнти в рівняннях комутатора помножуються на $\sqrt{3}$:

$$I_{в1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} i_{d0}, \quad u_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{в1} \cos\varphi_{в1}. \tag{1.1}$$

При урахуванні індуктивності розсіювання в навантаженні, а також ємностей вузла примусової комутації форма вихідного струму дещо відрізняється від ідеальної (рис. 1.1, *в*) за рахунок немиттєвої зміни струму на фронтах. Але рівняння (1.1) для основних гармонік залишаються приблизно вірними. Зберігаються також співвідношення для розрахунку вузла примусової комутації, але при цьому $C_к = 1{,}5C$, $L_к = 2L_s$ і $\Delta i = i_d$. Дійсно, при комутації, наприклад, тиристорів 1 та 3 сумарна ємність між їхніми катодами дорівнює $1{,}5C$, а сумарна індуктивність – індуктивності двох фаз навантаження.

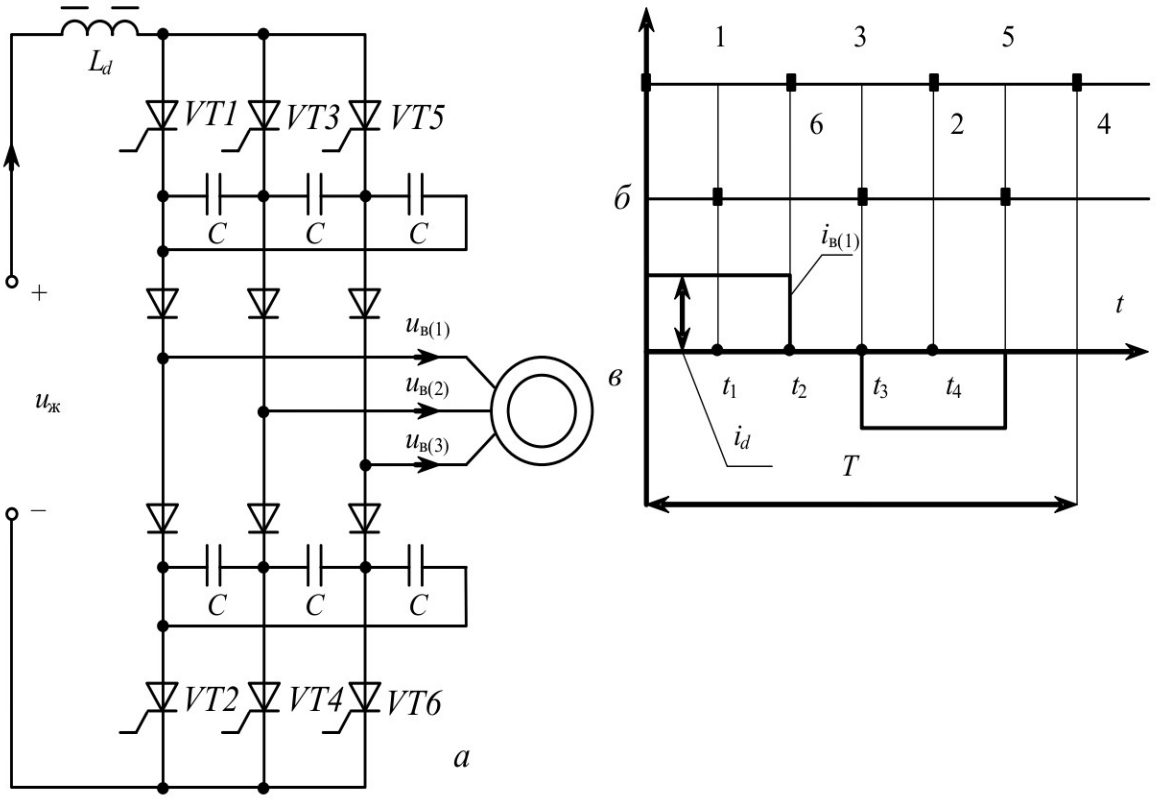


Рисунок 1.1. Трифазний інвертор струму з відсічними діодами:
а – схема; *б*, *в* – формування вихідного струму фази

Оскільки комутує тільки одна група тиристорів, то початковий струм у конденсаторі Ск дорівнює тільки id, а не 2id, як в однофазній схемі. Ет дорівнює амплітуді лінійної ЕРС двигуна.

Трифазні інвертори напруги виконуються за мостовою схемою. Якщо вони виконуються на однооперацийних тиристорах, то розрізняються тільки пристроями примусової комутації. Для замикання тиристорів, як і імпульсних перетворювачах постійного струму, застосовуються вузли примусової комутації.

1.2 Інвертор напруги з груповою примусовою комутацією

Є такі основні схеми комутації пристрою примусової комутації: незалежні схеми комутації тиристорів кожного плеча силової схеми (індивідуальна комутація), схеми одночасного виключення всіх тиристорів в результаті розмикання ланцюга первинного джерела живлення (загальна комутація), схема комбінованої комутації окремих груп. Серед них виділяють дві підгрупи: схеми з комплементарною комутацією, коли включення одного головного тиристора автоматично призводить до виключення попереднього; схема комутації за допомогою допоміжного (комутуючого) тиристора, включення якого викликає замикання основного (головного) тиристора.

Вибір схеми АІН визначається рядом критеріїв, що встановлюють показники по економічності, якості регулювання напруги та частоти, масогабаритними показниками і т.д. У тяговому електроприводі рухомого складу з асинхронними двигунами трифазного струму найбільше застосування знаходять АІН з груповою комутацією (рис 1.2). Такі АІН забезпечують можливість плавного регулювання вихідної напруги та частоти з використанням складних алгоритмів перемикання ШІМ, мають невеликі втрати та прийнятні розміри та масу.

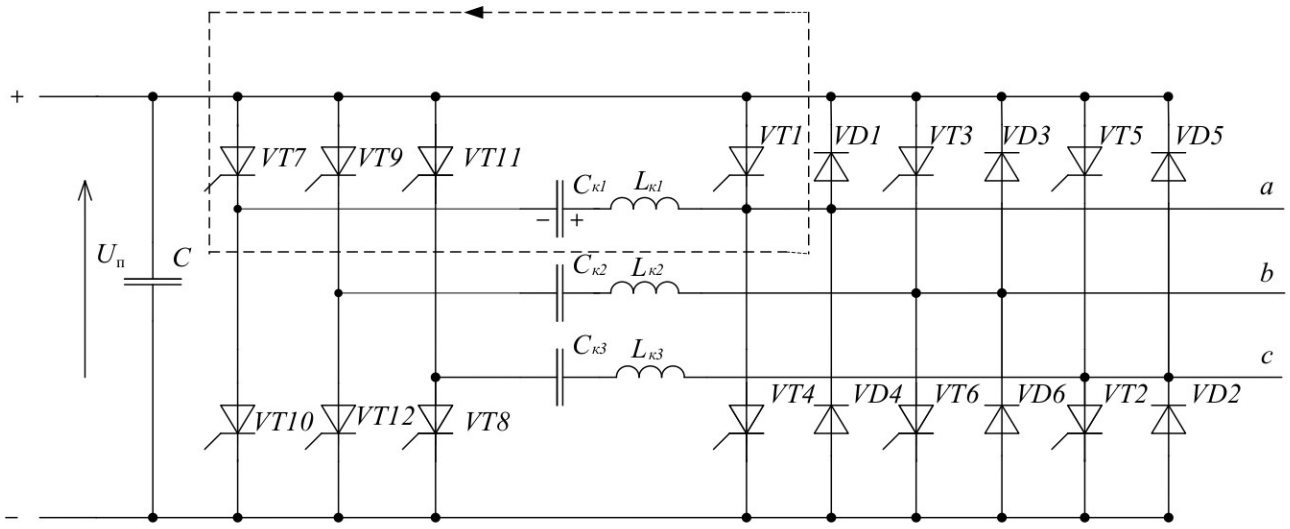


Рисунок 1.2. Схема АІН з груповою примусовою (пофазною) комутацією

Попередні дві схеми на одноопераційних тиристорах мають значні недоліки. Для замикання тиристорів у цих схемах застосовуються додаткові ключі, що ускладнює схему і суттєво її масу та габаритні показники тому застосовувати на тяговому рухомому складі не ефективно.

Більш сучасне рішення полягає у застосуванні повністю керованих приладів, наприклад IGBT транзисторів.

1.3 Тяговий перетворювач для електроприводу ЕРС

На рис. 1.3 наведена принципова схема тягового електропривода моторного вагона електропоїзда. Асинхронні двигуни з потужністю 400 кВт з’єднані попарно, і кожна пара живиться від окремого перетворювального блоку. Перетворювальний блок містить швидкодіючий вакуумний вимикач *QF*, лінійний контактор *QS*, вхідний фільтр *LF*, *C*1, *C*2, трирівневий інвертор напруги та блок реостатного гальмування.

Трирівневий інвертор дозволяє використати при живленні від контактної мережі з номінальною напругою 3 кВ *IGBT*-модулі з напругою 3300 В кожний. Оскільки у фазі трирівневого інвертора у кожний даний момент часу вимкнені два ключі, наприклад, *VT*1, *VT*2, то на вході моста припустима напруга дорівнює 2х3300 = 6600 В. Напруга у контактній мережі може перевищувати це значення (грозові та комутаційні перенапруги). Але такі перенапруги короткочасні, та їх імпульси може згладжувати вхідний фільтр. Якщо, наприклад, напруга у контактній мережі у момент t_1 стрибкоподібно зростає (рис. 1.3), то наростання напруги u_d на вході інвертора затримується за рахунок довготривалого характеру заряду конденсаторів *C*1, *C*2 вхідного фільтра. Важливу роль при цьому відіграє також дросель *LF*, який затримує наростання зарядного струму конденсаторів. Завдяки спільній дії цих елементів амплітуда напруги u_d менша порівняно з $u_ж$.

Ефективність захисту від перенапруг поліпшує також блок реостатного гальмування та вакуумний вимикач *QF*. Як і в режимі гальмування, реостат підключається при підвищенні напруги u_d до заданого порога, що також стримує заряд конденсаторів з причини відходу частини струму до реостатів. Якщо і цього недостатньо, то можливе швидкодіюче відключення інвертора від мережі вакуумним вимикачем *QF*.

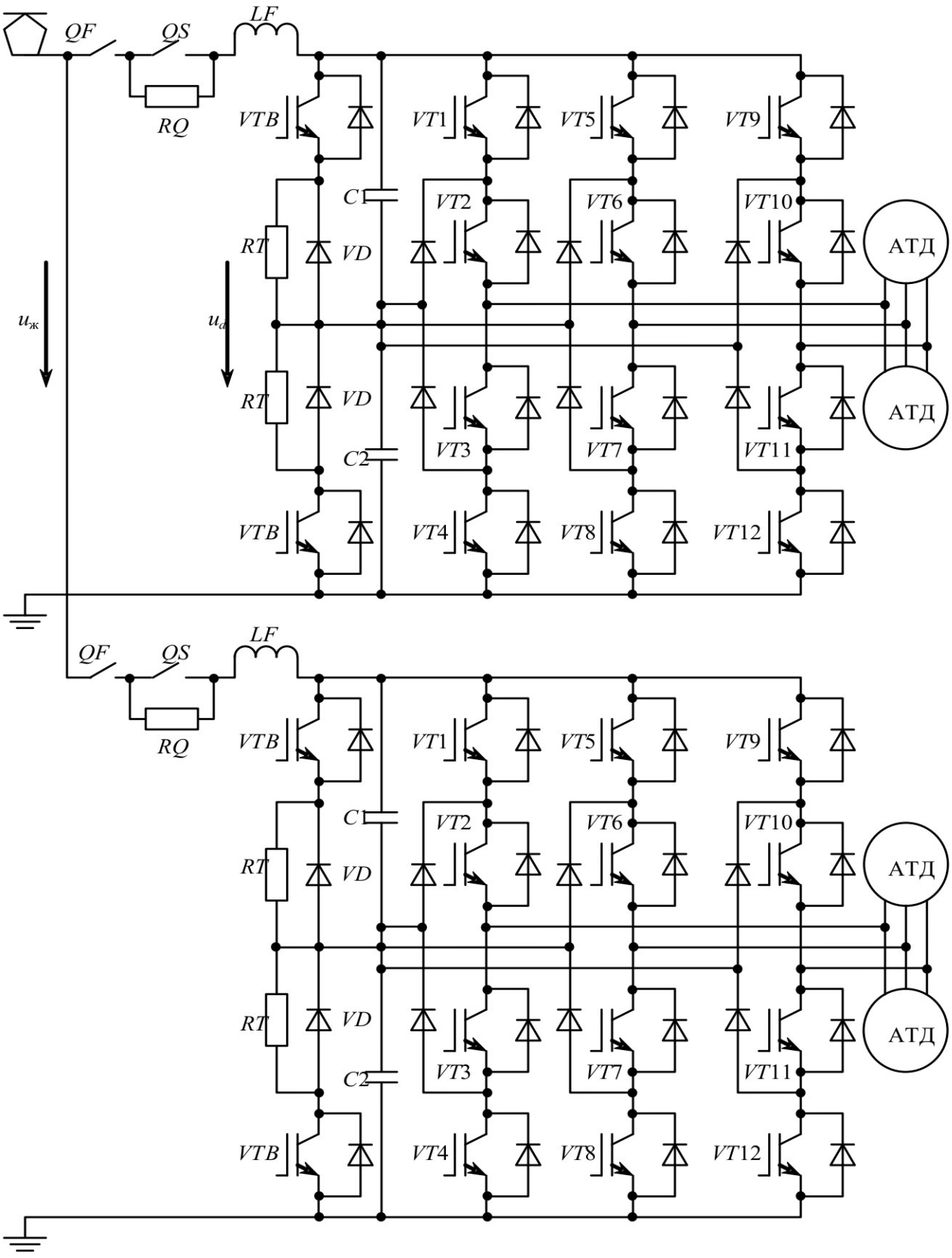


Рисунок 1.3. Схема тягового електроприводу моторного вагона електропоїзда

Розглянемо, як регулюється швидкість у режимі тяги. До номінальної швидкості $V_{ном}$ частота і вихідна напруга інвертора змінюються приблизно за законом $U_в / f = \text{const}$, що забезпечує постійний магнітний потік Ф, який наближається до потоку насичення магнітопроводу та, як наслідок, дає максимальний момент на валу двигуна. При $V = V_{ном}$ досягається максимально припустима вихідна напруга, і далі вона підтримується постійною, що призводить до поступового зниження магнітного потоку та моменту, але дозволяє підвищити швидкість руху до максимального значення V_{max}. Цей алгоритм керування є типовим для асинхронного електропривода та цілком ідентичний алгоритму керування приводом постійного струму з повним та послабленим магнітним полем. Проектування асинхронного двигуна виконується таким чином, щоб швидкість V_{max} відповідала частоті f близько 150 Гц. Це дозволяє одержати розміри двигуна меншими порівняно з двигунами, які живляться від промислової мережі 50 Гц.

Як і у приводах постійного струму, в асинхронних електроприводах використовується комбіноване рекуперативно-реостатне гальмування. Якщо контактна мережа приймає усю енергію гальмування, то воно чисто рекуперативне, а навпаки – починає підключатися реостатне гальмо при досяг-ненні заданого порога вхідної напруги u_d.

Зміна напрямку руху виконується в асинхронних приводах безконтактно шляхом зміни напрямку чергування фаз на виході інверторів. Це робиться за допомогою системи керування інвертора.

1.4 Формування та покращення форми вихідної напруги тягових претворювачів

Класифікація способів формування кривої вихідної напруги наведена на рис. 1.4.

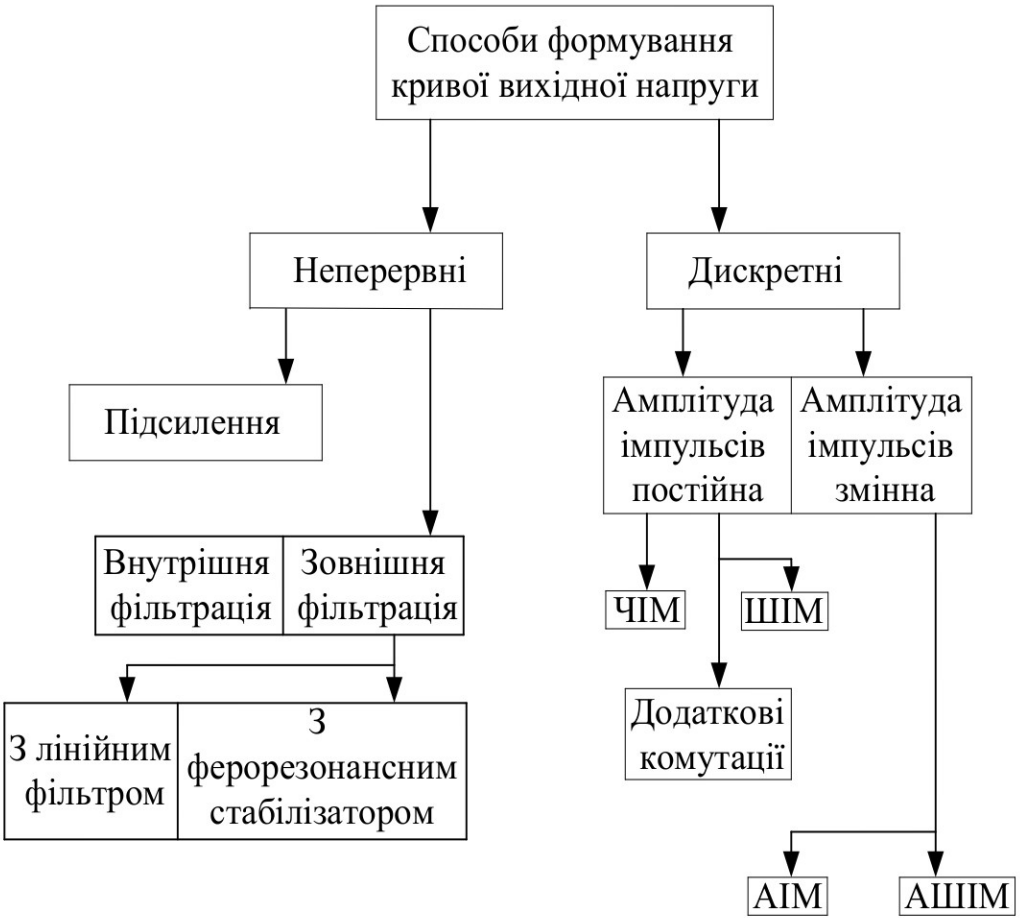


Рисунок 1.4. Блок-схема способів формування кривої вихідної напруги

Як бачимо, у найпростішому випадку синусоїдальна вихідна напруга може бути одержана способом підсилення за допомогою лінійного підсилювача потужності.

Такі підсилювачі широко застосовуються в радіотехніці. Вони бувають класу А (однокоскдні) та класу В (двокоскадні). Їх перевагою є простота будови, але ККД таких підсилювачів малий. На рис 1.7 показано діаграму одного півперіоду вихідної напруги підсилювача класу В.

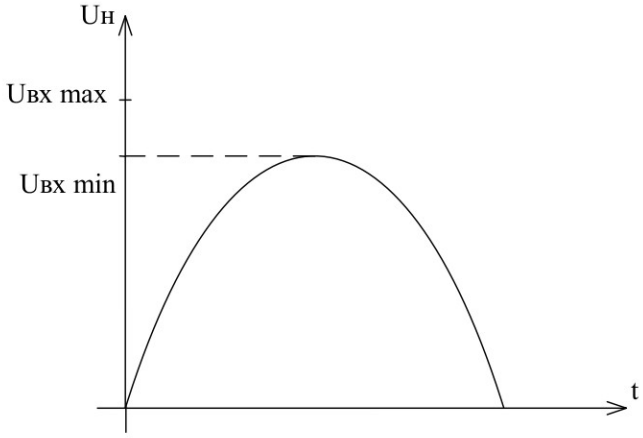


Рисунок 1.5. Діаграма одного півперіоду вихідної напруги

Навіть при Uвх.mix=Uвх.max теоретично досяжний ККД буде складати 78%, а при необхідності регулювання вихідної напруги, наприклад, в 2 рази, ККД складатиме 60% потужності, що споживається, у зв'язку з цим застосування перетворювальних пристроїв на основі лінійних підсилювачів обмежено малою потужністю та вузьким та вузьким діапазоном зміни вихідної наруги.

1.5 Покращення формування вихідної напруги способом фільтрації

Для одержання значного ККД в широкому діапазоні змінних вхідних або вихідних напруг в перетворювальній техніці переважно використовуються ключовий режим роботи напівпровідникових пристроїв, при яких вхідна напруга має, як правило, прямокутну форму. Одним з найбільш простих способів поліпшення такої напруги є використання зовнішньої або внутрішньої фільтрації вихідної напруги.

Внутрішня фільтрація може здійснюватися в послідовних і паралельних інверторах струму та резонансних інверторах. В послідовних інверторах конденсатори та дросель, які необхідні для здійснення комутації, забезпечують

також фільтрацію. У випадку, якщо потужність послідовного коливального контуру в резонансному інверторі велика відносно потужності навантаження, форма кривої вихідної напруги близька до синусоїдальної.

Паралельні резонансні інвертори та інвертори струму також здійснюють внутрішню фільтрацію. У випадку, коли ємність конденсатора комутації велика, вона разом із дроселем в колі джерела постійного струму може здійснювати фільтрацію, що забезпечує одержання напруги, близько до синусоїдальної форми. В цьому випадку інвертор має відносно велику потужність коливального контуру.

В інверторах напруги синусоїдальність вихідної напруги забезпечується за допомогою зовнішньої фільтрації з використанням лінійного або нелінійного фільтрів. На рис….. представлені деякі з можливих схем лінійних фільтрів. Параленльний елемент фільтра звичайно збільшує загальний струм навантаження інвертора, Послідовний елемент збільшує втрати вихідної напруги від струму навантаження, який проходить крізь нього.

Основним недоліком *LC*- фільтрів (рис 2.8 а) є падіння напруги на дроселі та підвищення навантаження інвертора через струм конденсатора.

Резонансні контури в послідовному та паралельному елементах дозволяють частково компенсувати зазначені недоліки. Наприклад, послідовний контур *L1C1* (рис 2.8,б), налаштований в резонанс на основну гармоніку. Паралельний резонансний контур (рис2.8,в), який має великий опір для струму основної гармоніки та малий для вищих гармонік, служить для зменшення додаткового навантаження на основній гармоніці. Дослідження фільтрів показує, що найкращими фільтруючими властивостями володіє струмовий фільтр (рис2.8,г). що передає в навантаження першу гармоніку струму практично без послаблення та максимально послаблює вищі гармоніки. Обидві ланки фільтра налаштовуються на першу гармоніку вихідної напруги.

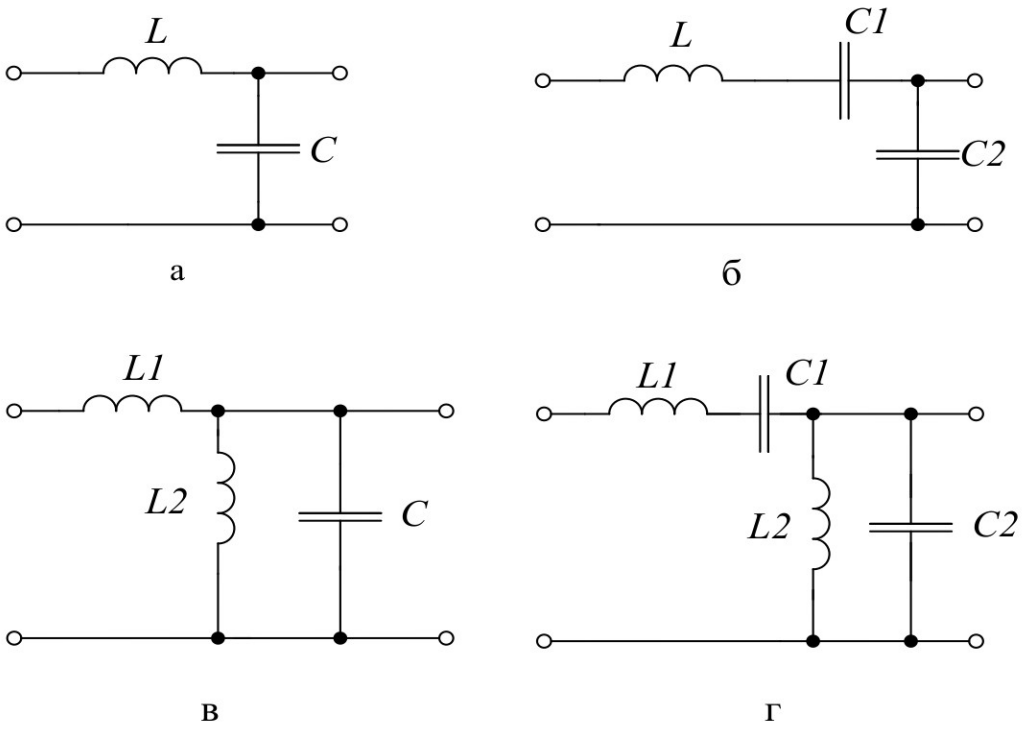


Рисунок 1.6. Схеми фільтрів

Загальним недоліком розглянутих фільтрів є велика встановлена потужність елементів фільтра, а, також габарити та маса, що зростають при зменшенні коєфіцієнта гармонік.

Наявність фільтра впливає на форму вихідної напруги, яка залежить від величини та характеру навантаження. В інверторах, частота вихідної напруги в яких регулюється, необхідно перелаштовувати фільтри зі зміною частоти, що робить практично неможливим її оперативне регулювання. Крім того, в колі інвертор-навантаження можуть з’явитися ферорезонансні або автоколивальні процеси. При живленні від інвертора синхронного або асинхронного двигуна може виникнути явище конденсаторного самозбудження, що виявляється у вигляді сталих автоколивань або «застрявання» двигуна на швидкості, не відповідній частоті вихідної напруги інвертора.

Не зважаючи на відносну простату, застосування методу фільтрації обмежено рядом причин: можливість виникнення паразитних коливань при динамічних навантаженнях, незадовільні масо-габаритні характеристики

фільтрів при низьких та інфранизьких вихідних частотах, необхідність переналагодження фільтрів (особливо вміщуючи резонансні контури) при зміні частоти у широких межах.

Усунути або в значній мірі послабити зазначені недоліки дозволяють модуляційні методи формування квазісинусоїдальної напруги.

1.6 Формування квазісинусоїдальної напруги способом амплітудно-імпульсної модуляції

Суть способу АІМ полягає в тому, що квазісинусоїдальна напруга являє собою набор імпульсів у загальному випадку з різною тривалістю та дискретною модульованою амплітудою. В силовій перетворювальній схемі це завдання переважно має на меті синтезування напруги ладанної (квазісинусоїдальної) форми з окремих імпульсів. Тому цей процес найчастіше визначають як дискретний синтез напруги, який відрізняється від модуляції тим, що модулюючи сигнал в чистому вигляді відсутні, а амплітуда кожного окремого імпульсу встановленої тривалості незмінна. В наведеному алгоритм роботи ключових елементів задає система управління і зв'язку з цим еквівалентом модулюючого сигналу є функція побудови, яка зв'язана з необхідним законом формування кривої напруги. Як функцію побудови, що охоплює практично доцільні варіанти наближення синтезованої напруги до синусоїдальної, найбільш часто використовують трапецію та синусоїди.

Найбільше розповсюдження у перетворювальній техніці одержали різноманітні АІМ у вигляді імпульсної послідовності з однаковою тривалістю імпульсів τ_i та пауз між ними τn (рис 1.7,а) та у вигляді східчастої кривої $\tau n = 0$ (рис. 1.7,б).

Формування східчастої напруги, яка апроксимує синусоїду, може

здійснюватися різними методами.

- на секціях обмоток вихідного силового трансформатора (перетворювачі з підсумовуванням у загальному вузлі);
- на вторинних послідовно з'єднаних обмотках силових трансформаторів окремих інверторів, які формують напругу типу меандр, або імпульсну змінну напругу з паузою на нулі (перетворювачі з підсумовуванням у загальному контурі)окремих гальванічно роз'єднаних джерел живлення.

Залежно від вимог до якості квазісинусоїдальної напруги, можуть реалізовуватись різноманітні закони АІМ. Розглянемо основні види амплітудно-імпульсної модуляції, які застосовуються у перетворювальній техніці.

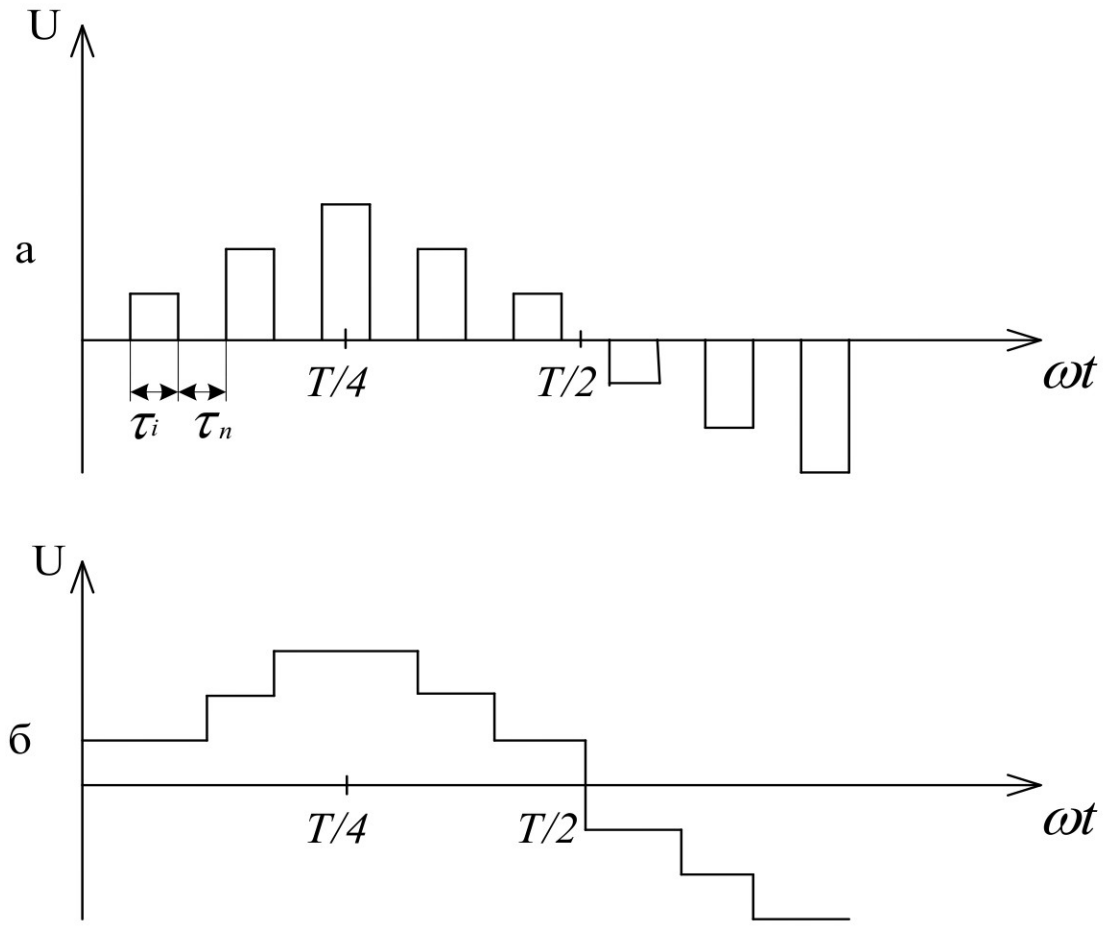


Рисунок 1.7. Графіки АІМ: а) у вигляді імпульсної послідовності з однаковою тривалістю імпульсів та пауз між ними; б) у вигляді східчастої кривої

Трапецеїдальна АІМ є однією з найпростіших з точки зору технічної реалізації, використання якої найбільш доцільне в перетворювачах з підсумовуванням N напруги типу меандр, взаємнозсунутихідна відносно одної на кут $\varphi=2\pi/3N$. При цьому формується сумарна напруга $u\alpha$ з числом рівнів $N_p=N/2$, що апроксимує рівно боку трапецію, тривалість плоскої вершини якої дорівнює половині періоду.

На рис. 1.8,а, представлений приклад формування трапецеїдальної АІМ при підсумовуванні чотирьох напруг $U_1 \div U_4$. Якщо кожна з підсумованих напруг буде мати паузу на нульовому рівні (рис. 1.8,б) тривалістю $\varphi/2$, то число рівнів подвоюється, тобто буде дорівнювати N.

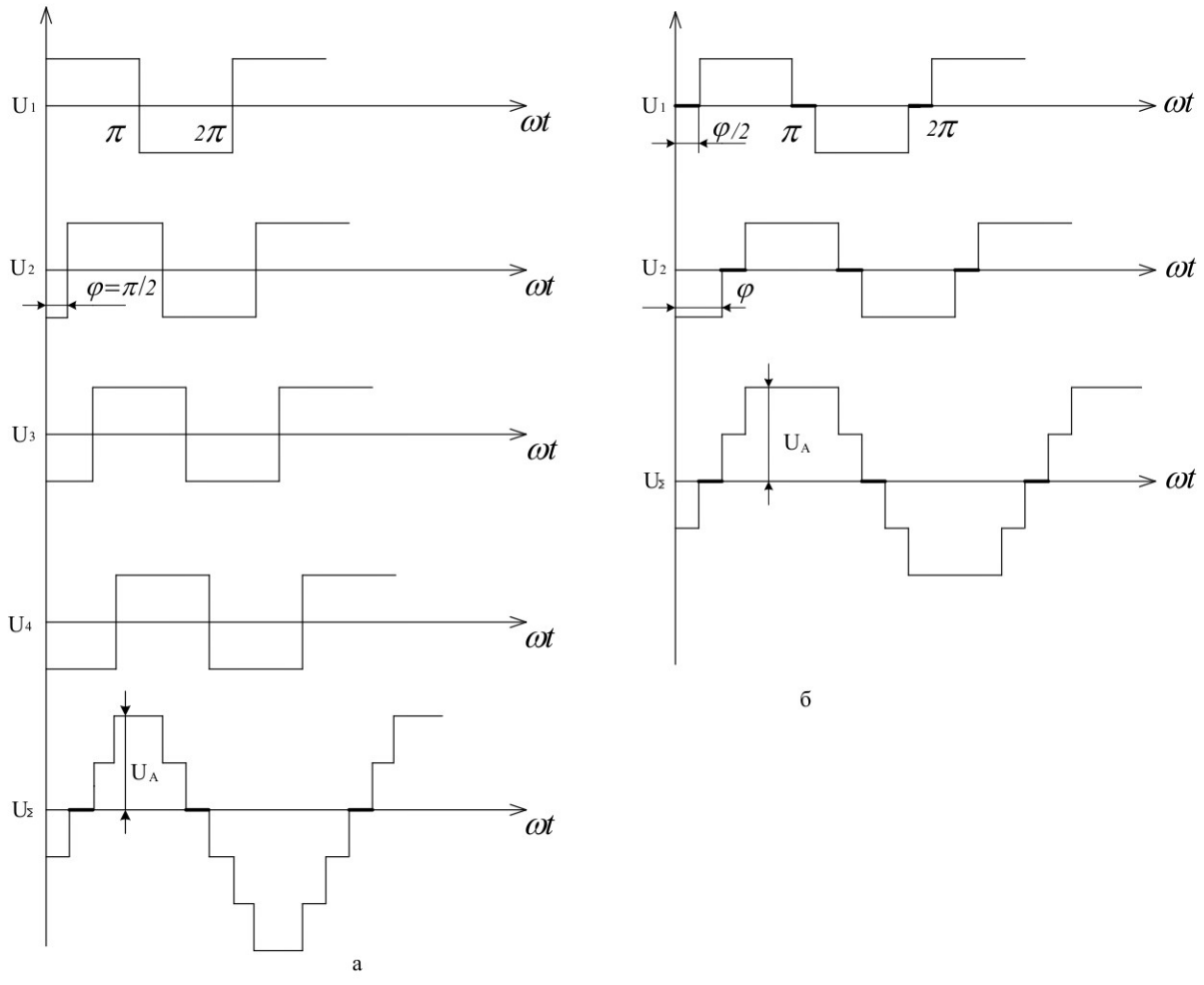


Рисунок 1.8. Формування трапецеїдальної АІМ при підсумовуванні чотирьох напруг

В напругах, одержаних способом трапеціїдальної АІМ, відсутні парні гармоніки та гармоніки кратні трьом. Так, найближча до першої гармоніки буде п’ята гармоніка. При $i=12...18$ $Кг$ сформованих напруг буде відповідно 6-8 % , що дозволяє без додаткових фільтрації використовувати їх для живлення великого класу навантажень.

Синусоїдальна АІМ. Якщо для формування східчастої напруги використовується синусоїдальна функція побудови, то в загальному випадку для одержання мінімального коефіцієнта гармонік можуть варіюватися не тільки амплітуди східців, але й кут появи східців. Так АІМ внаслідок нерівності та не кратності кутів східців важко реалізується і практично недоцільна внаслідок того, що коефіцієнт гармонік з однаковою тривалістю східців (рівномірним АІМ).

Крім того, згідно з дослідженнями у частотному спектрі з’являються вищі гармоніки всіх номерів, починаючи з третьої, що призводить до погіршення гармонійного складу в низькочастотному діапазоні.

Основні способи формування рівномірної синусоїдальної АІМ представлені на рис. 1.9. При цьому число інтервалів поділу за півперіод синусоїдальної функції побудови може бути як парним (рис. 1.9, а, в), так і непарним (рис. 1.9, б, г). Розрізняють два способи одержання рівномірної синусоїдальної АІМ. При першому способі на початку кожного інтервалу знаходять значення синусоїдальної функції побудови, яке і визначає значення відповідного східця напруги з АІМ (рис. 1.9, а, б)

При другому способі амплітуда кожного східця визначається як середнє арифметичне значення функції побудови, взятих на початку та кінці кожного інтервалу (рис. 1.9, в, г).

Перевага розглянутої рівномірної синусоїдальної АІМ порівняно з трапеціїдальною полягає у повному виключенні масиву вищих гармонік нижчого порядку, що дозволяє використовувати *LC*-фільтри з малими габаритами та масою.

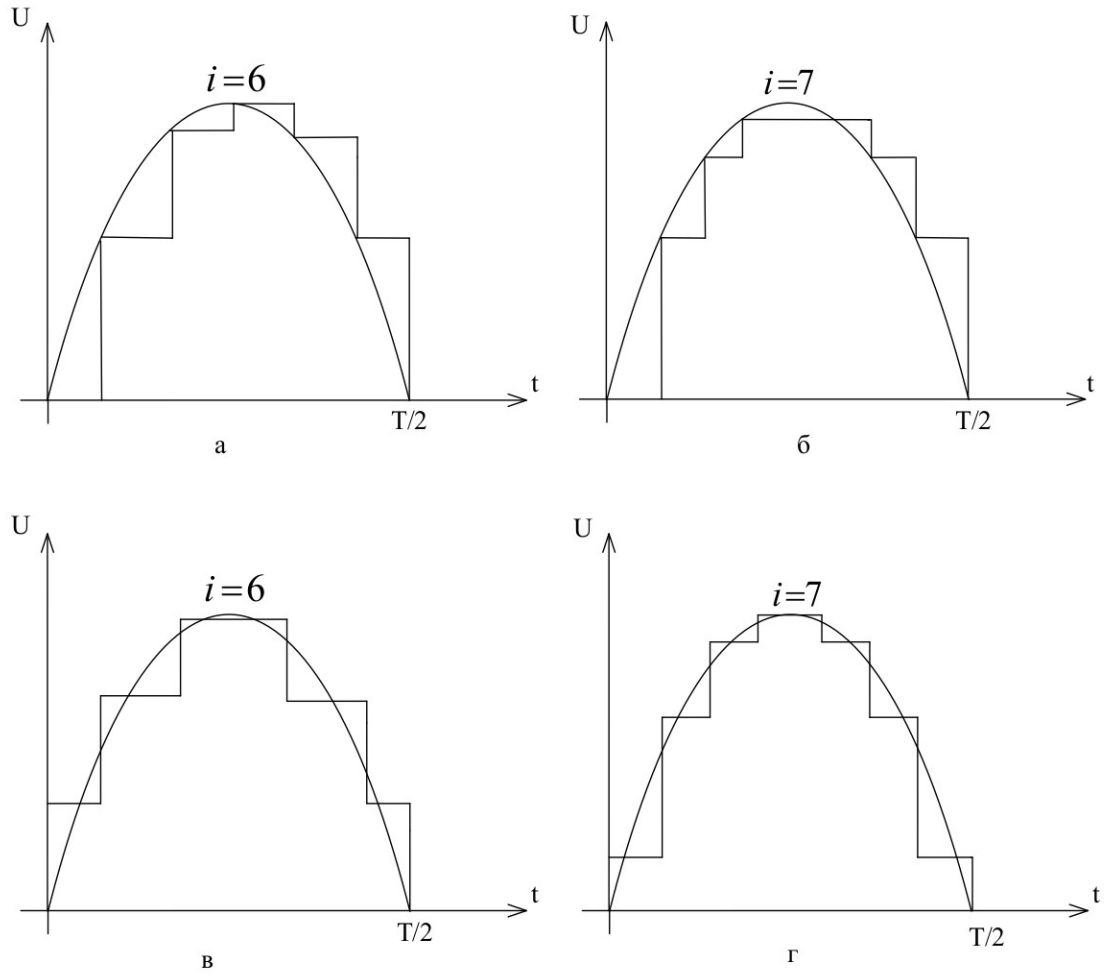


Рисунок 1.9. Основні способи формування рівномірної синусоїдальної АІМ

2 Частотне керування асинхронним двигуном

Більшість сучасних електроприводів змінного струму для вирішення різного роду завдань оснащуються перетворювачем частоти (ПЧ). Незважаючи на різноманіття наявних на цей момент алгоритмів керування і варіантів апаратної реалізації перетворювачів частоти, існують типові рішення, які застосовує більшість виробників. Структура перетворювачів частоти і виконувані ними функції максимально уніфіковані та стандартизовані.

Регульований електропривід розв'язує два основні завдання: керування моментом і швидкістю обертання електродвигуна.

Необхідність регулювання моменту диктується технічними і технологічними вимогами, що висуваються до електроприводу. Для нормального функціонування приводу необхідно обмежувати момент і струм двигуна допустимими значеннями в перехідних процесах пуску, гальмування і застосування навантаження. Для механізмів, що зазнають під час роботи значних перевантажень аж до стопоріння робочого органу, виникає необхідність безперервного регулювання моменту двигуна з метою обмеження динамічних ударних навантажень. У багатьох випадках потрібне також точне дозування зусилля на робочому органі (електроприводи металообробних верстатів, намотувальні машини та ін.).

Технологічні режими багатьох виробничих механізмів на різних етапах роботи вимагають руху робочого органу з різною швидкістю, що забезпечується або механічним шляхом, або шляхом електричного регулювання швидкості електроприводу. При цьому вимоги до діапазону і точності регулювання швидкості можуть змінюватися в широких діапазонах залежно від сфери застосування електропривода.

2.1 Методи управління

Для розв'язання задач регулювання швидкості й моменту в сучасному електроприводі застосовують два основні методи частотного керування: скалярне та векторне керування.

Найпоширенішим на сьогодні є асинхронний електропривод зі скалярним керуванням. Його застосовують у складі приводів насосів, вентиляторів, компресорів та інших механізмів, для яких важливо підтримувати або швидкість обертання вала двигуна (водночас використовують датчик швидкості), або технологічний параметр (наприклад, тиск у трубопроводі, водночас використовують відповідний датчик).

Основний принцип скалярного керування - зміна частоти і амплітуди живильної напруги за законом $\frac{U}{fn}$ = const, де $n \geq 1$.

Конкретний вид залежності визначається вимогами, що висуваються до електроприводу і навантаженням. Зазвичай за незалежний вплив приймають частоту, а значення напруги за цієї частоти визначає вид механічної характеристики, значення пускового і критичного моментів. Скалярне керування забезпечує сталість перевантажувальної здатності електропривода незалежно від частоти напруги, проте має місце зниження моменту, що розвивається двигуном, за низьких частот (за $f < 0{,}1 \cdot f_{\text{ном}}$). Максимальний діапазон регулювання швидкості обертання ротора за незмінного моменту опору для електроприводів зі скалярним керуванням досягає 1:10.

Метод скалярного керування відносно простий у реалізації, але має два суттєві недоліки. *По-перше*, за відсутності датчика швидкості на валу двигуна неможливо регулювати швидкість обертання вала, оскільки навантаження впливає на швидкість обертання вала. Наявність датчика швидкості розв'язує цю проблему, однак, залишається *другий суттєвий недолік* - не можна регулювати момент на валу двигуна. З одного боку, і цю проблему можна розв'язати

встановленням датчика крутного моменту, однак, такі датчики мають дуже високу вартість, оскільки висуваються високі вимоги до їхньої чутливості, і найчастіше їхнє застосування перевищує вартість усього електроприводу. Але навіть за наявності датчика крутного моменту електропривод виходить дуже інерційним. Ба більше, під час скалярного керування не можна регулювати одночасно і момент, і швидкість (тільки один із параметрів), тому доводиться вибирати ту величину, яка є найважливішою для даного технологічного процесу.

Для усунення недоліків, притаманних скалярному управлінню, фірмою *SIEMENS* ще в 1971 році був запропонований метод векторного управління. Перші варіанти електроприводів із векторним керуванням вимагали використання двигунів із вбудованими датчиками потоку. Це суттєво обмежувало застосування таких електроприводів.

У сучасних електроприводах у систему керування закладається математична модель двигуна, що дає змогу розраховувати момент і швидкість обертання вала електродвигуна.

При цьому необхідними є тільки датчики струму фаз статора двигуна. Завдяки спеціальній структурі системи управління забезпечується незалежне і практично безінерційне регулювання двох основних параметрів - моменту на валу і швидкості обертання.

На сьогодні сформувалося два основні класи систем векторного керування: бездатчикові системи (без датчика швидкості на валу двигуна) і системи зі зворотним зв'язком за швидкістю. Застосування того чи іншого методу векторного керування визначається сферою застосування електропривода. За невеликих діапазонів зміни швидкості (не більше 1:100) і вимогах до точності її підтримання не більше ± 0,5 % застосовують бездатчикове векторне керування. Якщо ж швидкість обертання вала змінюється в широких межах (до 1:10 000 і більше), є вимоги до високої точності підтримки швидкості обертання (до ± 0,02 %) за частот обертання менше ніж 1 Гц) або є необхідність позиціювання вала, а також за необхідності регулювання моменту на валу двигуна на дуже низьких

частотах обертання, застосовують методи векторного керування зі зворотним зв'язком за швидкістю.

При використанні векторного керування досягаються такі переваги:

- висока точність регулювання швидкості навіть за відсутності датчика швидкості;

- плавне обертання вала електродвигуна в області малих частот;

- можливість забезпечення номінального моменту на валу за нульової швидкості (за наявності датчика швидкості);

- швидка реакція на зміну навантаження: при різких стрибках навантаження практично не відбувається стрибків швидкості;

- забезпечення такого режиму роботи двигуна, за якого знижуються втрати на нагрівання і намагнічування, а отже, підвищується ккд двигуна.

Поряд з очевидними перевагами, методу векторного керування притаманні й деякі недоліки, такі, як велика обчислювальна складність і необхідність знання параметрів двигуна. Крім того, за векторного керування коливання швидкості на постійному навантаженні більші, ніж за скалярного керування. Слід зазначити, що існують галузі, в яких можливе використання тільки скалярного керування, наприклад, у груповому електроприводі, де від одного перетворювача живляться кілька двигунів.

2.2 Силова частина

Найбільшого поширення набули перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму, побудовані за схемою випрямляч - автономний інвертор, а принцип роботи і сфери застосування таких перетворювачів частоти залежать від типу використовуваного випрямляча і автономного інвертора (інвертор напруги або інвертор струму).

Існує кілька різних схем випрямлячів. За принципом дії їх можна розділити на три групи: керовані, напівкеровані та некеровані.

В основу побудови схем випрямлячів промислового призначення покладено використання трифазної мостової схеми.

Найбільшого поширення набули некеровані випрямлячі. Некеровані випрямлячі будуються на базі простих напівпровідникових приладів (діоди) і характеризуються нескладністю побудови та надійністю, високим ккд, а також досить високою якістю вихідної (випрямленої) напруги і гармонійного складу струму, споживаного з мережі. До недоліків такого роду випрямлячів можна віднести відсутність керованості процесу перетворення енергії, що, своєю чергою, не дає змоги реалізувати режими рекуперації, необхідні в багатьох випадках Керовані випрямлячі, що виконуються зазвичай на базі низькочастотних тиристорів, позбавлені як недоліків, так і більшості переваг діодних випрямлячів. Вони володіють високим ККД і властивістю оборотності за напрямком перетворення енергії і зазвичай використовуються спільно з автономними інверторами струму для регулювання величини вихідного струму перетворювача. Недоліки керованих випрямлячів полягають у підвищеному рівні пульсацій випрямленої напруги, у зниженому значенні коефіцієнта потужності, що зменшується пропорційно вихідній напрузі, і в односторонньому напрямку вихідного струму. За необхідності забезпечити протікання випрямленого струму в обох напрямках використовують реверсивні тиристорні перетворювачі, які складаються з двох ввімкнутих зустрічно паралельно тиристорних випрямлячів, один з яких призначено для протікання струму навантаження в прямому, а другий - у зворотному (реверсному) напрямку, що, своєю чергою, ускладнює і здорожує перетворювач.

Напівкеровані випрямлячі посідають проміжне становище між керованими і некерованими випрямлячами, даючи змогу регулювати значення випрямленої напруги без можливості рекуперації енергії в мережу. У разі керованих і напівкерованих випрямлячів з'являється можливість відключення силової схеми

перетворювачів частоти від мережі без використання додаткового обладнання.

Залежно від типу автономного інвертора контур постійного струму може бути виконаний як ланка, що забезпечує постійну напругу (зазвичай C- або LC фільтр), або як ланка, що підтримує сталість струму (фільтр у вигляді реактора зі значною індуктивністю). Величина ємності конденсатора в ланці постійного струму зазвичай становить 2 000 - 20 000 мкФ; такі конденсатори мають великі габарити і високу вартість.

Автономні інвертори струму (АІС, рис. 2.1) живляться від джерела струму (в ланцюг джерела включається індуктивний елемент - дросель). АІС характеризується значним коливанням напруги на вході за постійного струму джерела, а також залежністю форми кривої напруги на виході та вході інвертора від характеру навантаження.

АІС технічно реалізуються простіше, ніж автономні інвертори напруги АІН, оскільки в них відсутній поворотний діодний міст. В перетворювачах частоти на основі АІС під час використання керованих випрямлячів можливий рекуперативний режим, що важливо для електроприводів, які працюють у повторно-короткочасних режимах роботи.

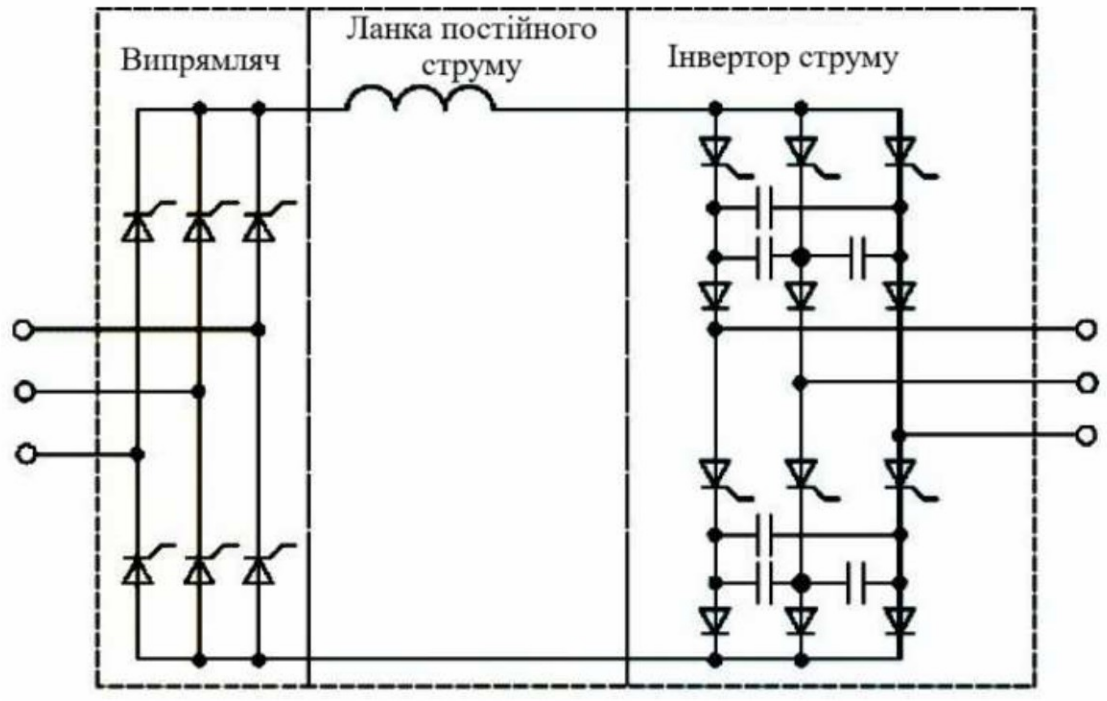


Рисунок 2.1. Автономний інвертор струму

Характерним недоліком АІС є те, що він не може працювати на холостому ходу (з відключеним двигуном). Крім того, під час використання АІС можливі суттєві втрати потужності та формування додаткових збурювальних моментів у двигуні, що призводять до коливань швидкості обертання вала електродвигуна. За необхідності формування струмів двигуна, близьких до синусоїдальних, потрібне значне ускладнення схеми АІС.

Особливостями автономних інверторів напруги (рис. 2.2) є живлення від джерела напруги, замикання контуру реактивного струму навантаження через зворотні діоди та незалежність форми кривої напруги на виході інвертора від характеру навантаження.

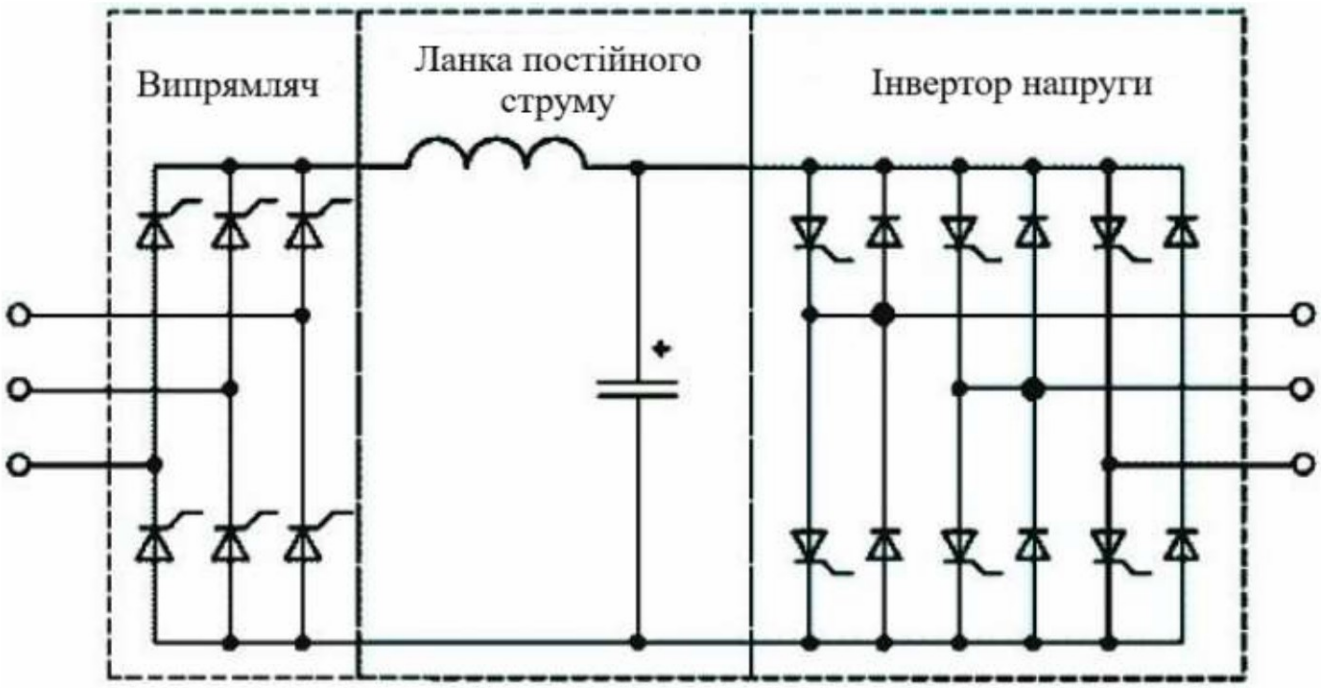


Рисунок 2.2. Автономний інвертор напруги

Недоліком АІН є необхідність використання реверсивних випрямлячів для організації рекуперативних режимів роботи електроприводу. Однак застосування інверторів напруги дає змогу без ускладнення схеми отримати високі енергетичні показники та забезпечити вихідні струми, близькі до

синусоїдальних. Саме це зумовлює широке застосування АІН у сучасному електроприводі.

Для побудови силових ключів у області комутованих струмів до 50 А використовують біполярні транзистори з ізольованим затвором (*IGBT*) і польові транзистори з ізольованим затвором (*MOSFET*), а також низькочастотні та високочастотні діоди й тиристори. Силові біполярні транзистори в діапазоні до 50 А знаходять основне застосування в дешевому промисловому обладнанні. В області комутованих струмів понад 50 А основними використовуваними приладами є силові модулі на базі біполярних транзисторів, замикаються тиристори (*GTO*, *GCT*, *IGCT*). Особливо слід виокремити транзисторні та діодно-транзисторні модулі, виконані за інтегральною технологією на основі транзисторів типу *IGBT*. Низькі втрати потужності в ключових режимах, великі значення робочих напруг і струмів, малі часи вмикань і вимикань цих модулів, а також можливість їхнього використання під час паралельної роботи дають змогу створювати потужні та компактні перетворювальні установки з високою частотою комутації напівпровідникових ключів.

2.3 Побудова системи керування перетворювачів частоти

Сучасні перетворювачі частоти являють собою багатокомпанентну структуру, проте основним елементом систем керування (рис. 2.3) є спеціалізований мікроконтролер або цифровий сигнальний процесор (*DSP*). Спеціалізований мікроконтролер необхідний для реалізації сучасних алгоритмів керування та виконання великого обсягу складних обчислень у режимі реального часу. Найбільшою мірою це критично для бездатчикових систем векторного керування.

Система управління може бути одно- або багатопроцесорною.

Однопроцесорні системи мають деякі значні недоліки: до мікроконтролера висуваються підвищені вимоги за наявністю вбудованих периферійних модулів і портів введення-виведення, за швидкодією та об'ємом пам'яті; значно ускладнюється розробка програмного забезпечення. Однак під час розв'язання задач керування невисокої складності перевагою однопроцесорних систем є простота апаратної та програмної реалізації.

Переваги двопроцесорної системи порівняно з однопроцесорною:

- зниження вимог до ЦП1 і ЦП2 за вбудованою периферією, швидкодією та обсягом пам'яті; можливість застосування єдиного інтерфейсу для зв'язку центрального контролера з пультом;

- управління і з системою автоматизації верхнього рівня; значне спрощення розроблення;

- програмного забезпечення для кожного з контролерів.

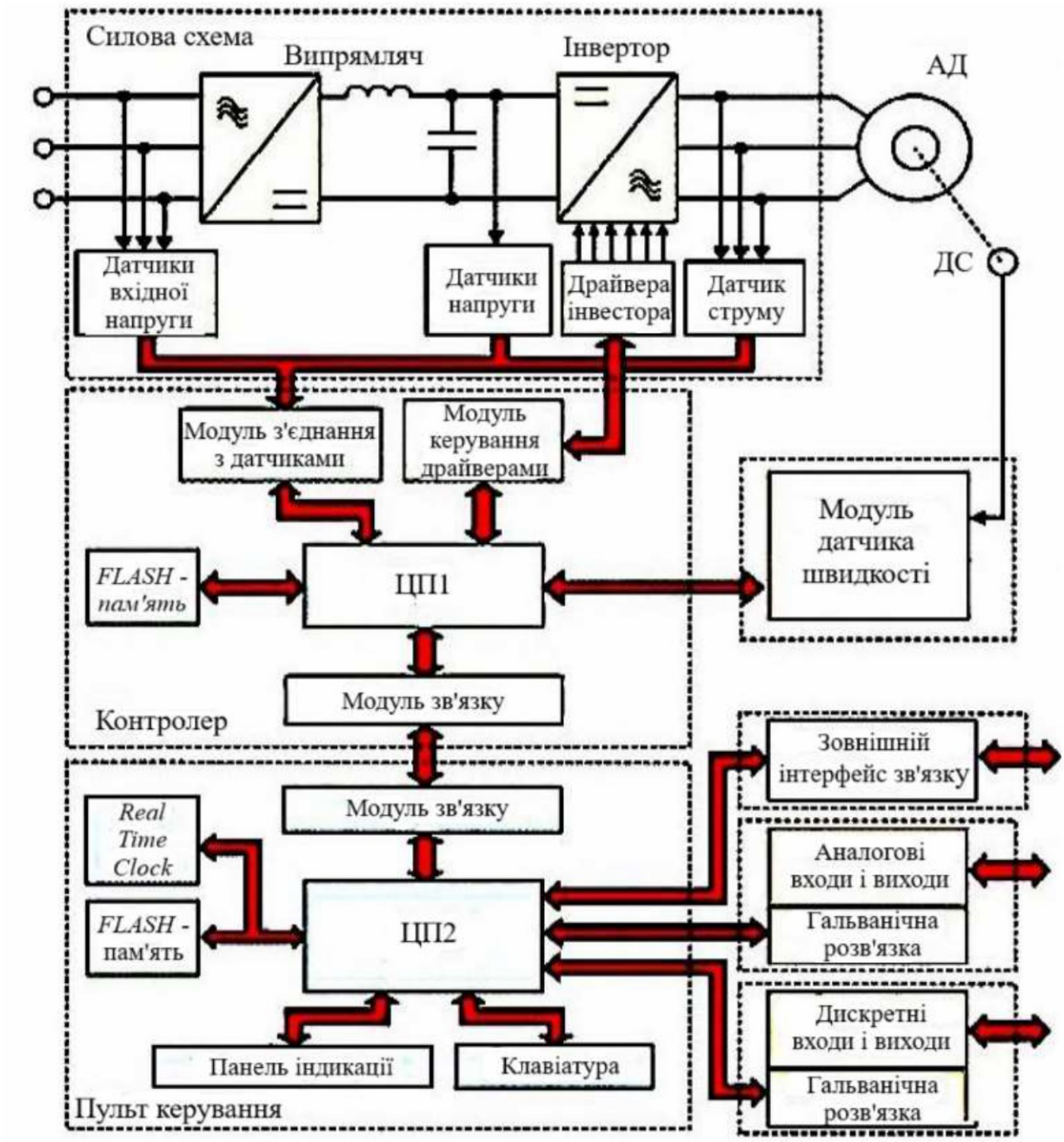


Рисунок 2.3. Схема системи керування перетворювача частоти

Керування драйверами інвертора здійснюється за допомогою формування шестиканального ШІМ-сигналу з автоматичним додаванням «мертвого часу». У більшості мікроконтролерів модуль ШІМ реалізовано апаратно. Для отримання форми вихідної напруги, близької до синусоїдальної (що особливо критично під час скалярного керування), може використовуватися програмна або апаратна корекція «мертвого часу».

Також у більшості випадків реалізується апаратне блокування сигналів ШІМ у разі аварії. Керування перетворювачем може здійснюватися за допомогою пульта (можливо, віддаленого), дискретних або аналогових входів.

Перетворювачі конструктивно будують за модульним принципом, що дає змогу вводити в них додаткові функціональні модулі, які в поєднанні з вбудованими програмними засобами дають змогу отримати різну конфігурацію електропривода, що відповідає вимогам замовника, - від найпростіших розімкнених до точних замкнутих систем позиціонування. Як правило, такі модулі (плати) розширення містять у своєму складі аналогові та дискретні входи й виходи, а також інтерфейси зв'язку (табл. 2.1).

Таблиця 2.1 - Характеристики модулів розширення

Тип	Характеристика
Аналогові виходи	Вихід напруги: 0...10 В, $I_{вих.max}$ = 2 мА
	Вихід струму: 4...20 мА, $R_{нагр}$ < 600 Ом
Аналогові входи	Вхід напруги: ±10 В ($R_{вх}$ = 20 кОм)
	Вхід струму: 4...20 мА ($R_{вх}$ = 250 Ом)
	Вхід задатчика частоти: R = 4,7...10 кОм
Дискретні входи	Тип входів - «відкритий колектор», $U_{вх.max}$ = 24 В, I_{max} = 8 мА
Дискретні виходи	«Релейні виходи»: 30 В, 3 А, постійного струму або 250 В, 1 А, змінного струму
	Виходи «відкритий колектор»: 24 В, 50 мА
Мережеві інтерфейси	*RS*-422 (*RS*-485), *Modbus*, *Profibus*, *Interbus*, *CANOpen* і *DeviceNet*

Усі аналогові входи і виходи на платах розширення мають вбудоване джерело живлення і зазвичай виконуються гальванічно розв'язаними від системи управління та дискретних входів і виходів. Функції, що виконуються аналоговими входами і виходами, програмуються з пульта керування. Найчастіше аналогові входи слугують для під'єднання датчиків зворотного зв'язку за технологічними параметрами (для цих цілей, як правило, передбачають один вхід напруги і один вхід струму).

У більшості перетворювачів частоти є також вхід для під'єднання потенціометра, використовуваного як задавач вихідної частоти (для перетворювачів частоти зі скалярним керуванням) або частоти обертання ротора електродвигуна (для перетворювачів частоти з векторним керуванням), водночас для живлення задавача частоти використовується вбудоване джерело живлення (зазвичай, 10 В). Можлива також наявність додаткового входу для підключення датчика температури двигуна (терморезистора). Аналогові виходи служать для індикації одного з параметрів стану перетворювача частоти (наприклад, поточної вихідної частоти або розрахункового значення моменту на валу двигуна). Можливість під'єднання до виходів як вольтметрів, так і амперметрів, досягається завдяки наявності виходу напруги і виходу струму. Вихідні аналогові сигнали формуються за допомогою ЦАП (як правило, 10-бітних); в окремих випадках вихідну напругу формують методом широтно-імпульсної модуляції.

Дискретні входи і виходи на платах розширення використовують для під'єднання зовнішніх керівних сигналів, що надходять з електромагнітних реле, а також для формування сигналів керування такими реле.

Зазвичай у перетворювачах частоти є від чотирьох до восьми дискретних входів типу «відкритий колектор», які виконують такі функції: вибір однієї з трьох вихідних частот (або швидкостей обертання ротора), керування вимиканням і реверсом, аварійне вимкнення перетворювачів частоти. Усі дискретні входи виконують гальванічно розв'язаними від системи керування.

Дискретні виходи можна розділити на дві категорії: силові («релейні») виходи для керування зовнішніми електромагнітними реле і виходи типу «відкритий колектор» для роботи із зовнішніми логічними схемами. Плати розширення зазвичай містять два релейні виходи, що мають пару нормально замкнутих і пару нормально розімкнутих контактів, а також чотири виходи типу «відкритий колектор». Функції виходів можна запрограмувати з пульта керування; зазвичай це: готовність, перевантаження, аварія, вихід на задану частоту. Усі дискретні виходи гальванічно розв'язані від системи керування, при цьому релейні виходи розв'язані між собою, а виходи типу «відкритий колектор» мають загальний нульовий сигнал.

Для побудови систем зі зворотним зв'язком за швидкістю в перетворювачах частоти передбачають входи для підключення датчика кутової швидкості. Модуль сполучення з датчиком швидкості може входити до стандартного постачання перетворювачів частоти або виконуватися у вигляді плати розширення. Для живлення дискретних входів і датчика швидкості використовують, як правило, вбудоване джерело живлення (зазвичай 24 В).

Перетворювачі частоти легко вбудовуються в сучасні системи автоматизованого керування. Широко використовується керування в реальному часі кількома перетворювачами, для чого пропонуються рішення з різними інтерфейсами зв'язку і топологіями мереж. Більшість перетворювачів частоти комплектується стандартним інтерфейсом *RS*-422 або *RS*-485. При цьому взаємодія здійснюється з використанням протоколів *Modbus* або *Profibus* або їх спрощених модифікацій. При використанні модулів розширення доступні додаткові інтерфейси (наприклад, *CAN*) і протоколи (*Interbus*, *CANOpen*, *DeviceNet*).

Як правило, перетворювачі частоти у своєму складі мають пульт керування, який може розташовуватися як на лицьовій панелі корпусу перетворювача, так і виконуватися у виносному варіанті. Пульт містить кілька спеціалізованих кнопок, інформаційне табло, в окремих випадках може бути присутня цифрова

клавіатура.

Виведення інформації здійснюється за допомогою одно- або дворядкового спеціалізованого РКІ або декількох семисегментних індикаторів, а також світлодіодів, що відображають режими роботи. На етапі введення перетворювачів частоти в експлуатацію пульт слугує для конфігурування перетворювача і налаштування відповідних параметрів; під час роботи - для спостереження за параметрами робочого режиму. У процесі обслуговування на індикаторі відображається інформація про виниклі несправності, що забезпечує можливість постійного контролю стану електропривода. Також можливе оперативне перемикання відображення оперативної інформації між різними вихідними параметрами. Перед початком роботи оператор має внести всю необхідну інформацію про параметри електродвигуна в постійну пам'ять перетворювача частоти. Пульт керування, як правило, виконують знімним, що дає змогу під'єднувати його до перетворювачів частоти тільки в разі потреби і використовувати один пульт для кількох перетворювачів.

Для зберігання налаштувань системи, калібрувальних параметрів, журналу аварій та іншої інформації використовується додаткова енергонезалежна пам'ять. Часто вона виконується на основі мікросхем *Flash*-пам'яті (як правило, з послідовним інтерфейсом *I2C* або *SPI*). Крім того, багато мікроконтролерів і *DSP* мають можливість збереження даних у внутрішній енергонезалежній пам'яті.

Основне завдання, яке вирішує програмне забезпечення перетворювачів частоти - реалізація різних методів керування електродвигуном і методів формування вихідної напруги (табл. 2.2).

Таблиця 2.2 - Методи керування електродвигуном

Метод	Характеристика
Формування вихідної напруги на виході	- синусоїдальна ШІМ: - метод просторової модуляції базових векторів (*Space Vector Modulation*)
	Частота ШІМ настроюється, 8...16 кГц для потужностей від 0,75 до 30 кВт і 4...8 кГц для потужностей понад 37 кВт. Для зниження рівня акустичного шуму використовується метод «м'якої» ШІМ
Керування двигуном	Скалярне керування: - класичне скалярне керування за заданою характеристикою U/f; - скалярне керування з компенсацією падіння напруги на статорі (IR-компенсація); - скалярне керування з компенсацією ковзання. Векторне керування: - бездатчикове векторне керування швидкістю; - бездатчикове векторне керування моментом; - векторне керування швидкістю з датчиком зворотного зв'язку за швидкістю; - векторне керування моментом із датчиком зворотного зв'язку за швидкістю.
Гальмування двигуном	- постійним струмом; - динамічне гальмування з використанням вбудованого або зовнішнього гальмівного резистора.

Керування вхідним випрямлячем (у разі використання керованого або напівкерованого випрямляча) - видавання імпульсів керування на силові ключі відповідно до заданого кута відкриття тиристорів. При цьому необхідна синхронізація з мережею живлення, тобто визначення моменту проходження фаз вхідної напруги через нуль і коригування моментів відкриття ключів випрямляча.

Приймання та обробка інформації з датчиків. Цю інформацію використовують для визначення поточного стану перетворювачів частоти й електродвигуна, що необхідно для реалізації необхідних законів керування, відстеження аварійних ситуацій тощо.

Взаємодія з периферійними модулями контролера (робота з *Flash*-пам'яттю, годинником реального часу та іншими пристроями, що забезпечують додаткові сервісні функції).

Взаємодія із системою автоматизації верхнього рівня. Здійснюється за принципом «ведучий - ведомий» (*Master - Slave*), причому перетворювачі частоти виступають у ролі веденого пристрою. Програмне забезпечення реалізує необхідний протокол обміну, забезпечує приймання і виконання команд керування, а також видавання необхідної інформації про поточний режим роботи, стан датчиків і параметри перетворювачів частоти. У разі двопроцесорної системи забезпечується можливість спільної роботи основного контролера і контролера пульта керування.

Оброблення зовнішніх сигналів і видавання керувальних впливів на зовнішню апаратуру в разі керування перетворювачем частоти здійснюється через дискретні або аналогові входи.

Забезпечення інтерфейсу з користувачем. Слід зазначити, що складність реалізації зручного інтерфейсу визначається набором засобів керування та індикації, передбачених на пульті.

Діагностика апаратури та самодіагностика. Діагностика полягає у визначенні працездатності різних модулів, що входять до складу перетворювачів

частоти (як силових, так і керуючих), і підключеного електродвигуна. Крім того, здійснюється контроль цілісності програми і даних, що зберігаються в енергонезалежній пам'яті.

Реалізація захисних функцій. Сучасні перетворювачі частоти реалізують максимально струмовий захист, захист від перегріву двигуна і перетворювача, від перевантаження, надмірних відхилень напруги живлення, обриву фази, міжфазного короткого замикання, замикання фази на землю і помилок зв'язку. Коректний вихід зі стану аварії можливий, тільки якщо ліквідовано причини її виникнення. Для окремих видів аварій (наприклад, зникнення напруги в мережі, аварія зв'язку) система в змозі самостійно відстежити можливість продовження роботи. Відновлення після інших аварій вимагає втручання обслуговуючого персоналу.

Збереження інформації про режими, тривалість роботи, періодичність увімкнення перетворювачів частоти; підрахунок показників ефективності за певний період; ведення журналу збоїв, що сталися і аварій. Це дає змогу проаналізувати ефективність використання перетворювачів частоти і полегшує пошук причин збоїв у роботі обладнання.

Реалізація додаткових функцій. Різні модифікації перетворювачів мають набір таких можливостей, як задання програмованих фіксованих установок швидкості, що програмуються; керування режимом гальмування електропривода; керування кількома електродвигунами; здійснення роботи перетворювачів частоти за розкладом.

До програмованих керівних функцій, що забезпечують можливість адаптації статичних і динамічних характеристик електропривода під умови навантаження, відносять:

- плавний пуск і зупинку двигуна з вибором форми кривої зміни швидкості (зазвичай використовують лінійну, S- і U-подібну характеристики зміни швидкості) та окремим налаштуванням часу розгону й гальмування з автоматичною корекцією прискорення й уповільнення в разі перевищення

допустимого моменту;

- режим «підхоплення» електродвигуна, який використовують під час увімкнення перетворювачів частоти на двигун, що обертається (наприклад, після короткочасного зникнення напруги мережі);

- пропуск частот, за яких робота електроприводу небажана;

- компенсацію падіння напруги на активному опорі статора (IR-компенсація), яка може бути замінена налаштуванням необхідного профілю кривої «напруга - частота» для забезпечення роботи з мінімальним струмом споживання;

- підтримку високого пускового моменту на низьких частотах завдяки додатковому збільшенню напруги;

- стабілізацію швидкості обертання шляхом впливу на частоту у функції навантаження (компенсація ковзання);

- налаштування реакції на стрибок швидкості або моменту навантаження з урахуванням інерційних властивостей механізму;

- автоматичне визначення параметрів підключеного електродвигуна.

3 Визначення основних параметрів тягового перетворювача електропоїзда змінного струму

При проєктуванні складених перетворювачів, які отримані шляхом поєднання декількох простих, розрахунок за методикою [6] виконують для кожного з них окремо, починаючи з останнього. Такий порядок розрахунку пов'язаний з тим, що основні дані відомі або задані спочатку лише для навантаження – для асинхронних тягових двигунів. Тому ці дані стають вихідними для розрахунку трифазного мостового інвертора. Отримані результати розрахунку трифазного інвертора напруги стають вихідними для наступних розрахунків вхідних перетворювачів.

3.1 Розрахунок основних параметрів тягового трифазного мостового інвертора напруги

Номінальне діюче значення першої гармоніки вихідної напруги фази трифазного мостового інвертора напруги (рис. 2.6) визначається як:

$$U_{\text{в1}} = \frac{U_{d\text{н}}}{2\sqrt{2}} \eta_{\text{ін}} K_{\text{м}}, \qquad (3.1)$$

де $U_{d\text{н}}$ – номінальна напруга живлення інвертора;

$\eta_{\text{ін}}$ – номінальний коефіцієнт корисної дії інвертора, приймаємо середнє значення для таких інверторів $\eta_{\text{ін}} = 0{,}985$;

$K_{\text{м}}$ – коефіцієнт перемодуляції, який рівний 1,15, якщо перемодуляція використовується і 1, якщо ні. В даному випадку немає потреби у використанні

режиму перемодуляції.

Користуючись рівнянням (3.1), визначимо номінальну напругу джерела живлення постійного струму для трифазного інвертора напруги $U_{d\text{н}}$:

$$U_{d\text{н}} = \frac{U_{\text{в1}} \cdot 2\sqrt{2}}{\eta_{\text{iн}} \cdot K_{\text{м}}},$$

$$U_{d\text{н}} = \frac{750 \cdot 2\sqrt{2}}{0{,}985 \cdot 1} = 2154 \text{ В}.$$

Визначаємо діюче значення першої гармоніки вихідного струму фази:

$$I_{\text{в1}} = \frac{P_{\text{н}}}{3U_{\text{в1}} \cdot \cos\phi_{\text{в1}}}, \qquad (3.2)$$

де $\cos\phi_{\text{в1}}$ – коефіцієнт потужності навантаження у номінальному режимі;

$P_{н}$ – номінальна активна потужність навантаження перетворювача.

Оскільки в нашому випадку передбачається один перетворювач для живлення чотирьох асинхронних тягових двигунів, то для нього номінальна активна потужність навантаження визначається як добуток номінальної потужності двигуна $P_{\text{дн}}$ на чотири:

$$P_{\text{н}} = 250 \cdot 10^3 \cdot 4 = 1000000 \text{ Вт},$$

$$I_{\text{в1}} = \frac{1000000}{3 \cdot 750 \cdot 0{,}89} = 499 \text{ А}.$$

Номінальний середній вхідний струм трифазного інвертора напруги за

методикою [6] розраховується за формулою

$$I_{d\text{н}} = \frac{3K_{\text{м}}}{2\sqrt{2}} I_{\text{в1}} \cdot \cos\phi_{\text{в1}}, \tag{3.3}$$

$$I_{d\text{н}} = \frac{3 \cdot 1}{2\sqrt{2}} \cdot 499 \cdot 0{,}89 = 471 \text{ А}.$$

Номінальний середній струм транзистора і діода двоквадрантних ключів трифазного інвертора напруги:

$$I_V = I_D = \frac{I_{\text{в1}}}{\sqrt{2\pi}} + \frac{I_{d\text{н}}}{6}, \tag{3.4}$$

$$I_V = I_D = \frac{499}{\sqrt{2\pi}} + \frac{471}{6} = 278 \text{ А}.$$

Амплітудний струм ключа в номінальному режимі дорівнює:

$$I_{V\max} = I_{D\max} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{в1}}. \tag{3.5}$$

$$I_{V\max} = I_{D\max} = \sqrt{2} \cdot 499 = 706 \text{ А}$$

Амплітуда напруги $U_{\max}$ та комутована напруга U_k ключа дорівнює максимальній напрузі живлення інвертора, тобто дорівнює $U_{\text{в1}}$. Середній комутований струм ключа, який діє як при увімкненні, так і при вимиканні, визначаємо згідно наступного рівняння:

$$I_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{\text{в1}}, \tag{3.6}$$

$$I_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot 499 = 225\,\text{А}.$$

Для визначення частоти ШІМ трифазного інвертора напруги потрібно спочатку розрахувати відносне значення гармоніки вихідної напруги з частотною ШІМ:

$$U^*_{\text{вш}} = \frac{\sqrt{2} S_{\text{ш}}}{K_{\text{м}}}, \qquad (3.7)$$

де $S_{\text{ш}}$ – гармоніка з частотою ШІМ в комутаційній функції, яка для трифазного мостового інвертора дорівнює 0,312.

$$U^*_{\text{вш}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 0,312}{1} = 0,44\,.$$

Для якісного формування вихідної напруги потрібна частота ШІМ (частота перемикань транзисторних ключів) трифазного інвертора напруги не нижче значення, розрахованого із рівняння:

$$f_{\text{п}} = \frac{U^*_{\text{вш}} f_0}{x^* I^*_{\text{вш}}}, \qquad (3.8)$$

де x^* – відносне значення індуктивного опору розсіювання асинхронного тягового двигуна (0,2-0,3);

$I^*_{\text{вш}}$ – відносне значення гармоніки вихідного струму з частотою ШІМ, допустиме значення якої складає 0,07-0,15;

f_0 – номінальна частота першої гармоніки вихідної напруги інвертора.

$$f_{\text{п}} = \frac{0,44 \cdot 70}{0,25 \cdot 0,1} = 1232 \text{ Гц.}$$

Після розрахунку всіх основних параметрів силових ключів вибираємо для їх реалізації силові напівпровідникові прилади за каталогами підприємств-виробників, наприклад, біполярний транзистор з ізольованим затвором *CM600HG90H* виробництва відомої японської фірми *Mitsubishi* (номінальний комутований струм 600 А, максимальна тривала напруга 4500 В, час комутації 2 мкс, падіння напруги у провідному стані 4,5 В, внутрішній тепловий опір приладу складає $R_{тв}$ = 0,02 °С/Вт). Застосовується паралельне з'єднання двох напівпровідникових приладів у ключах.

Визначаємо пульсаційну складову вхідного струму інвертора з частотою широтно-імпульсної модуляції

$$I_{d\text{ш}} = S_{\text{ш}} \frac{I_{d\text{н}}}{\cos\phi_{\text{в1}}}, \qquad (3.9)$$

$$I_{d\text{ш}} = 0,312 \cdot \frac{471}{0,89} = 165 \text{ А.}$$

Значення струму $I_{d\text{ш}}$ використовується для розрахунку вхідного фільтра інвертора.

3.2 Розрахунок чотириквадрантного вхідного перетворювача електропоїзду

В якості вхідного перетворювача при живленні від мережі змінного струму використовуємо випрямляч струму з широтно-імпульсною модуляцією. Спочатку розглянемо та опишемо роботу вхідного перетворювача та особливості його застосування в складі перетворювального блоку двосистемного електропоїзду.

Випрямляч струму з широтно-імпульсною модуляцією має ще назву чотириквадрантний перетворювач, схему якого показано в складі конструктивного блоку двосистемного електропоїзду (рис. 2.6). Він працює як випрямляч в режимі тяги або як інвертор при рекуперативному гальмуванні електропоїзду. Крім основних функцій чотириквадрантний перетворювач покращує форму вхідного струму, наближаючи її до синусоїдальної, та ліквідує зсув між вхідними струмом та напругою. Таким чином підвищується коефіцієнт потужності енергії, що споживається силовою схемою або повертається до тягової мережі змінного струму. Для виконання сучасних норм МЕК коефіцієнт потужності вхідного перетворювача λ повинен досягати рівня не нижче 0,98.

Визначаємо діюче значення першої гармоніки вхідної напруги, яка повинна подаватися із вторинної обмотки тягового трансформатора, щоб забезпечити необхідне значення напруги в проміжній ланці постійного струму:

$$U_{\text{вх1}} = \frac{C_{\text{р}}}{\sqrt{2}\eta_{\text{п}}} U_{d\text{н}}, \qquad (3.10)$$

де $C_{\text{р}}$ – глибина регулювання;

$\eta_{\text{п}}$ – коефіцієнт корисної дії чотириквадрантного перетворювача, приймаємо $\eta_{\text{п}} = 0{,}99$.

За рівнянням (2.10) знаходимо максимальне значення першої гармоніки,

яке визначається при максимальній глибині регулювання $C_{рm} = 0,9$ і максимальному значенні напруги живлення.

$$U_{вх1} = \frac{0,9}{\sqrt{2} \cdot 0,99} \cdot 2154 = 1385 \text{ В.}$$

Постійна складова номінального вихідного струму

$$I_{d\text{н}} = \frac{P_{d\text{н}}}{U_{d\text{н}}}. \qquad (3.11)$$

де $P_{d\text{н}}$ – номінальна активна вихідна потужність вхідного перетворювача, яка співпадає з активною потужністю навантаження з урахуванням втрат у вихідному перетворювачі – трифазному інверторі напруги:

$$P_{d\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{ін}}}, \qquad (3.12)$$

$$P_{d\text{н}} = \frac{1000000}{0.985} = 1015228 \text{ Вт,}$$

$$I_{d\text{н}} = \frac{1015228}{2154} = 471 \text{ А.}$$

Найбільше значення першої гармоніки вхідного струму

$$I_{вх1} = \frac{P_{d\text{н}}}{U_{вх1}} k_u, \qquad (3.13)$$

де коефіцієнт

$$k_u = \frac{U_{\text{км max}}}{U_{\text{км min}}}, \qquad (3.14)$$

де $U_{\text{км max}}$ та $U_{\text{км min}}$ найбільше і найменше значення напруги контактної мережі.

$$k_u = \frac{29 \cdot 10^3}{21 \cdot 10^3} = 1{,}381,$$

$$I_{\text{вх1}} = \frac{1015228}{1385} \cdot 1{,}381 = 1012 \text{ А}.$$

Номінальний середній струм транзистора та діода силового ключа чотириквадрантного перетворювача

$$I_V = I_D = \frac{I_{\text{вх1}}}{\sqrt{2}\pi} + \frac{I_{d\text{н}}}{4}, \qquad (3.15)$$

$$I_V = I_D = \frac{1012}{\sqrt{2} \cdot \pi} + \frac{471}{4} = 346 \text{ А}.$$

Амплітудний струм силового ключа чотириквадрантного перетворювача дорівнює:

$$I_{V\,\text{max}} = I_{D\,\text{max}} = \sqrt{2} I_{\text{вх1}}, \qquad (3.16)$$

$$I_{V\,\text{max}} = I_{D\,\text{max}} = \sqrt{2} \cdot 1012 = 1431 \text{ А}.$$

Амплітуда напруги U_{max} та комутована напруга U_k ключа дорівнює

максимальній вихідній напрузі U_d . Середній комутований струм ключа, який діє як при увімкненні, так і при вимиканні при номінальному струмі

$$I_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{d\text{н}}, \tag{3.17}$$

$$I_k = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot 471 = 212 \text{ А}.$$

Гармоніка напруги з частотою широтно-імпульсної модуляції у вхідній напрузі $U_{\text{вх1}}$ чотириквадрантного перетворювача

$$U_{\text{г}} = \sqrt{2} S_{\text{ш}} U_{\text{вх1}}, \tag{3.18}$$

$$U_{\text{г}} = \sqrt{2} \cdot 0.312 \cdot 1385 = 611 \text{ В}.$$

Допустима відносна величина неактивних складових вхідного струму (відносне значення струму гармонік підвищеної частоти)

$$I_{\text{г}}^* = \sqrt{1 - \lambda^2}, \tag{3.19}$$

де $\lambda = 0,98$ – рекомендоване значення коефіцієнта потужності навантаження мережі живлення змінного струму.

$$I_{\text{г}}^* = \sqrt{1 - 0,98} = 0,141.$$

$$I_{\text{г}} = I_{\text{г}}^* \cdot I_{\text{вх1}}, \tag{3.20}$$

$$I_{\text{г}} = 0{,}141 \cdot 1012 = 143 \text{ А}.$$

Необхідна величина опору вхідного індуктивного фільтра

$$X = 2\pi f_{\text{п}} L = \frac{U_{\text{г}}}{I_{\text{г}}}, \tag{3.21}$$

$$X = \frac{611}{143} = 4{,}273 \text{ Ом}.$$

Доцільно використовувати в якості вхідного фільтра індуктивність розсіяння обмоток тягового трансформатора L_s, бо частота широтно-імпульсної модуляції (частота перемикань) досить висока. Згідно такої умови

$$L_s = \frac{U_{\text{вх1}}}{I_{\text{вх1}}} \frac{x_s^*}{2\pi f_{\text{м}}}, \tag{3.22}$$

де $f_{\text{м}}$ – частота напруги мережі живлення (50 Гц);

x_s = 0,1 – відносний індуктивний опір розсіяння обмоток тягового трансформатора.

$$L_s = \frac{1385}{1012} \cdot \frac{0{,}1}{2 \cdot 50 \cdot \pi} = 0{,}000435 \text{ Гн}.$$

Таким чином, застосувавши рівняння (3.21), визначаємо мінімально необхідну частоту широтно-імпульсної модуляції:

$$f_{\text{п}} = \frac{X}{2\pi L_s}, \tag{3.23}$$

$$f_{\text{п}} = \frac{4,273}{2 \cdot \pi \cdot 0,000435} = 1563 \text{ Гц.}$$

Амплітуда вихідного струму другої гармоніки (гармоніки з подвоєною частотою мережі) дорівнює постійній складовій $I_{d2m} = I_d$.

Задаючись допустимим коефіцієнтом пульсації напруги $k_{\text{пи}}$ на конденсаторі $C_{d\text{р}}$ в межах 0,2÷0,4, визначаємо величини ємності та індуктивності вихідного резонансного фільтра, який прийнято ще називати режекторним:

$$C_{d\text{р}} = \frac{I_{d2\text{m}}}{2\pi f_2 k_{\text{пи}} U_d}, \tag{3.24}$$

де $f_2 = 100$ Гц – частота другої гармоніки;

$$C_{d\text{р}} = \frac{471}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 0,3 \cdot 2154} = 0,00116 \text{ Ф.}$$

$$L_{d\text{р}} = \frac{1}{(2\pi f_2)^2 C_{d\text{р}}}, \tag{3.25}$$

$$L_{d\text{р}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 100)^2 \cdot 0,00116} = 0,00218 \text{ Гн.}$$

Значення вихідного струму гармоніки з частотою широтно-імпульсної модуляції

$$I_{\text{гш}} = 0,6 \cdot \frac{I_d}{C_{\text{рт}}}, \qquad (3.26)$$

$$I_{\text{гш}} = 0,6 \cdot \frac{471}{0,9} = 314 \text{ А}.$$

Значення струму $I_{\text{гш}}$ використовується для розрахунку ємності вихідного фільтра перетворювача. Згідно розрахованих параметрів чотириквадрантного перетворювача вибираємо силові напівпровідникові прилади, які використовуватимуться в схемі. Вибір виконуємо як і раніше за каталогами підприємств-виробників. При цьому доцільно застосовувати, якщо це можливо, такі ж силові прилади, як і у трифазному інверторі напруги, що сприятиме уніфікації і здешевленню перетворювального обладнання. Таким чином знову застосовуємо в ключах два біполярні транзистори з ізольованим затвором *CM600HG90H* увімкнені паралельно.

3.3 Тепловий розрахунок елементів ключів перетворювачів

Теплові втрати потужності у напівпровідникових приладах силових ключів складаються із втрат у провідному стані, втрат у непровідному стані та комутаційних втрат. Втрати у непровідному стані, як правило, не враховують, бо вони відносно інших не значні.

Втрати потужності в провідному стані (статичні втрати) транзистора

$$P_{on} = I_V^{'} \cdot \Delta U_V, \qquad (3.31)$$

де $I_V^{'}$ – середнє значення струму одного *IGBT* або діода силових ключів

перетворювача;

ΔU_V – падіння напруги на приладі у провідному стані.

При паралельному увімкненні двох *IGBT* або діодів силових ключів перетворювача спрощено для розрахунку за рівнянням (3.31) визначаємо середнє значення струму одного напівпровідникового приладу

$$I_V^{'} = \frac{I_V}{n}.$$

$$I_{Vi}^{'} = \frac{278}{2} = 139 \text{ А},$$

$$I_{V\text{вп}}^{'} = \frac{346}{2} = 173 \text{ А},$$

$$P_{on\text{і}} = 139 \cdot 4{,}5 = 626 \text{ Вт},$$

$$P_{on\text{вп}} = 173 \cdot 4{,}5 = 779 \text{ Вт}.$$

Комутаційні (динамічні) втрати в напівпровідниковому приладі ключа кожного перетворювача визначаємо в два етапи:

$$E_k = \frac{1}{2} U_k \cdot I_k \cdot t_k, \qquad (3.32)$$

де U_k, I_k – комутована напруга та струм;

t_k – час комутації, який визначають сумою часу увімкнення і вимикання;

$f_{\text{п}}$ – частота перемикань напівпровідникового приладу;

E_k – енергія комутації, яка виділяється у вигляді тепла у напівпровідниковому приладі за один період перемикань.

$$E_{k\text{і}} = \frac{1}{2} \cdot 2154 \cdot 225 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 0{,}485 \text{ Дж},$$

$$E_{k\text{вп}} = \frac{1}{2} \cdot 2154 \cdot 212 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 0{,}457 \text{ Дж}.$$

$$P_k = E_k \cdot f_{\text{п}}. \tag{3.33}$$

$$P_{k\text{і}} = 0{,}485 \cdot 1232 = 598 \text{ Вт},$$

$$P_{k\text{вп}} = 0{,}457 \cdot 1563 = 714 \text{ Вт}.$$

Комутаційні втрати в напівпровідниковому приладі ключа вважають припустимими, якщо вони перевищують статичні не більше ніж удвічі. У протилежному випадку необхідно застосувати пристрої комутаційного захисту, які дозволяють знизити динамічні втрати на порядок.

Внутрішній перепад температури у приладі

$$\Delta\tau = R_{i\text{в}}(P_{on} + P_k), \tag{3.34}$$

де $R_{i\text{в}}$ – внутрішній тепловий опір приладу.

$$\Delta\tau_{\text{і}} = 0{,}02 \cdot (626 + 598) = 25\,^{\circ}C,$$

$$\Delta\tau_{\text{вп}} = 0{,}02 \cdot (779 + 714) = 30\,^{\circ}C.$$

Допустимий перегрів поверхні радіатора-охолоджувача

$$\tau_{\text{п}} = T_{j\max} - T_0 - \Delta\tau, \qquad (3.35)$$

де $T_{j\max} = 150^0 C -$ максимально допустима температура кристалу для кремнієвих транзисторів, якими є *IGBT*;

$T_0 -$ максимальна температура оточуючого середовища.

$$\tau_{\text{пі}} = 150 - 40 - 25 = 85\ ^\circ C,$$

$$\tau_{\text{пвп}} = 150 - 40 - 30 = 80\ ^\circ C.$$

Тепловий опір радіатора-охолоджувача не повинен перевищувати значення, що розраховане за формулою

$$R_t = \frac{\tau_{\text{п}}}{P_{on} + P_k}.$$

$$R_{t\text{і}} = \frac{85}{626 + 598} = 0{,}069\ ^\circ C/\text{Вт},$$

$$R_{t\text{вп}} = \frac{80}{779 + 714} = 0{,}054\ ^\circ C/\text{Вт}.$$

Для транзисторів інвертора вибираємо охолоджувач типу ОВ15 (маса – 250 г, R_t = 0,065 $^\circ C$/Вт, $\Delta P = 10000$ Па), а для транзисторів вхідного перетворювача – ОВ17 (маса – 1300 г, R_t = 0,022 $^\circ C$/Вт, $\Delta P = 7000$ Па).

3.4 Розрахунок елементів фільтрів перетворювачів

Оскільки перетворювач є для фільтру джерелом струму гармонік пульсацій $I_{\text{гш}}$ (діюче значення, яке визначене раніше), то фільтр відносно перетворювача повинен починатися з паралельної ємності, як це показано на рис. 3.1.

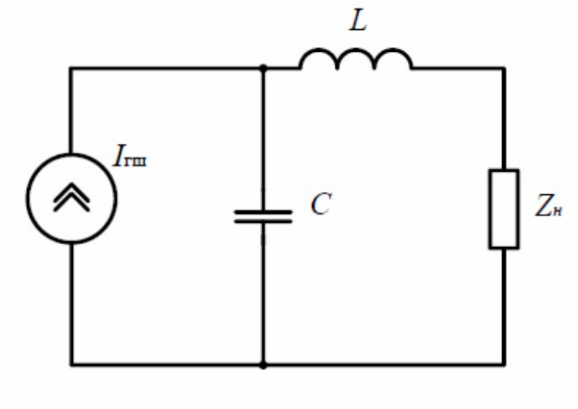


Рисунок 3.1. Еквівалентна схема фільтра трифазного інвертора

Ємність фільтра C знаходиться по допустимій напрузі гармоніки $U_{\text{гш}}$ з частотою ШІМ на навантаженні. Вважаючи, що весь струм $I_{\text{гш}}$ йде в конденсатор, отримаємо рівняння:

$$\omega C = \frac{I_{\text{гш}}}{U_{\text{гш}}}, \tag{3.38}$$

де ω – частота фільтрованої гармоніки.

Допустима напруга гармоніки $U_{\text{гш}}$ на навантаженні визначається через заданий коефіцієнт пульсацій напруги $k_{\text{пш}}$

$$U_{\text{гш}} = k_{\text{пш}} U_d, \tag{3.39}$$

$$U_{\text{гш}} = 0,04 \cdot 2154 = 86 \text{ В},$$

$$C = \frac{I_{\text{гш}}}{U_{\text{гш}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{п}}},$$

$$C = \frac{165}{86 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1232} = 0,000248 \text{ Ф}.$$

Оскільки опір навантаження фільтру малий, то його необхідно підвищити введенням в схему фільтра послідовного дроселя *L*. Вважаючи, що вся напруга $U_{\text{гш}}$ прикладена до дроселя, отримуємо необхідну індуктивність фільтра з наступної умови:

$$\omega L = \frac{U_{\text{гш}}}{I_{\text{нг}}}, \qquad (3.40)$$

де $I_{\text{нг}}$ – допустимий вміст фільтрованої гармоніки в струмі навантаження.

Гармоніка в струмі навантаження $I_{\text{нг}}$ визначається за допустимим коефіцієнтом пульсації струму $k_{\text{п}i}$

$$\sqrt{2} I_{\text{нг}} = k_{\text{п}i} I_{\text{н}}, \qquad (3.41)$$

де $I_{\text{н}}$ – постійна складова струму навантаження.

$$I_{\text{нг}} = \frac{k_{\text{п}i} \cdot I_{\text{н}}}{\sqrt{2}},$$

$$I_{\text{нг}} = \frac{0,02 \cdot 471}{\sqrt{2}} = 6,66 \text{ А},$$

$$L = \frac{U_{\text{гш}}}{I_{\text{нг}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{п}}},$$

$$L = \frac{86}{6,66 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1232} = 0,001668 \text{ Гн.}$$

Для фільтра (рис. 3.1) величина $U_{\text{гш}}$ є проміжною і тому може варіюватися в достатньо широких межах. Чим більше величина $U_{\text{гш}}$, тим менше буде ємність фільтру і більше індуктивність. При невисоких вимогах до згладжування пульсацій струму в навантаженні, наприклад, якщо навантаженням є бортова мережа, задаються зазвичай значеннями $k_{\text{п}i}$ порядку 0,05. При високих вимогах, характерних для контактних мереж, слід приймати ці величини в межах 0,01÷0,02, бо інакше дросель фільтру вийде дуже важким.

3.5 Розрахунок конструкції дроселів фільтрів

Для фільтрового дроселя постійного струму заздалегідь відомо, що допустима індукція визначається за умовами насичення, а не за умовами нагріву.

Амплітуда індукції, допустима за умовами насичення

$$B_m = \frac{B_s}{1,2 \div 1,5}, \qquad (3.42)$$

де $B_s = 2,0$ Тл – індукція насичення магнітопроводу, виготовленого із листів холоднокатаної електротехнічної сталі.

$$B_m = \frac{2}{1,35} = 1,5 \text{ Тл.}$$

За базисний розмір для розрахунку геометричних розмірів приймається ширина стержня осердя *a*, яка визначається за рівнянням

$$a = \left(\frac{k_a}{B_m k_j F_{\text{с}}^* F_{\text{в}}^*} \right)^{\frac{2}{7}}, \qquad (3.43)$$

де $F_{\text{с}}^*$, $F_{\text{в}}^*$ – відносні значення площі перерізу осердя та площі вікна магнітопроводу, які приведені в табл. 1. Для стержневого осердя, відповідно дорівнює 1,5 та 4,2.

Таблиця 3.1

Геометричні характ. / Тип осердя	$c^*=c/a$	$h^*=h/a$	$в^*=в/a$	$F_{\text{с}}^*$	$F_{\text{в}}^*$	$П_{\text{с}}^*$	$П_{\text{к}}^*$	$V_{\text{с}}^*$	$V_{\text{к}}^*$
Стержневий (П-подібн.)	1,2	3,5	1,5	1.5	4,2	24	60	19	29
Броневий (Ш-подібн.)	0,8	2	1,5	1,5	1,6	30	19	10,7	12

Виберемо стержневий тип осердя для дроселя.

$$k_j = \sqrt{\frac{\alpha \cdot \tau_{\text{п}} \cdot П_{\text{к}}^*}{\rho \cdot V_{\text{к}}^* k_{\text{к}}}}, \qquad (3.44)$$

де α – коефіцієнт тепловіддачі;

$\tau_{\text{п}}$ – допустимий перегрів поверхні котушки (для ізоляції витків обмотки класу А $\tau_{\text{п}}$=50 ^{0}С);

$П_к^*$ – відносний розмір поверхні охолодження котушки;

ρ – питомий електричний опір провідникового матеріалу (при 70°С для міді $\rho = 2{,}1 \cdot 10^{-8}$ Ом м);

$V_к^*$ – відносний об'єм котушки;

$k_к$ – коефіцієнт заповнення котушки (приймаємо 0,3 для круглого та 0,5 для прямокутного перерізу провідника).

$$k_j = \sqrt{\frac{36 \cdot 50 \cdot 60}{2{,}1 \cdot 10^{-8} \cdot 29 \cdot 0{,}5}} = 595550,$$

$$k_a = \frac{I\psi_m}{k_к}, \qquad (3.45)$$

де ψ_m – амплітуда потокозчеплення, яка може визначатися як добуток амплітудного значення струму та індуктивності дроселя.

$$\psi_m = I_н \cdot L,$$

$$\psi_m = 471 \cdot 0{,}001668 = 0{,}786 \text{ Вб},$$

$$k_a = \frac{471 \cdot 0{,}786}{0{,}5} = 740,$$

$$a = \left(\frac{740}{1{,}5 \cdot 595550 \cdot 1{,}5 \cdot 4{,}2} \right)^{\frac{2}{7}} = 0{,}067 \text{ м}.$$

За базисним розміром *a* визначаємо основні розміри дроселя, наприклад

$$c = c^* \cdot a;\ h = h^* \cdot a;\ F_с = F_с^* \cdot a^2;\ V_к = V_к^* \cdot a^3 \qquad (3.46)$$

$$c = 1,2 \cdot 0,067 = 0,08 \text{ м};\ h = 3,5 \cdot 0,067 = 0,235 \text{ м};$$

$$F_с = 1,5 \cdot 0,067^2 = 0,007 \text{ м};\ V_к = 29 \cdot 0,067^3 = 0,009 \text{ м}^2.$$

Число витків обмотки

$$W = \frac{\psi_m}{F_с \cdot B_m}, \qquad (3.47)$$

$$W = \frac{0,786}{0,007 \cdot 2,5} = 45 \text{ витків.}$$

Задана індуктивність дроселя забезпечується введенням немагнітного зазору у осердя. Товщина немагнітного зазору

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot W^2 \cdot F_с}{2L}, \qquad (3.48)$$

де $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнітна проникність зазору;

L – індуктивність дроселя фільтра.

$$\delta = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 45^2 \cdot 0,007}{2 \cdot 0,001668} = 0,00534 \text{ м.}$$

За отриманими результатами розрахунку основних параметрів вибираємо біполярний транзистор з ізольованим затвором CM200HG90H (напруга 4500 В, струм 200 А) для реалізації ключів вхідного напівмостового інвертора.

4 Імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму в MATLAB&simulink

Програмний комплекс *MATLAB* (від слів *Matrix Laboratory* - матрична лабораторія) складається з певних спеціальних програм, що дають змогу розв'язувати широкий спектр математичних і технічних задач із різних галузей науки і техніки.

Simulink - це графічне середовище імітаційного моделювання, що дає змогу за допомогою блок-діаграм у вигляді спрямованих графів будувати динамічні моделі, включно з дискретними, безперервними і гібридними, нелінійними і розривними системами.

Інтерактивне середовище *Simulink* дає змогу використовувати вже готові бібліотеки блоків для моделювання електросилових, механічних і гідравлічних систем, а також застосовувати розвинений модельноорієнтований підхід під час розроблення систем керування, засобів цифрового зв'язку та пристроїв реального часу.

Графічне середовище *Simulink*, крім власної бібліотеки, містить ще безліч додаткових бібліотек, які використовуються для моделювання всіляких об'єктів і процесів. Основні з них: *Simulink*; *Fuzzy Logic Toolbox*; *Neural Network Toolbox*; *Simscape* (*SimHydraulics*, *SimMechanics*, *SimPowerSystems*); *Simulink Coder*; *Stateflow*.

Бібліотека *Simulink* (рис. 4.1) містить у собі безліч блоків, які представлені в системі групами:

1. *Continuous* - група, що містить блоки безперервного виконання.
2. *Discontinuous* - нелінійні елементи.
3. *Discrete* - дискретні (цифрові) системи керування.
4. *Logic and Bit Operations* - логічні оператори.
5. *Math Operations* - математичні оператори.
6. *Ports And Subsystems* - порти та підсистеми.

7. *Sinks* - приймачі сигналів.
8. *Sources* - джерела сигналів.
9. *User-Defined Functions* - користувацькі функції.

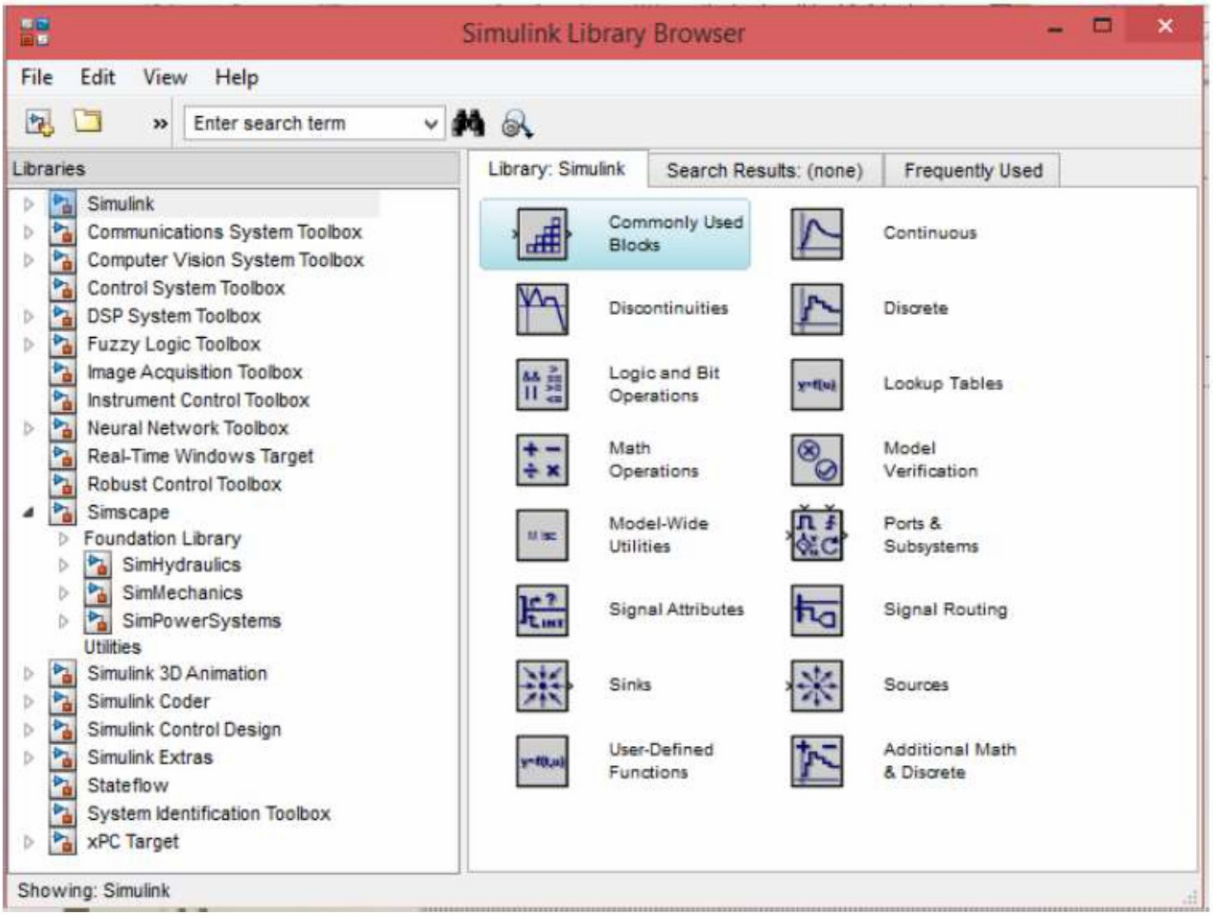


Рисунок 4.1. Вікно бібліотеки *Simulink*

4.1 Визначення параметрів схеми заміщення асинхронної машини за даними каталогу

Розглянемо основні параметри схеми заміщення асинхронного електродвигуна, які можуть бути визначені за даними з каталогу.

1. Номінальне ковзання:

$$s_n = \frac{n_s - n_н}{n_s}\ , \tag{4.1}$$

де n_s - синхронна швидкість (швидкість обертання магнітного поля);

$n_н$ - номінальна швидкість обертання двигуна.

2. Критичне ковзання:

$$s_k = \left(m_{max} + \sqrt{{m_{max}}^2 - 1}\right) \cdot s_n\ , \tag{4.2}$$

де $m_{max} = M_{max}/M_н$ - відношення максимального моменту (критичного) до номінального моменту.

3. Конструктивний коефіцієнт:

$$c_1 = 1 + \frac{L_{1s}}{L_m}\ . \tag{4.3}$$

Спочатку конструктивний коефіцієнт задається в діапазоні c_1 = 1,02...1,05 для попереднього розрахунку параметрів схеми заміщення. Після розрахунку індуктивностей, що входять до рівняння, необхідно порівняти отримане значення з початково обраним і уточнити розрахунок. Зазвичай за дві - три ітерації вдається досягти збігу прийнятого і розрахованого значень конструктивного коефіцієнта.

4. Коефіцієнт в'язкого тертя:

$$B_T = \frac{\Delta P_{мех}}{\left(\frac{2\pi n_н}{60}\right)^2}\ . \tag{4.4}$$

5. Механічні втратиЯкщо припустити, що повні втрати

складаються з постійних і змінних втрат і постійні приблизно дорівнюють 1/3 повних втрат, а механічні втрати становлять половину постійних втрат, то механічні втрати $\Delta P_{\text{мех}}$ визначаються з рівняння:

$$\Delta P_{\text{мех}} = P_{\text{н}} \cdot \left(\frac{1}{\eta_{\text{н}}} - 1\right) \cdot \frac{1}{6} . \quad (4.5)$$

6. Сума $P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{мех}}$, може бути визначена як

$$P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{мех}} = P_{\text{н}} \cdot \left[1 + \left(\frac{1}{\eta_{\text{н}}} - 1\right) \cdot \frac{1}{6}\right] . \quad (4.6)$$

7. Опір статора

$$R_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{\text{н}}^2 \cdot (1 - s_n)}{c_1 \cdot \left(1 + \frac{c_1}{s_k}\right) \cdot m_k \cdot (P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{мех}})} , \quad (4.7)$$

де $m_k = M_k / M_{\text{н}}$ - кратність пускового моменту (каталожний параметр).

8. Опір ротора

$$R_s = \frac{1}{3} \cdot \frac{(P_{\text{н}} + \Delta P_{\text{мех}},) \cdot m_k}{(1 - s_{\text{н}}) \cdot i_k^2 \cdot I_{\text{н}}^2} , \quad (4.8)$$

де $i_k = I_k / I_{\text{н}}$ - відношення струму короткого замикання (пускового) до номінального струму.

9. Індуктивність статора і ротора

$$L_s \cong L_r = \frac{1}{2 \cdot p \cdot f_н} \cdot \frac{U_н}{\sqrt{3} \cdot I_н \cdot \left(\sqrt{1-(\cos\varphi_н)^2} - \frac{s_н \cdot \cos\varphi_н}{s_k}\right)} . \quad (4.9)$$

10.Індуктивність розсіювання статора і ротора

$$L_{1s} \cong L_{1r} = \frac{1}{4 \cdot p \cdot f_н} \cdot \sqrt{\left[\frac{U_н}{\sqrt{3} \cdot (i_k \cdot I_н)}\right]^2 - (R_s + R_r)^2} . \quad (4.10)$$

11. Взаємоіндукція

$$L_m = L_s - L_{1s} . \quad (4.11)$$

Асинхронні двигуни є розвитком раніше існуючої серії асинхронних машин типу 4А. Номінальна напруга машин складає 220, 380, 660, 220/380, 380/660 В. Струми вказані для лінійної напруги 380 В. Частота мережі живлення – 50 Гц.

Відповідно до методів проектування засобів керування приймаємо максимальні рівні вхідних сигналів керування та вихідних напруг керування (регуляторів) на рівні ±10 В. Тому:

- коефіцієнт зворотного зв'язку за струмом

$$K_{ос1} = \frac{10}{I_{пик.пч} \cdot \sqrt{2}} = \frac{10}{10{,}7 \cdot \sqrt{2}} = 0{,}66 .$$

- коефіцієнт зворотного зв'язку по потоку

$$K_{ос2} = \frac{10}{\Psi_{Rx\max}} = \frac{10}{1} = 10 .$$

- коефіцієнт зворотного зв'язку по частоті обертання

$$K_{\text{ос3}} = \frac{10}{\omega_{m\,\max}} = \frac{10}{100} = 0{,}1\ .$$

де $I_{\text{пик.пч}} = 10{,}7$ А - максимальний струм перетворювача частоти;

$\Psi_{Rx\max} = 1$ Вб - максимальний потік двигуна;

$\omega_{m\,\max} = 100\ \text{с}^{-1}$ - максимальна частота обертання двигуна (ротора).

Номінальний момент двигуна - 7,66 Н·м.

Номінальний потік обмотки ротора визначимо за формулою:

$$\Psi_{R\text{ном}} = \frac{M_{\text{ном}}}{1{,}5 \cdot p \cdot K_r \cdot \sqrt{2} \cdot I_{\text{ном}} \cdot \cos\varphi_{\text{ном}}} = \frac{7{,}66}{1{,}5 \cdot 3 \cdot 0{,}9344 \cdot 1{,}4142 \cdot 2{,}2 \cdot 0{,}72} = 0{,}8\ \text{Вб}.$$

4.2 Математичний опис векторного керування двигуном

Запишемо систему рівнянь, що описують процес векторного керування двигуном, в операторній формі для системи координат, що обертається з довільною частотою ω_k:

$$i_{Sx} = \left(U_{Sx} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Rx} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Ry}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S \text{s})}\ ;$$

$$i_{Sy} = \left(U_{Sy} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sx} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Ry} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S \text{s})}\ ;$$

$$\psi_{Rx} = \left(k_R \cdot R_R \cdot i_{Sx} + (\omega_k - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{Ry}\right) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R \text{s})}\ ;$$

$$\psi_{Ry} = \left(k_R \cdot R_R \cdot i_{Sy} + (\omega_k - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R \text{s})}\ ;$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot k_R \cdot \left(\psi_{Rx} \cdot i_{Sy} - \psi_{Ry} \cdot i_{Sx}\right);$$

$$\omega_m = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{1}{J}\right) \cdot \left(T_e \cdot T_a \cdot T_L\right);$$

$$\gamma = \frac{1}{s \cdot (\omega_k)}.$$

Суть векторного керування полягає в орієнтації потоку ротора за віссю *x* обертової системи координат:

$$\psi_{R\text{ном}} = \psi_{Rx}, \psi_{Ry} = 0. \qquad (4.12)$$

Застосуємо умову (4.12) до виразу

$$\psi_{Ry} = \left(k_R \cdot R_R \cdot i_{Sy} + (\omega_k - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R \mathrm{s})}$$

і отримаємо умову орієнтації потоку по осі *x*:

$$\omega_u = \omega_k = p \cdot \omega_m + k_R \cdot R_R. \qquad (4.13)$$

де ω_u - частота джерела струму (наприклад, інвертора);

ω_k - частота обертання рухомої системи координат *x,y*;

ω_m - частота обертання ротора;

k_R, R_R - параметри двигуна;

i_{Sy} - складова струму статора по осі *y*.

З умови (4.13) випливає, що потік ротора $\psi_{R\text{ном}} = \psi_{Rx}$ орієнтований по осі *x*, якщо частота інвертора ω_u (джерела струму) відповідає частоті обертання координат ω_k. Крім того, з виразу (4.13) випливає, що завданням на формування необхідної частоти джерела струму є струм статора i_{Sy} і та потік ротора ψ_{Rx}.

Вираз

$$\psi_{Rx} = \left(k_R \cdot R_R \cdot i_{Sx} + (\omega_k - p \cdot \omega_m) \cdot \psi_{Ry}\right) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R \mathrm{s})},$$

з урахуванням умови (7.12) спрощується і набуває вигляду:

$$\psi_{Rx} = (k_R \cdot R_R \cdot i_{Sx}) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R \mathrm{s})},$$

де T_R - постійна часу ланцюга обмотки ротора;

i_{Sx}- складова струму статора по осі *x*.

Формула для визначення моменту асинхронного двигуна також з урахуванням (4.12) спрощується і стає за структурою такою самою, що для двигуна постійного струму:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot k_R \cdot \left(\psi_{Rx} \cdot i_{Sy}\right),$$

де i_{Sy} - складова струму статора двигуна по осі *y*, що визначає спільно з потоком ротора ψ_{Rx} електромагнітний момент двигуна T_e;

p - число пар полюсів двигуна.

Визначення складових струму статора по осях *x* і *y* здійснюється за виразами

$$i_{Sx} = \left(U_{Sx} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Rx} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Ry}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S \mathrm{s})};$$

$$i_{Sy} = \left(U_{Sy} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sx} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Ry} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S s)} \; ;$$

з урахуванням умови (7.12):

$$i_{Sx} = \left(U_{Sx} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S s)} \; ;$$

$$i_{Sy} = \left(U_{Sy} - L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Ry} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S s)},$$

де L'_S, T'_S, R - параметри схеми заміщення асинхронного двигуна;

U_{Sx}, U_{Sy} - складові напруги джерела струму по осях *x* і *y*.

Рівняння руху електропривода

$$\omega_m = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{1}{J}\right) \cdot (T_e \cdot T_a \cdot T_L)$$

і обертової системи координат

$$\gamma = \frac{1}{s \cdot (\omega_k)}$$

залишаються без змін.

Зведемо отримані рівняння в систему:

$$i_{Sx} = \left(U_{Sx} + L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sy} + \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S s)} \; ;$$

$$i_{Sy} = \left(U_{Sy} - L'_S \cdot \omega_k \cdot i_{Sx} - \frac{k_R}{T_R} \cdot \psi_{Ry} + p \cdot \omega_m \cdot k_R \cdot \psi_{Rx}\right) \cdot \frac{1/R}{(I + T'_S s)},$$

$$\psi_{Rx} = (k_R \cdot R_R \cdot i_{Sx}) \cdot \frac{T_R}{(I + T_R s)},$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot k_R \cdot \left(\psi_{Rx} \cdot i_{Sy}\right), \tag{4.14}$$

$$\omega_m = \frac{1}{s} \cdot \left(\frac{1}{J}\right) \cdot \left(T_e - T_{\text{нагр}}\right),$$

$$\omega_k = p \cdot \omega_m + k_R \cdot R_R \cdot \frac{i_{Sy}}{\psi_{Rx}},$$

$$\gamma = \frac{1}{s \cdot (\omega_k)}.$$

Отримана система рівнянь (4.14) описує поведінку неоптимізованої структури електропривода з векторним керуванням.

Розробимо цю структуру з метою визначення шляхів її оптимізації (рис. 4.1). Структура включає в себе виконання рівнянь (4.14) і моделювання моменту реакції.

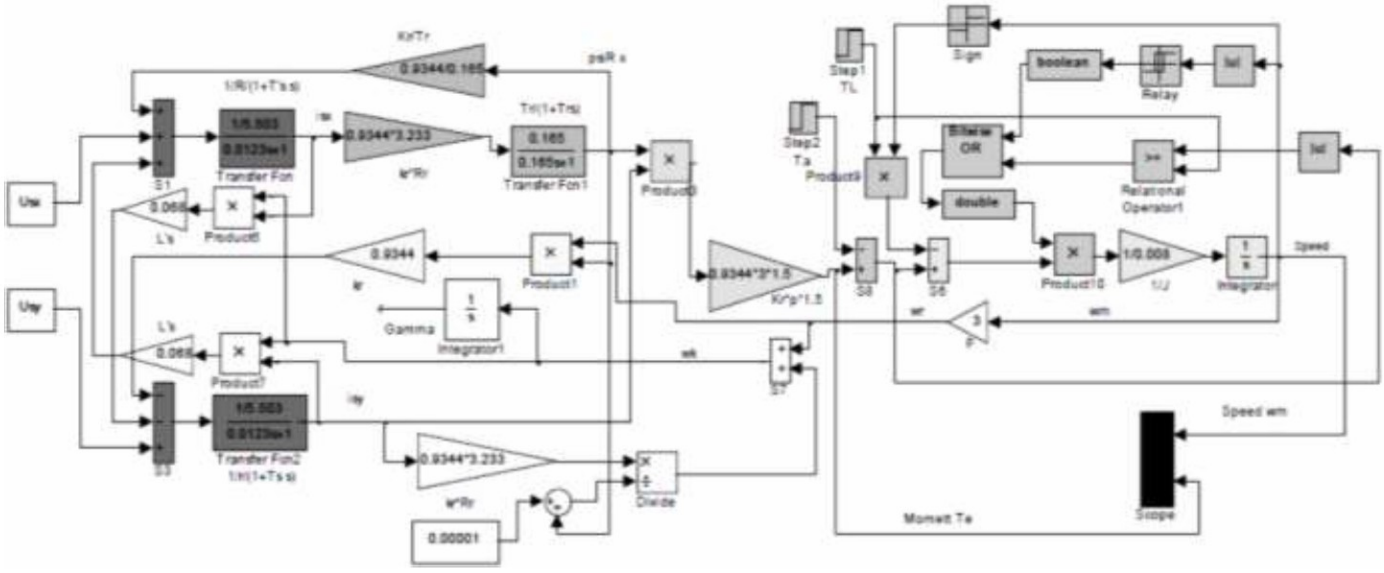


Рисунок 4.2. Неоптимізована структура векторного керування

Аналіз виразів (4.14) дає змогу зробити такі висновки:

1) керування електроприводом здійснюється шляхом завдання струму статора за відповідними осями. По осі *x* задається струм, що визначає потік

ротора, по осі y - струм, що визначає момент двигуна.

2) для надання проєктованому приводу властивостей приводу постійного струму ці складові струму статора i_{Sx} і i_{Sy} не повинні змінюватися під час впливу збурень, що надходять під час роботи двигуна;

Реалізація режиму джерела струму в автономному інверторі здійснюється введенням додаткових контурів керування з астатичними регуляторами, на вхід яких подають різницю задавального сигналу і сигналу з датчика реального струму двигуна.

На рис. 4.3 показано структуру асинхронного двигуна з векторним керуванням із застосуванням перетворювача частоти з широтноімпульсною модуляцією. На відміну від структури на рис. 4.2 введено контур струму з реальним перетворювачем. Усі збурення, що діють у реальному двигуні й описані системою рівнянь (4.14) враховано.

На рис. 4.4 демонструється структура з релейним керуванням струму. Усі особливості математичного опису (4.14) також враховано. Для оптимізації процесів векторного керування асинхронним двигуном необхідно спроектувати два керувальні контури: потоком і швидкістю з внутрішніми підпорядкованими контурами струму.

На рис. 4.5 представлено структуру контуру формування потокозчеплення (магнітного потоку) ротора. Структура включає два контури: зовнішній (головний) контур потоку і внутрішній (підлеглий) контур струму. Керування процесом формування струму статора в системі координат, що обертається, за віссю x веде регулятор струму *Current PI Cintroller*. Струм у контурі I_{Sx} створюється за допомогою керованого перетворювача (інвертора) у вигляді ідеальної аперіодичної ланки першого порядку.

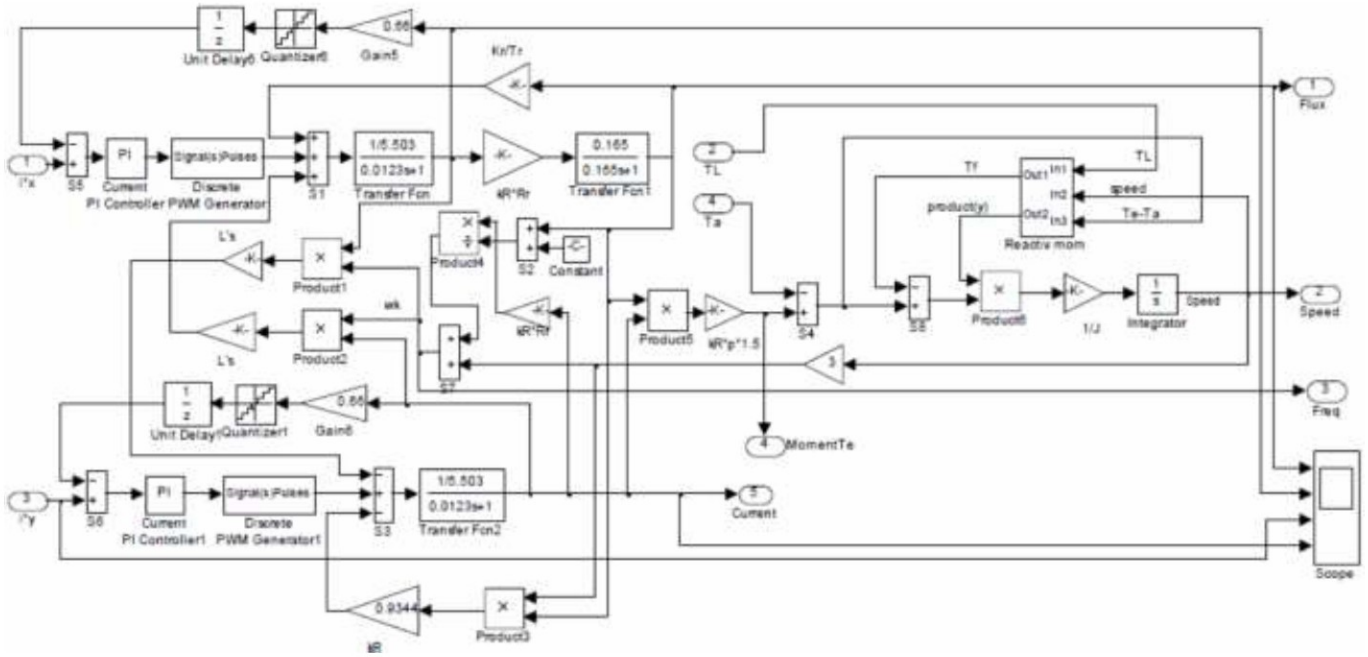


Рисунок 4.3. Структура асинхронного двигуна з векторним керуванням із застосуванням перетворювача частоти з широтно-імпульсною модуляцією

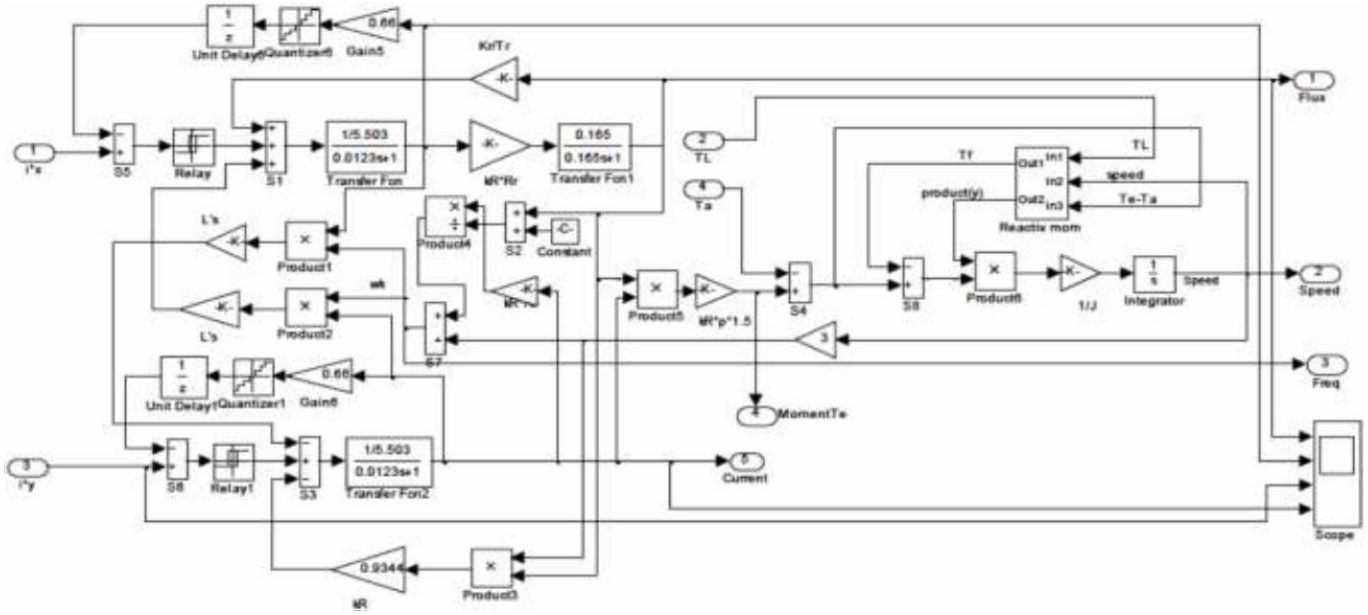


Рисунок 4.4. Структура асинхронного двигуна з векторним керуванням із застосуванням перетворювача частоти з релейним керуванням

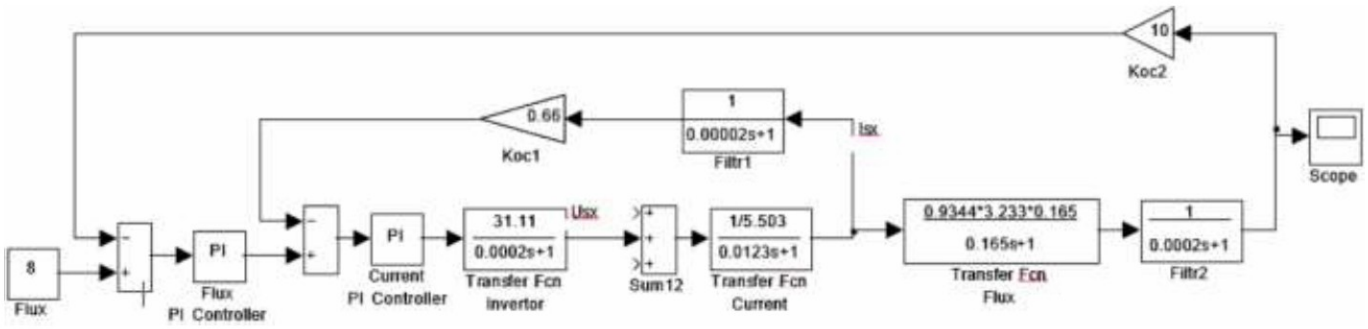


Рисунок 4.5. Структура контуру керування магнітним потоком

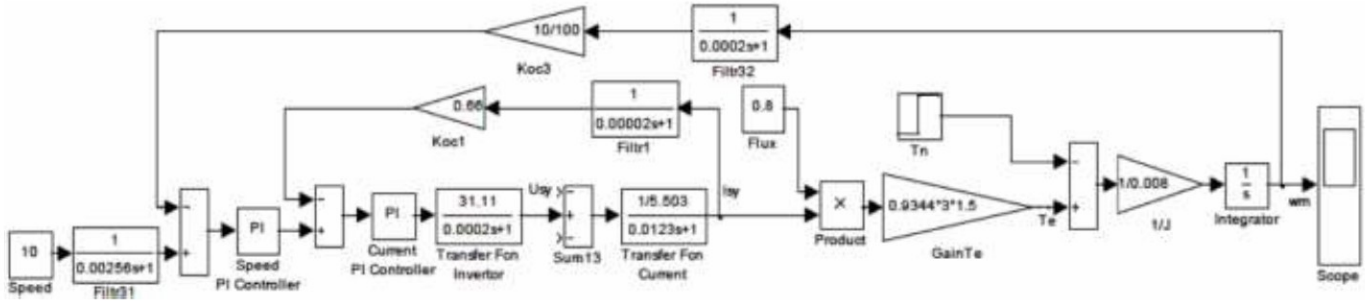


Рисунок 4.6. Структура контуру керування швидкістю

Силова частина двигуна, введена в контур струму *Transfer Fcn Current*, представлена аперіодичною ланкою першого порядку з постійною часом T_S'. Ланцюг зворотного зв'язку містить фільтр *Filtr*1. У прямому ланцюзі контуру струму показано суматор *Sum*12, через який вводяться збурення, що діють від реального електроприводу. У розрахунковій схемі збурення виключено в припущенні компенсації їх під час використання астатичного керування.

Зовнішній контур керується регулятором потоку *Flux PI Controller*. Вихідний сигнал регулятора є вхідним для контуру струму. Формування магнітного потоку в структурі асинхронного двигуна здійснюється аперіодичною ланкою першого порядку *Transfer Fcn Flux* з постійною часу T_r. У прямий ланцюг контуру потоку введено фільтр *Filtr*2 у припущенні, що в реальному електроприводі потік обчислюватиметься, оскільки прямого доступу до цього параметра немає.

Цю структуру змодельовано в *Simulink*. У модель введено параметри, отримані нижче, і за бажання можна спостерігати оптимальний процес управління потоком.

Структуру контуру керування частотою обертання ротора представлено на рис. 4.6.

Структура включає два контури: зовнішній (головний) контур швидкості і внутрішній (підлеглий) контур струму. Керування процесом формування струму статора в обертовій системі координат по осі *y* веде регулятор струму *Current PI Controller*. Струм у контурі I_{Sx} створюється за допомогою керованого перетворювача (інвертора), представленого ідеальною (безперервною) аперіодичною ланкою першого порядку. Силова частина двигуна, введена в контур струму *Transfer Fcn Current*, представлена аперіодичною ланкою першого порядку з постійною часом T_S'. Ланцюг зворотного зв'язку містить фільтр *Filtr*1. У прямому ланцюзі контуру струму показано суматор *Sum*13, через який вводяться збурення, що діють від реального електроприводу. У розрахунковій схемі збурення виключено в припущенні компенсації їх під час використання астатичного керування. На відміну від контуру потоку характер збурень інший, що вимагає запасу напруги від інвертора.

Зовнішній контур керується регулятором швидкості *Speed PI Controller*. Вихідний сигнал регулятора є вхідним для контуру струму. Електромагнітний момент T_e створюється струмом I_{Sy} після множення його на потік і коефіцієнт *Gain* T_e. Для спрощення структури потік введено у вигляді номінального значення. Формування частоти обертання в структурі асинхронного двигуна здійснюється інтегральною ланкою *Integrator* з постійною часу *J*. У прямий ланцюг контуру швидкості введено фільтр *Filtr*31, що оптимізує перехідний процес у структурі під час ступінчастого керування. У ланцюг зворотного зв'язку контуру швидкості введено фільтр *Filtr*32 у припущенні, що в реальному електроприводі частота обертання обчислюватиметься під час безсенсорного керування, або формуватиметься від цифрового датчика положення.

5 Визначення економічного ефекту від застосування тягових перетворювачів у системі керування електропоїзда змінного струму з асинхронними двигунами

5.1 Коротка характеристика запропонованого рішення

Модернізація системи живлення тягових двигунів електропоїзда, а саме запровадження живлення від напівпровідникового перетворювача, дає можливість реалізовувати на даному рухомому складі більш надійну систему електроприводу. Це надає нам можливість суттєвого поліпшення умови роботи електрообладнання та скорочення витрат на поточне утримання систем електроприводу, шляхом впровадження напівпровідникових перетворювачів.

Запровадження напівпровідникової техніки на залізничному транспорті обумовлюється її техніко-економічними перевагами. Експлуатація напівпровідникової техніки дозволяє виконувати ремонт блоків за короткий термін часу, швидко замінювати непрацюючий блок на новий. Запропонований напівпровідниковий перетворювач зібраний з застосуванням високоякісної елементної бази зарубіжного виробництва, що зумовлює підвищення рівня надійності та ремонтопридатності рухомого складу, також один напівпровідниковий перетворювач замінює реостатну систему.

5.2 Розрахунок економічного ефекту

Економічний ефект заходу НТП визначається за весь розрахунковий період, включаючи розробку, виробництво і використання нової техніки, тобто є інтегральним ефектом.

Він розраховується, виходячи з умов використання тієї продукції (кінцевої продукції), яку планується виробляти з застосуванням нових науково-технічних розробок. Під умовами використання мають на увазі обсяг випуску кінцевої продукції на протязі розрахункового періоду із застосуванням нових технічних засобів, матеріалів, технологій і попередньої ціни на неї.

Сумарний по рокам розрахункового періоду економічний ефект ($E_т$) визначається як перевищення сумарної вартісної оцінки результатів заходу НТП за розрахунковий період ($P_т$) над вартісною оцінкою сукупних витрат на здійснення заходу НТП за розрахунковий період ($З_т$) згідно з методичними вказівками [15]

$$E_т = P_т - З_т , \qquad (5.1)$$

При розрахунку економічного ефекту проводиться обов'язкове приведення різночасових витрат і результатів до єдиного для всіх варіантів реалізації заходу НТП моменту часу – розрахунковому року $t_р$. Приведення різночасових витрат і результатів всіх років періоду реалізації до розрахункового року здійснюється шляхом множення їхньої величини за кожний рік на коефіцієнт приведення α_t, що визначається за формулою

$$\alpha_t = (1 + E_н)^{tр-t} , \qquad (5.2)$$

де $E_н$ – норматив приведення різночасових витрат і результатів, $E_н = 0{,}1$;

$t_р$ – розрахунковий рік;

t – рік, витрати і результати якого приводяться до розрахункового року.

Оскільки автоматичне вимкнення двигунів не вплине на вартісну оцінку результатів, тому економічний ефект буде визначатися економією витрат.

$$E_т = З_т^б - З_т^н , \quad (5.3)$$

Вартісна оцінка витрат визначається

$$З_t = \sum_{t=t_{н'}}^{t_k} З_t \cdot \alpha_t = \sum_{t=t_{н'}}^{t_k} (u_t + k_t - л_t) \cdot \alpha_t , \quad (5.4)$$

де $З_t$ - витрати всіх ресурсів у рік t (включаючи витрати на отримання супутніх результатів);

u_t - поточні витрати у рік t без урахування амортизаційних відрахувань на реновацію;

k_t - одноразові витрати у рік t;

$л_t$ - залишкова вартість (ліквідаційне сальдо) основних фондів, що вибувають у рік t.

До капітальних вкладень на модернізацію одного електропоїзда постійного струму входять витрати, пов’язані з придбанням перетворювачів, витрати на демонтаж старого обладнання і монтаж нового. Вартість напівпровідникового перетворювача складає 250000 грн. Для модернізації необхідно два напівпровідникових перетворювача, тому загальна їх вартість – 500000 грн.

Розглянемо витрати підприємства на оплату праці працівників та відрахування на соціальні заходи, що пов'язані з демонтажем старого обладнання, монтажем нового та встановленням напівпровідникового перетворювача. Трудові витрати на демонтаж старого обладнання представленні в таблиці 5.1.

На монтаж нового та встановлення напівпровідникового перетворювача представлені в таблиці 5.2, де розрахована основна і додаткова заробітна плата слюсарів третього і п'ятого розрядів по видам виконаних робіт, а також загальна сума трудових витрат.

Таблиця 5.1 – Трудові витрати на демонтаж тягового некерованого перетворювача

Вид робіт	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соц.заходи, грн. (22%)	Усього, грн.
Демонтаж тягового некерованого перетворювача	3	1,28	21,89	28,02	2,80	6,78	37,60
	5	1,28	27,99	35,82	3,58	8,67	48,08
Усього, грн.							85,68

Оскільки на електропоїзді потрібно встановити два напівпровідникових перетворювачі, то витрати складуть, грн.

$$B_{МОНТ} = З_М \cdot m, \qquad (5.5)$$

де m - кількість напівпровідникових перетворювачів у електропоїзді;

$З_М$ - витрати на монтаж перетворювача.

Таблиця 5.2 – Трудові витрати на монтаж та встановлення тягового перетворювача

Вид робіт	Розряд	Витрати часу, год.	Годинна тарифна ставка, грн.	Основна заробітна плата, грн.	Додаткова заробітна плата, грн. (10%)	Відрахування на соц.заходи, грн. (22%)	Усього, грн.
Монтаж тягового перетворювача	3	1,72	21,89	37,65	3,76	9,11	50,52
	5	1,72	27,99	48,14	4,81	11,65	64,60
Усього, грн.							115,12

Підставляємо значення та отримаємо:

$$B_{МОНТ} = 115,12 \cdot 2 = 230,24 \; грн.$$

Трудові витрати на демонтаж складають

$$B_{ДЕМОНТ} = З_{Д} \cdot m_{м}, \tag{5.6}$$

де $m_{м}$ - кількість електромашинних перетворювачів у електропоїзді;

$З_{Д}$ - витрати на демонтаж одного перетворювача.

Підставляємо значення та отримаємо:

$$B_{ДЕМОНТ} = 85,68 \cdot 4 = 342,72 \; грн.$$

В загальному вигляді капітальні вкладення на модернізацію одного електропоїзда складають, грн.:

$$\Delta K = \Sigma B_{ПР} + B_{МОНТ} + B_{ДЕМОНТ}, \tag{5.7}$$

де $B_{МОНТ}$ - монтаж обладнання, грн.;

$B_{ДЕМОНТ}$ - витрати на демонтаж обладнання, грн.

$$\Delta K = 500000 + 230,24 + 342,72 = 500572,96 \; грн.$$

У даному розділі розрахунок економічного ефекту базується на отриманні прибутку від нововведення за рахунок економії електричної енергії на тягу поїздів та витрат на обслуговування та ремонт електропоїзда.

Розраховуємо витрати електроенергії на тягу поїздів одного електропоїзда базового варіанту і нового варіанту.

Визначимо пробіг електропоїзда за рік

$$\mathrm{L_{рік}} = 365 \times \mathrm{L_c}, \tag{5.8}$$

де $\mathrm{L_c}$ - пробіг середньодобовий електропоїзда, км.

$$\mathrm{L_{рік}} = 365 \times 388 = 141620 км.$$

Середньорічний бюджет часу електропоїзду

$$K_{об} = 365 \cdot 24 - (\sum T_{ТР1} + \sum T_{ТР2} + \sum T_{ТР3} + \sum T_{то3}) \; , \tag{5.9}$$

де $\sum T_{ТР3}, \sum T_{ТР2}, \sum T_{ТР1}$ - простій електропоїзду на ремонті ПР3, ПР2, ПР1 середньорічний, год;

$\sum T_{то3}$ - простій електропоїзду на технічному обслуговуванні ТО3 в середньому за рік, год.

Простій на і-виді ремонту за рік

$$\sum T_i = \sum M_i \cdot \mathrm{t}_{\text{рем}_i} \ , \tag{5.10}$$

де $\sum M_i$ - кількість і-тих видів ремонтів за рік;

$\mathrm{t}_{\text{рем}_i}$ - норма простою на ремонт і-ого виду ремонту, год.

Кількість ремонтів і-го виду за рік

$$\sum M_i = \frac{L_{річ}}{n_{рем_i}} \ , \tag{5.11}$$

де $n_{рем_i}$ - міжремонтний пробіг і-го виду ремонту;

$$\sum M_{тр3} = \frac{141620}{260000} = 0{,}544,$$

$$\sum M_{тр2} = \frac{141620}{120000} = 1{,}18,$$

$$\sum M_{тр1} = \frac{141620}{388 \cdot 50} = 7{,}3,$$

де 50 – міжремонтний період ПР1, діб.

$$\sum M_{то3} = \frac{141620}{388 \cdot 5} = 73,$$

де 5 – міжремонтний період ТО3, діб.

Таким чином середньорічний простій електропоїзда на і-му виді ремонту

складає

$$\sum T_{тр3} = 0{,}544 \cdot 91 = 49{,}504 \text{ год},$$

$$\sum T_{тр2} = 1{,}18 \cdot 36 = 42{,}48 \text{ год},$$

$$\sum T_{тр1} = 7{,}3 \cdot 15 = 109{,}5 \text{ год},$$

$$\sum T_{то3} = 73 \cdot 6 = 438 \text{ год}.$$

Ефективний фонд робочого часу електропоїзда за рік

$$T_{еф} = 365 \cdot 24 - (49{,}5 + 42{,}5 + 109{,}5 + 438) = 8120{,}5 \text{год}.$$

Визначаємо річну кількість електричної енергії спожитої на власні потреби з середньою потужністю навантаження 40 кВт на одну секцію. Потужність на весь електропоїзд складе $P_{нав} = 40 \cdot 4 = 160$ кВт для базового варіанту, кВт-год

$$E_{\text{річ}}^{баз} = \frac{P_{нав}}{\eta_{Дк}} \times T_{еф} = \frac{160}{0{,}712} \times 8120{,}5 = 1824719{,}10 \text{кВт - год},$$

для модернізованого варіанту, кВт-год

$$E_{\text{річ}}^{мод} = \frac{P_{нав}}{\eta_{н.пер}} \times T_{еф} = \frac{160}{0{,}95} \times 8120{,}5 = 1367578{,}95 \text{кВт - год},$$

де $\eta_{н.пер}, \eta_{ДК}$ - коефіцієнт корисної дії напівпровідникового перетворювача власних потреб та машинного перетворювача відповідно.

Визначаємо економію електричної енергії

$$\Delta E_{\text{річ}} = (E_{\text{річ}}^{баз} - E_{\text{річ}}^{мод}) \cdot к_{сз} \cdot в_{е} = (1824719{,}1 - 136757{,}95) \cdot 0{,}26 \cdot 3{,}66 = 434283 \text{ грн.}$$

$к_{сз}$ – коефіцієнт середньорічного завантаження допоміжного електрообладнання;

$в_{е}$ - вартість електричної енергії 3,66 грн/кВт-год;

Визначаємо економію витрат на ремонт таблиця 5.4.

Таким чином річна економія поточних витрат на ремонт перетворювачів власних потреб складає

$$\Delta E_{\text{річ}}^{рем} = 5939{,}5 - 654{,}85 = 5284{,}68 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.4 – Визначення загальної вартості ремонту перетворювача

Вид ремонту	Кількість ремонтів	Вартість ремонту перетворювачів, грн	Кількість перетворювачів на електропоїзді, шт	Вартість ремонту обладнання електропоїзда, грн
Вартість ремонту машинного перетворювача власних потреб				
ПР3	0,544	300,56	4	654,01
ПР2	1,18	70,72	4	333,79
ПР1	7,3	29,58	4	863,73
ТО3	73	14	4	4088
Разом				5939,553
Вартість ремонту напівпровідникового перетворювача власних потреб				
ПР3	0,544	100,26	2	109,08288
ПР2	1,18	54,2	2	127,912
ПР1	7,3	28,62	2	417,852
ТО3	73	0	2	0
Разом				654,85
Різниця вартості ремонту				5284,68

Загальна економія витрат складе

$$\Delta E_{\text{річ}}^{\text{заг}} = 434283 + 5284{,}68 = 439567{,}73\,\text{грн.}$$

Розрахунок економічного ефекту здійснюється у табличній формі.

Таблиця 5.5 - Розрахунок економічного ефекту за роками експлуатації

Показник	Розрахунковий період (роки)									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	2024	2025	2026	2027	2028	2029	2030	2031	2032	2033
Капітальні вкладення K_t, тис.грн.	500,57									
Економія поточних витрат Δu_t, тис. грн	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57
Економічний ефект E_t, тис.грн.	-61,00	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57	439,57
Коефіцієнт приведення α_t	1,00	0,91	0,83	0,75	0,68	0,62	0,56	0,51	0,47	0,42
Економічний ефект з урахуванням приведення $E_t \cdot \alpha_t$	-61,03	400,00	364,84	329,67	298,90	272,53	246,15	224,18	206,59	184,61
Економічний ефект наростаючим підсумком $E_1 + E_2 + \ldots + E_k$ тис.грн.	-61,00	339,00	703,85	1033,52	1332,43	1604,9703	1851,12	2075,31	2281,90	2466,52

Висновок: розрахунок економічного ефекту від впровадження напівпровідникового перетворювача на електропоїзді змінного струму вказує на доцільність запропонованого заходу, а значення економічного ефекту за десять років наростаючим підсумком складає 2466520 грн., період повернення капітальних вкладень складає менше 2 років.

6 Охорона праці при проведенні модернізації системи

Охорона праці – система законодавчих актів і норм, організаційно-технічних, санітарно-гігієнічних, економічних заходів і засобів, що забезпечують безпеку, збереження здоров'я і працездатності тих, що працюють, регульована Основами законодавства про охорону праці.

Цілі охорони праці: захист працюючих від дії шкідливих виробничих чинників, які загрожують їх здоров'ю і фізичній безпеці (безпека і гігієна праці, режими праці і відпочинку), забезпечення лікування і компенсація втрати працездатності при нещасних випадках на виробництві і професійному захворюванні, проведення медичної, соціальної і професійної реабілітації потерпілих на виробництві.

Охорона праці включає наступні основні розділи: виробнича санітарія, техніка безпеки, пожежний захист. Механізація і автоматизація виробництва використовуються для полегшення умов і ліквідації важкої фізичної праці.

6.1 Коротка характеристика проєктованого об’єкту

Велика кількість електровозів, що експлуатуються на залізницях України, працюють на змінному струмі, в тому числі і електропоїзди.

У даній роботі пропонується заміна реостатно-контакторної системи керування на трифазні інверторні перетворювачі та заміна тягових двигунів на асинхронні. Це значно покращить ККД та зменшить витрати електроенергії, що добре впливає на позитивну роботу парку електровозів депо в цілому. Запровадження статичних перетворювачів, дає можливість реалізувати на

даному електрорухомому складі надійну та безперебійну роботу системи керування тягових асинхронних двигунів. Застосування тягового асинхронного електроприводу на електрорухомому складі залізниць дозволяє:

збільшити не менше ніж у 1,5 рази осьову потужність;

підвищити на 20-30% можливості зчеплення коліс з рейками;

усунути контакторну апаратуру з силових кіл;

знизити експлуатаційні витрати до 30-40%;

збільшити термін служби обладнання.

До основних операцій по проведенню модернізації системи можна віднести:

- Зняття старого обладнання;
- Встановлення трифазних інверторних перетворювачів та двигунів;
- Регулювання і перевірка електричної системи.

6.2 Заходи з охорони праці для слюсарів по ремонту електричного рухомого складу при проведенні модернізації системи

До виконання робіт допускаються особи не молодше 18 років, що пройшли медогляд, спеціальне технічне навчання, перевірку знань і одержали відповідне посвідчення.

Режим праці слюсарів у цеху поточного ремонту ПР3 – цілодобовий. В цьому цеху, при проведенні модернізації системи використовують переносний електричний інструмент, слюсарний інструмент.

Електричне устаткування живиться від мережі змінного струму 380 В з глухо заземленою нетраллю, переносний електричний інструмент живиться від мережі змінного струму 220 В.

Після встановлення всіх блоків системи, вони повинні бути відрегульовані

та випробуванні. Для цього в цеху знаходяться стенди для випробування електричної міцності ізоляції апаратів, регулювання та випробування електричних апаратів.

Монтаж виконується за допомогою ручного інструменту. Слюсарі повинні знати і виконувати вимоги ЦТ-0048 “Інструкції з охорони праці для слюсарів по ремонту електричного рухомого складу” та “Правилами, інструкцією по техніці безпеки і виробничої санітарії при експлуатації тепловозів, електровозів і моторвагонного рухомого складу ЦТ/199”.

Слюсарі повинні застосовувати безпечні прийоми роботи, засоби захисту та спецодяг, додержувати в справному стані і чистоті робоче місце, інструмент, обладнання, пристосування і вимірювальні прилади, які використовуються при ремонті.

Згідно з інструкцією з охорони праці №35 для слюсарів по ремонту МВРС, затвердженій наказом начальника депо №755 від 10.09.2007 року слюсар повинен:

- виконувати правила внутрішнього розпорядку депо;
- при виконанні роботи бути уважним і виконувати тільки доручену майстром або бригадиром роботу, про початок якої і закінчення виконання якої повідомляти безпосередньо керівнику робіт;
- переходити оглядові канави тільки по пішохідним місткам;
- виконувати вимоги заборонних, попереджувальних, вказівних знаків, написів, а також звукової і світлової сигналізації;
- при підйомі на МВРС звертати увагу на наявність і справність поручнів, сходів, підніжок, а при спуску звертати увагу на місце спуску, яке не повинне бути захламлено, залито маслом, при цьому необхідно знаходитися обличчям до підніжок та триматися руками за поручні;
- при виявленні порушень вимог пожежної безпеки, охорони праці, а також несправностей обладнання, інструмента, засобів захисту пожежогасіння, освітлення, опалення, спецодягу, які створюють

небезпеку для життя людей і можуть привести до аварії, пожежі, нещасного випадку, погіршенню стану здоров'я, необхідно повідомляти своєму безпосередньому керівнику.

Під час роботи на слюсаря впливають наступні небезпечні виробничі фактори:

- підвищене значення напруги в електричній мережі
- машини й механізми, що рухаються

Небезпечні виробничі фактори впливають на працівника і у визначених умовах приводять до травми або до раптового різкого погіршення стану здоров’я. (Небезпечні виробничі фактори)

В умовах ремонтного цеху завжди присутнє різноманітне верстатне устаткування, зварювальні пристрої з оснащенням, що транспортують засоби, ручний інструмент, інше. Вони характеризуються наявністю що рухаються й падають об’єктів. Навколо них маються небезпечні зони, де найчастіше при порушенні правил безпечної експлуатації й технологічної дисципліни виникають випадки травматизму.

Шкідливі виробничі фактори, що впливають на слюсаря при робіті:

- недостатня освітленість робочої зони;
- підвищена запиленість і загазованість повітря робочої зони;
- понижена температура в холодний період року;
- небезпека ураження електричним струмом.

Для створення нормальних умов виробничої діяльності необхідно забезпечити оптимальну освітленість робочої зони, встановити нормативні параметри мікроклімату виробничого приміщення, необхідну чистоту повітря, а також забезпечити відповідність захистного заземлення.

Заходи безпеки, попереджаючи наїзд рухомого складу на людей: організація робіт на закритих для руху путях, організація безпечних зон, використання засобів сигналізації й сповіщання людей.

При потенційно небезпечних процесах безпека працівників забезпечується проведенням організаційних і технологічних заходів, дотриманням регламентів і правил застосування засобів захисту.

Забезпечення безпеки починається з процесу проектування технологічного устаткування й самих процесів; створення пристроїв, що виключають можливість контактів працівників з небезпечними об'єктами й огородженими небезпечними зонами; введення автоблокування, аварійного відключення, дистанційного керування установкою сигналізації. Безпечність технологічного процесу відповідає ДСТУ (Процеси виробничі. Загальні вимоги безпеки).

Використовуються також запобіжні пристрої, що автоматично відключають пересувні агрегати й машини при відхиленні від нормального режиму роботи (обмежники ходу, кінцеві вимикачі та ін.).

Параметри мікроклімату виробничого приміщення відповідають ГОСТу 12.1.005-88. ССТБ. (Загальні санітарно-гігієнічні вимоги до повітря робочої зони), та ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

Згідно з інструкцією депо з охорони праці №35 для слюсарів по ремонту МВРС слюсар повинен бути забезпечений спецодягом, спецвзуттям й засобами індивідуального захисту по слідуючим нормам:

- костюм х/б	12 міс.
- ботинки	12 міс.
- теплозахистний костюм	36 міс.
- чоботи утеплені	36 міс.
- рукавиці	1 міс.

Освітленість робочих поверхонь у виробничому приміщенні регламентується ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення. Для створення сприятливих умов зорової роботи, які б виключали швидку

втомлюваність очей, виникнення професійних захворювань, нещасних випадків і сприяли продуктивності праці, виробниче освітлення повинно відповідає наступним вимогам:

- створювати на робочій поверхні освітленість, що відповідає характеру зорової роботи й не є нижчою за встановлені норми;
- не повинно чинити засліплюючої дії як від самих джерел освітлення, так і від інших предметів, що знаходяться в полі зору;
- забезпечити достатню рівномірність та постійність рівня освітленості у виробничих приміщеннях, щоб уникнути частої переадаптації органів зору;
- не створювати на робочій поверхні різких та глибоких тіней;
- повинно бути надійним і простим в експлуатації, економічним та естетичним.

6.3 Розрахунок заземлюючого контуру цехового обладнання, працюючого під напругою 380 В

Для забезпечення вимоги ДСТУ опір заземлення повинний бути не більше за 10 Ом. Пропонується використати як заземлювачі стальні труби довжиною l = 2,5 м та діаметром d = 5 см на відстані 5 м. З'єднувальна смуга закладена на глибині 80 см і має ширину 40 мм та товщину 2,5 мм. Ґрунт – пісок, III кліматична зона.

Опір одного заземлювача:

$$R_{тр} = 0{,}366 \frac{\rho}{l} (\lg \frac{2l}{d} + 0{,}5 \lg \frac{4t + l}{4t - l}), \qquad (6.1)$$

де ρ - питомий опір ґрунту.

$$R_{тр} = 0,366 \cdot \frac{7 \cdot 10^2}{2,5} \cdot (\lg \frac{2 \cdot 2,5}{0,05} + 0,5 \lg \frac{4 \cdot 2,05 + 2,5}{4 \cdot 2,05 - 2,5}) = 218,8 \ Ом.$$

Розрахункове число заземлювачів:

$$n = \frac{R_{тр} \cdot \eta_c}{r_з \cdot \eta_{ет}} \ , \qquad (6.2)$$

де η_c =коефіцієнт сезону;

$\eta_{ет}$ – коефіцієнт екранізування;

$r_з$ - опір заземлення.

$$n = \frac{218,8 \cdot 1,4}{10 \cdot 0,55} \approx 56.$$

Опір розтіканню струму в землі від смуги

$$R_c = 0,366 \frac{\rho}{\ln} \cdot \lg \frac{2 \ln}{bh}, \qquad (6.3)$$

$$R_c = 0,366 \frac{7 \cdot 10^2}{294} \cdot \lg \frac{2 \cdot 294}{0.004 \cdot 0.8} = 5,85 \ Ом.$$

Сумарний опір заземлення

$$R_c = \frac{1}{\frac{n_{en}}{R_n} + \frac{n_{en} \cdot n}{R_{mp}}} \quad , \tag{6.4}$$

$$R_c = \frac{1}{\frac{0,27}{11,7} + \frac{0,55 \cdot 56}{218,8}} = 6,13 \ Ом.$$

Бачимо, що розрахована система заземлюючого контуру цехового обладнання, працюючого під напругою 380 В, відповідає вимогам ДСТУ.

Висновки

У магістерській кваліфікаційній роботі досліджені можливості застосування перспективних варіантів структур схем тягових перетворювачів для електропоїздів з асинхронними двигунами. В результаті аналізу запропоновано електропоїзду з асинхронними двигунами застосовувати тяговий перетворювач на базі трифазного мостового дворівневого інвертора напруги.

Другий розділ роботи присвячений частотному керуванню асинхронним двигуном, де досліджувалися питання що стосуються управління, силової частини та в підсумку побудови системи керування перетворювачів частоти при цьому основним елементом систем керування є спеціалізований мікроконтролер або цифровий сигнальний процесор.

В розрахунковій частині кваліфікаційної роботи визначено основні параметри, проведено вибір і тепловий розрахунок силових напівпровідникових приладів ключів та фільтрового обладнання перетворювача системи тягового асинхронного електроприводу, допоміжного приводу та обладнання бортової мережі електровоза змінного струму.

В розділі імітаційне моделювання автоматизованого електроприводу змінного струму були визначені необхідні параметри схеми заміщення асинхронної машини, виконаний математичний опис векторного керування двигуном та розроблені структура асинхронного двигуна з векторним керуванням.

У роботі було виконано розрахунок економічної ефективності запропонованого використання силових перетворювачів у системі тягового асинхронного електроприводу електропоїзда змінного струму, згідно з яким можна зробити висновок про економічну доцільність провадження зазначеної модернізації. У розділі охорони праці проведено аналіз небезпеки під час проведення робіт при встановленні тягового електрообладнання електропоїзда.

Список використаних джерел

1. Сайт https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A7%D0%A18.

2. Теорія електричної тяги: підручник: у 2 т. / Г. К. Гетьман; Дніпропетр. нац. ун-т залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна. – Дніпропетровськ, 2015. – 492 с.

3. Сайт https://document/253044634/Bombardier-Transportation-EPD-MITRAC-TC-3300.

4. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу: Навч. посібник / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко та ін./ За ред. Ю. П. Гончарова – Харків: НТУ «ХПІ», 2007. - 192с.

5. Силові напівпровідникові перетворювачі енергії : навч. посібник / О. О. Шавьолкін; Харків. нац. ун-т. міськ. госп-ва ім. О. М. Бекетова. – Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова, 2015. – 403 с.

6. Сенько В. І., Панасенко М. В., Юрченко М. М. та ін.. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник у 4-х томах / За ред. В. І. Сенька. Т.1. Елементна база електронних пристроїв. – К.: Обереги, 2000. – 300 с.

7. Семененко О.І., Семененко Ю.О. Методичні вказівки до курсового проекту з дисципліни Тягові статичні перетворювачі на тему “Модернізація тягового електроприводу ЕРС з асинхронними двигунами”. Харків: УкрДУЗТ, 2017 – 24 с.

8. Гончаров Ю.П., Будьонний О.В., Морозов В.Т., Панасенко М.В., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка: Підручник/ За ред. В.С. Руденка.– Харків: Фоліо, 2000. Ч.2. – 360 с.

9. Семененко О.І. Моделювання режимів роботи трифазного інвертора напруги з м’якою комутацією ключів / О.І. Семененко, М.М. Одєгов, Ю.О. Семененко, В.М. Харченко, А.О. Павлов //Інформатика, управління та штучний інтелект. Тези восьмої міжнародної науково-технічної конференції. – Харків, НТУ „ХПІ”. 2021. – С. 123.

10. Калабухін Ю.Є., Шраменко О.В. Методичні вказівки до дипломного проектування для студентів спеціальності “Електричний транспорт” всіх форм

навчання «Визначення економічної ефективності заходів науково-технічного прогресу на залізничному транспорті». Харків: УкрДУЗТ, 2007 – 20 с.

11. Русаловський А. В. Правові та організаційні питання охорони праці: навч. посіб. / А. В. Русаловський – 4-те вид., допов. і переробл. – К.: Університет «Україна», 2009. – 295 с.

Додаток А

Український державний університет залізничного транспорту

Механіко-енергетичний факультет

Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

ІЛЮСТРАЦІЙНИЙ МАТЕРІАЛ

2024