

ЖИТОМИРСЬКИЙ АГРОТЕХНІЧНИЙ ФАХОВИЙ КОЛЕДЖ

ЗАОЧНЕ ВІДДІЛЕННЯ

КАФЕДРА “ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА, ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

ТА ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА”

До захисту допущено
завідувач кафедри

Інна НЕЗДВЕЦЬКА

“ ” 2024 року

Пояснювальна записка

до дипломного проекту

освітньо-професійний ступінь: фаховий молодший бакалавр

спеціальність: 141 “ Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка ”

на тему: “ Модернізація системи електропостачання промислових двигунів

на типовому підприємстві з детальною розробкою напівпровідникового

перетворювача електроприводу постійного струму ”

Виконав: студент III курсу заочної

форми навчання, групи Е-3з

спеціальності

141 “Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка”

_____ Максим ГРИБ

Керівник проекту _____ Богдан АНТИПЧУК

Рецензент _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

м. Житомир – 2024 року

ЖИТОМИРСЬКИЙ АГРОТЕХНІЧНИЙ ФАХОВИЙ КОЛЕДЖ

Заочне відділення
Кафедра “Електроенергетика, електротехніка
та електромеханіка”
галузь знань 14 “Електрична інженерія”
спеціальність 141 “Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка”
освітньо-професійний ступінь: фаховий молодший бакалавр

ЗАТВЕРДЖУЮ
завідувач кафедри
Інна НЕЗДВЕЦЬКА

“___” _____ 2024 року

З А В Д А Н Н Я
НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЕКТ СТУДЕНТУ

Грибу Максиму Володимировичу

1. Тема дипломного проекту “Модернізація системи електропостачання промислових двигунів на типовому підприємстві з детальною розробкою напівпровідникового перетворювача електроприводу постійного струму” та керівник дипломного проекту Антипчук Богдан Олександрович, затверджені наказом навчального закладу від “30” грудня 2023 року, №548у.
2. Строк подання студентом проекту “___” червня 2024 року.
3. Вихідні дані до роботи: характеристика та дослідження типового підприємства.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
 - Вступ;
 - Аналітичний огляд;
 - Розробка структурної схеми перетворювальної системи;
 - Розрахунок силової частини перетворювача;
 - Опис та розрахунок принципової схеми системи керування;
 - Розрахунок системи автоматичного регулювання;
 - Моделювання;
 - Автоматизована розробка друкованої плати;
 - Організаційно-економічна частина;
 - Охорона праці;
 - Висновки.
5. Перелік візуального та графічного матеріалу:

- Схема електрична структурна. Напівпровідниковий перетворювач;
- Схема електрична принципова. Силовий блок перетворювача;
- Схема електрична принципова. Блок імпульсно-фазового керування перетворювача.
- Схема електрична монтажна. Друкована плата перетворювача.
- Схема електрична розташування. Напівпровідниковий перетворювача.

6. Консультанти розділів проекту:

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Вступ	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 1	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 2	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 3	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 4	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 5	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 6	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 7	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 8	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Розділ 9	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
Висновки	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	
ГЧ та технічна документація	Антипчук Б. О. – викладач спеціальних дисциплін	30 грудня 2023р.	

7. Дата видачі завдання “30” грудня 2023 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту	Строк виконання етапів проекту	Примітка
1.	Вступ.	29.01.2024р.	
2.	Розділ 1	29.01.2024р.	
3.	Розділ 2	15.02.2024р.	
4.	Розділ 3	15.02.2024р.	
5.	Розділ 4	27.03.2024р.	
6.	Розділ 5	27.03.2024р.	
7.	Розділ 6	10.04.2024р.	
8.	Розділ 7	10.04.2024р.	
9.	Розділ 8	10.04.2024р.	
10.	Розділ 9	29.05.2024р.	
11.	Висновки	29.05.2024р.	
12.	Графічна частина та технічна документація	29.05.2024р.	

Студент: _____ Максим ГРИБ

Керівник проекту: _____ Богдан АНТИПЧУК

№	Формат	Позначення	Назва	К-ть аркушів	№ аркуша	Примітка
			Документація			
1	A4	ДП.141.003з.004.ПЗ	Пояснювальна записка	125		
2	A1	ДП.141.003з.004.Е1	Схема електрична	1	1	
			структурна.			
			Напівпровідниковий			
			перетворювач			
3	A1	ДП.141.003з.004.Е3	Схема електрична	1	2	
			принципова.			
			Силовий блок			
			перетворювача			
4	A1	ДП.141.003з.004.Е3	Схема електрична	1	3	
			принципова.			
			Блок імпульсно-			
			фазового керування			
			перетворювача			
5	A1	ДП.141.003з.004.Е4	Схема електрична			
			монтажна.			
			Друкована плата	1	4	
			перетворювача			
6	A1	ДП.141.003з.004.Е8	Схема електрична	1	5	
			розташування.			
			Напівпровідниковий			
			перетворювач			
			ДП.141.003з.004.ПЗ			
Зм	Арк	№ докум	підпис	дата	ВІДОМІСТЬ	
Розробив		Гриб М. В.				
Керівник		Антипчук Б.О.				
Н.контроль		Антипчук Б.О.				
Зав.відділ		Насінник І.І.			ЖАТФК, Гр. Е-3з	

“ Модернізація системи електропостачання промислових двигунів на
типовому підприємстві з детальною розробкою напівпровідникового
перетворювача електроприводу постійного струму ”

РЕФЕРАТ

Дипломний проект складається з 125 листів пояснювальної записки, яка включає дев'ять розділів та графічну частину виконану на 5 листах формату А1 креслярського паперу.

У першому розділі проведено аналітичний огляд типового підприємства АПК, вибрано метод регулювання швидкості та гальмування двигуна постійного струму, проведено аналіз випрямлячів, вибрано тип перетворювача електроприводу двигуна постійного струму, розглянуто варіанти реалізації системи імпульсно-фазового керування двигуном та засоби захисту перетворювача від перенавантажень.

У другому та третьому розділах проведено детальну розробку структурної схеми перетворювача та розрахунок силової частини перетворювача, а також вибрано необхідні елементи для її реалізації.

У четвертому розділі проведено опис та здійснено розрахунок принципової схеми системи керування перетворювачем.

У п'ятому розділі проведено розрахунок системи автоматичного регулювання перетворювача: розраховано параметри елементів зворотного зв'язку та параметри регулятора за струмом і швидкістю.

У шостому розділі проведено моделювання розроблених блоків перетворювача, а у сьомому розділі розраховано та розроблено друковану плату напівпровідникового перетворювача для електроприводу постійного струму.

У восьмому розділі проведено економічне обґрунтування, а у дев'ятому – розроблено основні заходи по експлуатації та ремонту модернізованої системи живлення промислових двигунів при використанні напівпровідникового перетворювача для електроприводу постійного струму.

ЗМІСТ

ВСТУП	8
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД	11
1.1 Короткий опис типового підприємства	11
1.2 Вибір методу регулювання швидкості та гальмування	12
1.3 Перетворювачі	13
1.3.1 Систематизація перетворювачів	13
1.3.2 Некерований випрямляч трифазного струму	17
1.3.3 Мостовий керований випрямляч трифазного струму	19
1.3.4 Коефіцієнт потужності та коефіцієнт корисної дії випрямлячів	25
1.3.5 Перетворювач для електроприводу постійного струму	31
1.4 Система імпульсно-фазового керування	32
1.5 Засоби захисту напівпровідникових перетворювачів	36
2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ	39
3 РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА	47
3.1 Оцінка елементів ідеального перетворювача	47
3.2 Розрахунок перетворювача з урахуванням дійсних параметрів елементів схеми	52
3.3 Вибір захисту силової частини	56
4 ОПИС ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ	61
4.1 Опис принципової схеми системи керування	61
4.2 Розрахунок аналогових елементів системи керування	66
4.2.1 Розрахунок елементів схеми затримки включення системи	66

					ДП.141.003з.004.ПЗ								
Зм..	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	ЗМІСТ					Літ.		Арк.	Аркушів
Розробив	Гриб М..В.									У		6	125
Перевір	Антипчук Б.О.												
Н. Контр.	Антипчук Б.О.												
Затв.	Насінник І.І.									ЖАТФК, Гр. Е-3з			

4.2.2 Розрахунок елементів схеми фільтрів позитивного й негативного напівперіоду	67
4.2.3 Розрахунок елементів формувача тривалості керуючого імпульсу	67
4.2.4 Розрахунок задаючого генератора	68
5 РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМОТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ	70
5.1 Розрахунок елементів зворотного зв'язку	70
5.2 Розрахунок параметрів регулятора	74
5.2.1 Контур регулювання по струму	74
5.2.2 Контур регулювання по швидкості	77
6 МОДЕЛЮВАННЯ	80
6.1 Розробка моделі силової частини	80
6.2 Розробка моделі системи автоматичного регулювання	85
7 АВТОМАТИЗОВАНА РОЗРОБКА ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ	88
7.1 Вибір і обґрунтування типу друкованої плати	88
7.2 Вибір і обґрунтування класу точності друкованої плати	88
7.3 Вибір матеріалу, габаритів та конфігурації друкованої плати	91
7.4 Трасування провідників і розміщення елементів	91
8 ОРГАНІЗАЦІЙНО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	95
8.1 Основна мета та завдання проведення розрахунків	95
8.2 Визначення витрат на матеріали, напівфабрикати та комплектуючі	96
8.3 Розрахунок фонду заробітної плати робітників	99
8.4. Визначення собівартості, ціни та терміну окупності виробу	101
9 ОХОРОНА ПРАЦІ	104
9.1 Основна характеристика приміщення де встановлено пристрій	104
9.2 Заходи по електробезпеці	107
9.3 Заходи з пожежної безпеки	109
9.4 Система захисного занулення та електричного блокування	110
ВИСНОВКИ	115
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ДЖЕРЕЛ	116
ДОДАТКИ	118

ВСТУП

В електронній техніці виділяють силову та інформаційну електроніку. Силова електроніка спочатку виникла як область техніки, зв'язана переважно з перетворенням різних видів електроенергії на основі використання електронних приладів. Пристрої сучасної силової електроніки, дозволяють керувати потоками електроенергії не тільки з метою її перетворення з одного виду в інший, але й розподілу, організації швидкодіючого захисту електричних ланцюгів, компенсації реактивної потужності й ін.

Новий етап у розвитку перетворювальної техніки почався з кінця 50-х років, коли з'явилися потужні напівпровідникові прилади – діоди та тиристори. Ці прилади, розроблені на основі кремнію, за своїми технічних характеристиках набагато перевершують газорозрядні прилади. Вони мають малі габарити і масу, мають високе значення коефіцієнта корисної дії (ККД), швидкодію та підвищену надійність при роботі у широкому температурному діапазоні.

Використання силових напівпровідникових приладів істотно вплинуло на розвиток силової електроніки. Вони стали основою для розробки високоефективних перетворювальних пристроїв всіх типів. У цих розробках були прийняті багато в чому принципово нові схемотехнічні й конструктивні рішення.

Освоєння промисловістю силових напівпровідникових пристроїв електроенергії інтенсифікувало проведення в цій області науково-дослідницьких робіт та створення нових технологій. З урахуванням специфіки силових напівпровідникових приладів були уточнені старі й розроблені нові методи аналізу схем. Значно розширилися класи схем автономних інверторів, перетворювачів частоти, регуляторів

					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>			
<i>Зм.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ Докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розробив</i>		<i>Гриб М.В.</i>			<i>ВСТУП</i>			
<i>Перевір</i>		<i>Антипчук Б.О.</i>						
<i>Н. Контр.</i>		<i>Антипчук Б.О.</i>						
<i>Затв.</i>		<i>Насінник І.І.</i>						
						<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
						<i>У</i>	<i>8</i>	<i>125</i>
						<i>ЖАТФК, Гр. Е-3з</i>		

постійного струму та багато інші, а також з'явилися нові види пристроїв силової електроніки: статичні контактори із природною й штучною комутацією, тиристорні компенсатори реактивної потужності, швидкодіючі апарати захисту з обмежниками напруги й т.д.

Однією з основних областей ефективного використання силової електроніки став електропривод. Для електропривода постійного струму розроблені тиристорні агрегати й комплектні пристрої, які успішно використовуються в металургії, верстатобудуванні, на транспорті та в інших галузях промисловості. Освоєння тиристорів обумовило значний прогрес в області регульованого електропривода змінного струму. Створено високоефективні пристрої, що перетворюють струм промислової частоти в змінний струм регульованої частоти для керування швидкістю електродвигунів.

Для різних областей техніки розроблено багато типів перетворювачів частоти зі стабілізованими вихідними параметрами. Зокрема, для індукційного нагрівання металу створені високочастотні потужні тиристорні агрегати, що дають великий техніко-економічний ефект за рахунок збільшення ресурсу їхньої роботи в порівнянні з електромашинними агрегатами. На основі впровадження напівпровідникових перетворювачів була проведена реконструкція електричних підстанцій для рухомого електротранспорту. Значно поліпшена якість деяких технологічних процесів в електрометалургійній та хімічній галузях промисловості за рахунок впровадження випрямних агрегатів із глибоким регулюванням вихідної напруги та струму.

Переваги напівпровідникових перетворювачів визначили їхнє широке застосування в системах безперебійного електропостачання. Розширилася область застосування силових електронних пристроїв у сфері побутової електроніки (регулятори напруги та ін.).

З початку 80-х років, завдяки інтенсивному розвитку електроніки, починається створення нового покоління виробів силової електроніки.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						9
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Основною компонентною базою для цього стає розробка й освоєння промисловістю нових типів силових напівпровідникових приладів: тиристорів, що замикаються; біполярних транзисторів; МОП-транзисторів і т.д. Одночасно істотно зростає швидкодія напівпровідникових приладів, значення граничних параметрів діодів і тиристорів, набули розвитку інтегральні та гібридні технології виготовлення напівпровідникових приладів різних типів, почала широко впроваджуватися мікропроцесорна техніка для керування й контролю перетворювальними пристроями.

Використання нової елементної бази дозволило принципово поліпшити такі найважливіші техніко-економічні показники, як ККД, питомі значення маси та геометричних розмірів, надійність, якість вихідних параметрів та ін. Визначилася тенденція підвищення частоти перетворення електроенергії. У цей час розроблені мініатюрні вторинні джерела живлення малої й середньої потужності із проміжним перетворенням електроенергії на частотах надзвукового діапазону. Освоєння високочастотного діапазону привело до необхідності рішення комплексу науково-технічних проблем по конструюванню перетворювальних пристроїв і забезпеченню їхньої електромагнітної сумісності в складі технічних систем. Отриманий за рахунок переходу на підвищені частоти техніко-економічний ефект повністю компенсував витрати на рішення цих завдань. Тому в цей час тенденція створення багатьох типів перетворювальних пристроїв із проміжною високочастотною ланкою зберігається.

Слід зазначити, що використання повністю керованих швидкодіючих напівпровідникових приладів у традиційних схемах істотно розширює їхні можливості в забезпеченні нових режимів роботи та нових функціональних властивостей виробів силової електронної техніки. Тому метою даного дипломного проекту є спроба модернізувати систему електропостачання промислових двигунів на типовому підприємстві використовуючи засоби сучасної напівпровідникової силової електроніки.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Короткий опис типового підприємства

Типове підприємство використовує електропривод постійного струму який призначений для автоматизації та механізації транспортних і вантажно-розвантажувальних процесів. Живлення приводу здійснюється від трансформатора ТРСЗП-6300/800-Р-УЗ.

Даний електропривод включає в себе двигун постійного струму який володіє наступними характеристиками:

- номінальна напруга двигуна становить 880 В;
- номінальний струм двигуна становить 5100 А;
- номінальна потужність двигуна 3800 кВт.

До механізму електроприводу застосовуються наступні технологічні вимоги, а саме:

- надійність – це властивість електропривода виконувати необхідні функції, зберігаючи свої експлуатаційні показники та характеристики впродовж заданого періоду часу;
- працездатність – являє собою стан електропривода при якому він здатен виконувати свої функції;
- безвідмовність – це властивість електропривода зберігати свою працездатність впродовж всього часу своєї роботи;
- довговічність – це властивість електропривода зберігати свою працездатність до певного стану.

До спеціальних вимог електропривода постійного струму, який використовується на типовому підприємстві слід віднести:

					ДП.141.003з.004.ПЗ		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД		
Розробив	Гриб М.В.						
Перевір	Антипчук Б.О.						
Н. Контр.	Антипчук Б.О.						
Затв.	Насінник І.І.						
					Літ.	Арк.	Аркушів
					У	11	125
					ЖАТФК, Гр. Е-3з		

- діапазон регулювання – це відношення максимальної швидкості до мінімальної $3 \div 1$;
- реверсивність привода;
- тривалість включення – 60%;
- регулювання швидкості.

1.2 Вибір методу регулювання швидкості та гальмування

З метою забезпечення технологічних вимог до електроприводу та виключення виявлених недоліків, необхідно вибрати оптимальну систему. Згідно з вихідними даними, для електроприводу на підприємстві використовується електричний двигун постійного струму. Такі двигуни надійні у експлуатації, забезпечують великий проміжок пускових моментів, від 1,8 до 2,7 кНм. Двигуни постійного струму можуть працювати в усіх відомих режимах роботи.

Для двигунів постійного струму існують наступні системи електроприводу:

- джерело постійного струму з контролерною чи релейно-контакторною схемою керування;
- генератор постійного струму;
- тиристорний перетворювач.

Для нашого приводу слід вибрати систему на тиристорному перетворювачі, бо за вихідними даними наш двигун має велику потужність (3800 кВт), а дана система, якраз, витримує його навантаження на відмінну від інших двох систем. Також система на тиристорних перетворювачах є економічно доцільнішою.

У двигунах постійного струму регулювання швидкості обертання регулюється трьома способами: реостатом у колі якоря, регулюванням напруги живлення та зміною величини магнітного потоку.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						12
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Обираємо регулювання швидкості за допомогою регулюванням напруги живлення. Цей спосіб дозволяє одержати механічні характеристики необхідної форми, стабілізувати або змінювати швидкість по заданим законам.

Двигуни постійного струму забезпечують всі існуючі режими гальмування:

- динамічне, з незалежним збудженням;
- динамічне з самозбудженням;
- рекуперативне.

Обираємо рекуперативне гальмування тому, що це гальмування споживає менше електроенергії у порівнянні із двома іншими варіантами. Рекуперативне гальмування здійснюється наступним чином: при роботі двигуна в генераторному режимі, реверсивний перетворювач можна перевести в інверторний режим. В цьому режимі постійний струм машини перетворюється на змінний і енергія змінного струму віддається в мережу. В інверторному режимі тиристори відкриваються при куті регулювання $\alpha > 90^0$. В випрямленому режимі тиристори відкриваються при куті регулювання $\alpha < 90^0$.

1.3 Перетворювачі

1.3.1 Систематизація перетворювачів

Силкові напівпровідникові перетворювачі можна систематизувати за різними критеріями. Найчастіше це проводиться відповідно до принципів особливостей схеми та функціонального призначення самого перетворювача.

З урахуванням області застосування перетворювачі можна поділити на декілька груп: для промислових електроприводів; для тягових електроприводів; для агрегатів безперебійного та резервного живлення; для гальванотехніки та електрохімії; індукційного нагрівання; освітлення;

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		13

пристроїв комутації змінного та постійного струму; зварювання; збудження синхронних машин; живлення електромагнітів; зарядки акумуляторних батарей; електростатичних установок; катодного захисту металевих конструкцій; ліній електропередачі високої й надвисокої напруги; компенсації реактивної енергії.

Ця класифікація не є вичерпною та повною. Застосування напівпровідникових перетворювачів поширюється на нові області людської діяльності. Перетворювачі не тільки витісняють виготовлене раніше й експлуатоване дотепер устаткування, але й дозволяють здійснювати нові технічні рішення, які взагалі не були можливі при використанні класичних електротехнічних апаратів та пристроїв.

Систематизація перетворювачів відповідно до потужності не має в літературі єдиних нормалізованих критеріїв. У звичайній практиці та з урахуванням специфічних особливостей перетворювачів в окремих діапазонах потужностей можна розділити силові перетворювачі на наступні групи:

- малої потужності — до 10 кВт;
- середньої потужності — від 10 до 250 кВт;
- великої потужності — від 250 кВт до 1 МВт;
- надвеликої потужності — більше 1 МВт.

Перетворювачі малої потужності до 10 кВт мають у більшості випадків компактне виконання та спеціальне цільове призначення. Серійність їхнього виготовлення відносно велика. Вони, як правило, мають високий ступінь захисту, а іноді ще й масляне охолодження. Останнім часом, як основні елементи силових ланцюгів – в них використовуються силові транзистори.

Перетворювачі середньої потужності від 10 до 250 кВт є найпоширенішими. Вони виконуються конструктивно у вигляді шафи, останнім часом з використанням уніфікованих блоків і вузлів. В них застосовуються тиристори та діоди зі штирьовим корпусом, а також інтегральні силові напівпровідникові модулі з номінальним струмом до 160 – 250 А. Вони, зазвичай, мають власне природне або примусове повітряне

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

охолодження й відносно низький ступінь захисту. Шафи мають звичайні стандартизовані розміри, щоб забезпечити можливість їхньої установки в загальний щит з одnobічним доступом. Такі перетворювачі випускають у різному виконанні за потужністю у вигляді стандартних перетворювальних установок зі стандартними ланцюгами керування. Шафи встановлюють у приміщеннях з нормальними кліматичними умовами. Пристрої, які живляться від перетворювачів середньої потужності, можуть перебувати на відстані десятків і навіть сотень метрів, причому дуже часто може використовуватись дистанційне керування або контроль.

Перетворювачі великої потужності від 250 кВт до 1 МВт також відносяться до виробів силової електроніки. Конструктивно вони виконуються у вигляді шаф. В них використовується плоскі тиристори й діоди, часто з водяним охолодженням. Такі перетворювачі мають спеціальне призначення, наприклад: перетворювачі для тягових електродвигунів, для прокатних станків, для збудження синхронних машин, для транспортерів, для насосів, для індукційного нагрівання й т.п. Вони поставляються разом з тим технологічним устаткуванням для живлення якого призначені. Останнім часом такі перетворювачі забезпечуються мікропроцесорним керуванням або ж управляються від тієї ж керуючої системою, що й вся технологічна лінія або весь виробничий процес.

Перетворювачі надвеликої потужності понад 1 МВт завжди мають спеціальне призначення. У них часто використовується паралельне й послідовне з'єднання плоских напівпровідникових приладів з водяним охолодженням. Вони застосовуються в електроприводах граничної потужності, наприклад в електроприводах обертових цементних печей, млинів, шахтних підйомників, прокатних станів, локомотивів, кораблів, а також для ліній електропередачі надвисокої напруги, у статичних компенсаторах і для установок індукційного нагрівання. Конструктивно вони виконуються у вигляді ряду шаф або у вигляді самостійної частини будівельної конструкції – у спеціальному акліматизованому приміщенні.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		15

При систематизації перетворювачів відповідно до потужності необхідно врахувати, що цей критерій застосовується тільки до перетворювачів однакового функціонального призначення із приблизно однаковими технічними параметрами. Наприклад, перетворювач частоти з певною вихідною потужністю буде приблизно в 2 рази більше, ніж керований випрямляч такої ж потужності, бо крім випрямляча він містить ще й такий же або навіть більший інвертор. Аналогічно цьому, інвертор з більшим діапазоном регулювання буде мати більші габарити та коштувати дорожче інвертора тієї ж потужності, але з меншим діапазоном регулювання. На габарити й ціну перетворювача впливають також кліматичні умови, ступінь захисту й інші технічні вимоги.

Відповідно до конструкції, перетворювачі можна розділити на: вбудовані та компактні.

Перетворювач, що вбудовується, являє собою комплектний пристрій, який встановлюється й закріплюється усередині устаткування без усякого захисного кожуха. Електричні з'єднання силових і керуючих ланцюгів забезпечуються гвинтовими затискачами. Такі перетворювачі використовують в обробних і текстильних верстатах, підйомниках, транспортних механізмах і т.д. Перетворювач, у такому випадку, є невід'ємною складовою частиною устаткування, він пристосований до нього своїми геометричними розмірами, способом охолодження, ступенем захисту та кліматичним виконанням.

Компактна конструкція перетворювача характерна тим, що конструктивні рішення її механічної й електричної частин спрямовані на більше тісне розміщення всіх його елементів і вузлів з урахуванням припустимих відстаней між струмоведучими частинами та мінімальними шляхами струмів витоку по поверхні ізоляції. Перетворювач виконується у вигляді єдиної конструкції й закривається захисним металевим, а іноді ізоляційним кожухом. Силові й керуючі ланцюги перебувають у тісній близькості, іноді прямо на загальній панелі. Через те, що компактні

перетворювачі мають відносно невелику потужність втрат, їхнє охолодження в більшості випадків виконується природним повітряним шляхом.

1.3.2 Некерований випрямляч трифазного струму

За винятком випадків, коли єдиним можливим джерелом живлення є мережа однофазного змінного струму, живлення постійним струмом споживачів середньої й більшої потужності забезпечується від трифазних випрямлячів.

При випрямленні трифазного змінного струму досягається краща якість випрямленої напруги за рахунок зниження амплітуди пульсацій. Напруга трифазних випрямлячів до того ж легше піддається згладжуванню, тому що частота пульсацій тут істотно вище, ніж в однофазних випрямлячах.

З випрямлячів трифазного струму переважне застосування на практиці одержала трифазна мостова схема (див. рисунок 1.1), тому її аналізу приділяється найбільша увага.

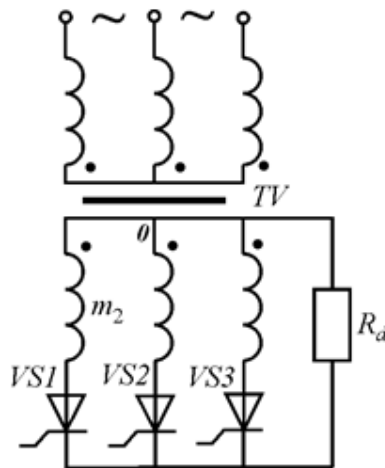


Рисунок 1.1 – Трифазна мостова схема некерованого випрямляча

Схема трифазного мостового випрямляча містить випрямний міст із шести вентилів. У нижній групі вентиля з'єднані катодами (катодна група), а у верхньої – анодами (анодна група). Навантаження підключається між вузлами

з'єднання катодів й анодів вентилів. Схема допускає з'єднання як первинних, так і вторинних обмоток трансформатора зіркою або трикутником. Вона може використовуватись і без трансформатора.

Аналіз схеми будемо проводити при активно-індуктивному навантаженні – найпоширенішому на практиці. Індуктивності розсіювання обмоток трансформатора та індуктивність мережі живлення приймаємо спочатку рівними нулю, а індуктивність навантаження $L_H > \infty$. Також, для аналізу схеми використаємо часові діаграми, наведені на рисунку 1.2(а) та (е).

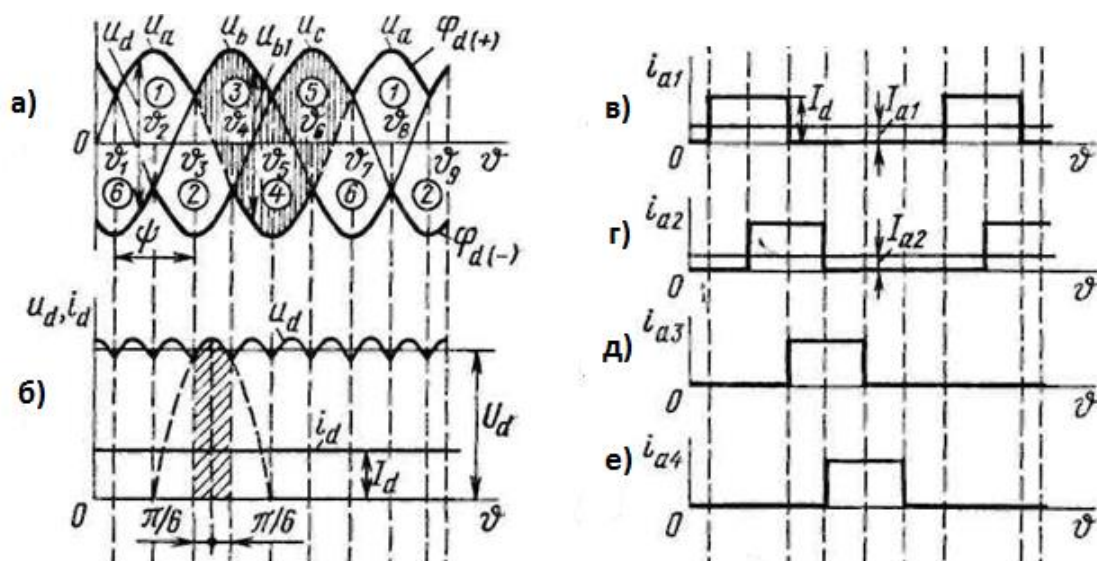


Рисунок 1.2 – Часові діаграми трифазного мостового некерованого випрямляча при $L_H \rightarrow \infty$

В мостовій схемі струм навантаження створюється під дією лінійної напруги. Струм навантаження тут протікає через два вентиля, один із яких розташований у катодній групі, а іншої — в анодній. Контур струму навантаження при відкритих вентилях 1 й 6 показаний на рисунку 1.2.

З катодної групи у відкритому стані буде перебувати той з вентилів, напруга анода якого має позитивну полярність щодо нульового виводу (фазна напруга) і найбільшу величину в порівнянні з іншими вентилями. З анодної групи відкритий стан приймає той з вентилів, напруга катода якого в цей момент є найбільшою і має негативну полярність.

Іншими словами, у провідному стані будуть перебувати ті два навхрест лежачі вентиля випрямного моста, між якими діє в провідному напрямку найбільша лінійна напруга.

Вкажемо на діаграмах фазних напруг, зображених на рисунку 1.2(а), інтервали провідності вентилів: на інтервалі $\delta_1 \dots \delta_2$ проводять вентиля 1 та 6, на інтервалі $\delta_2 \dots \delta_3$ – вентиля 1 та 2, на інтервалі $\delta_3 \dots \delta_4$ – вентиля 2 та 3, на інтервалі $\delta_4 \dots \delta_5$ – вентиля 3 та 4, і т.д. Таким чином, інтервал провідності кожного вентиля становить $\psi = 2\pi/3$, а інтервал спільної роботи двох вентилів дорівнює $\pi/3$. За період напруги живлення відбувається шість перемикань вентилів. Схема працює в шість тактів, у зв'язку із чим її часто називають шести імпульсною.

Визначимо криву випрямленої напруги u_d . Найпростіше – це можна зробити, показавши криві зміни потенціалів виводів навантаження $\varphi_d(-)$ і $\varphi_d(+)$ щодо нульового виводу вторинних обмоток трансформатора який зображена на рисунку 1.1. Крива зміни потенціалу $\varphi_d(+)$ формується з ділянок фазних напруг позитивної полярності при провідності вентилів катодної групи, а крива $\varphi_d(-)$ – з ділянок фазних напруг негативної полярності при провідності вентилів анодної групи зображених на рисунку 1.2(а). Різниця зазначених потенціалів визначає напруга навантаження u_d . Крива u_d , показана на рисунку 1.2(б), складається з ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора.

1.3.3 Мостовий керований випрямляч трифазного струму

Трифазна мостова схема набула переважного застосування при побудові керованих випрямлячів трифазного струму. Аналіз схеми випрямляча, зображеного на рисунку 1.3, для цього спочатку проведемо його при $x_{aa}=x_{ab}=x_{ac}=0$, а потім покажемо їхній вплив.

Особливість роботи керованого випрямляча полягає у затримці на кут α моменту вимикання чергових тиристорів щодо точок природного відмикання

$\delta_1, \delta_2, \delta_3$ і т. д., як показано на рисунку 1.4(а). Це обумовлюється затримкою на кут α моментів подачі імпульсів, що вимикають, на тиристорний блок системи керування випрямлячем.

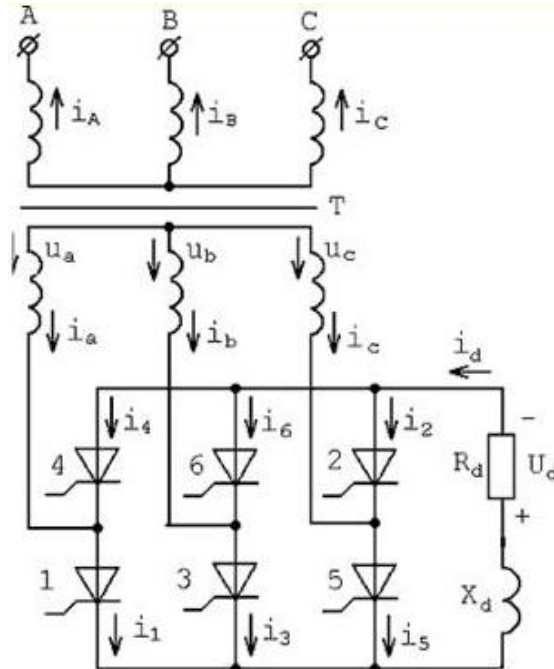


Рисунок 1.3 – Схема трифазного мостового керованого випрямляча

Як показано на рисунку 1.4(г) при наявності досить великої індуктивності в ланцюзі навантаження затримка початку роботи чергових тиристорів створює затримку на такий же кут α моментів закриття провідних тиристорів. При цьому криві потенціалів $\varphi_d(+)$, $\varphi_d(-)$ і напруги u_d набувають вигляд, показаний на рисунку 1.4(а) та (в). В кривій випрямленої напруги створюються «вирізки», внаслідок чого середнє значення напруги U_d зменшується. Таким чином, при зміні кута α здійснюється регулювання величини U_d .

Вплив зміни кута α на криву u_d і середнє значення напруги U_d показані на рисунку 1.4(а...є). Оскільки в трифазній мостовій схемі випрямленню піддається лінійна напруга, крива u_d на рисунку 1.4(а...г) складається з ділянок лінійних напруг вторинних обмоток трансформатора u_{ab} , u_{ac} , u_{bc} .

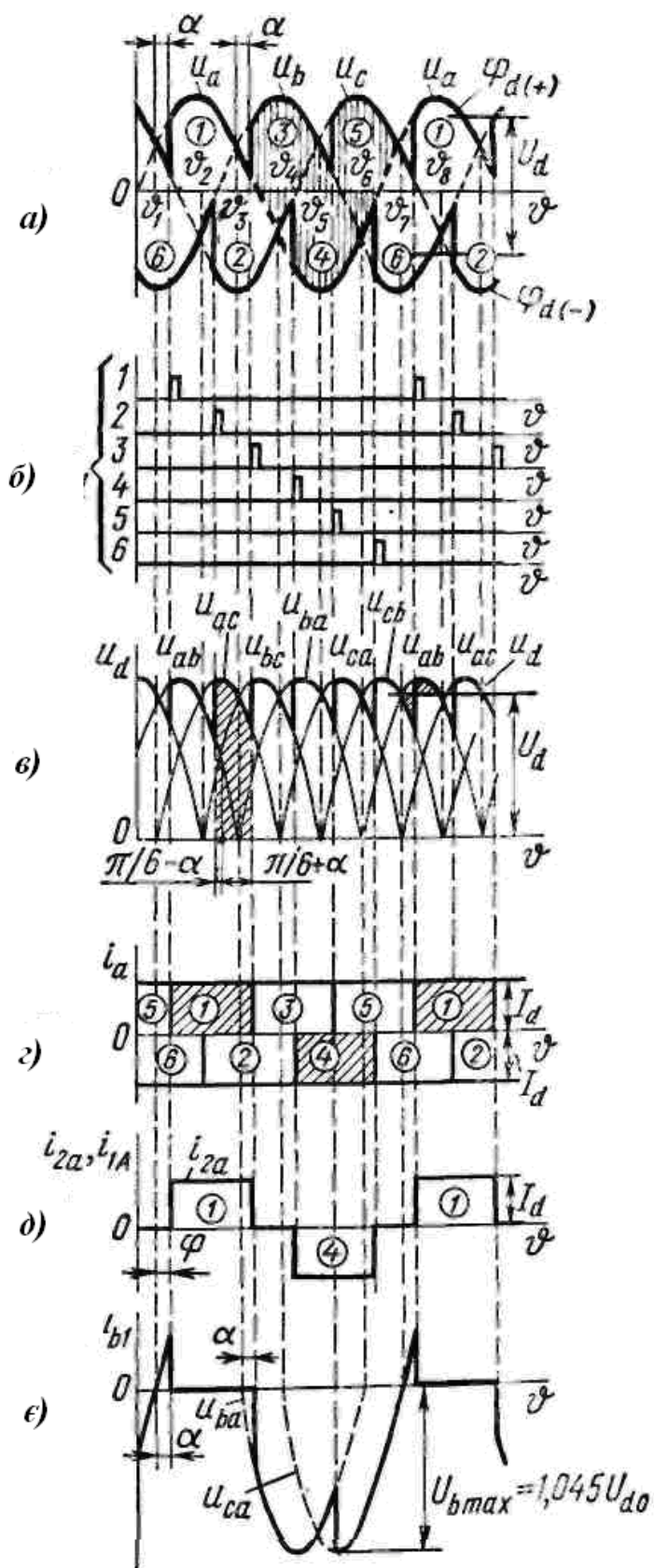


Рисунок 1.4 – Часові діаграми трифазного мостового керованого випрямляча

При зміні кута α у діапазоні від 0 до 60° , перехід напруги u_d з однієї лінійної напруги на іншу здійснюється в межах позитивної полярності ділянок лінійних напруг. Тому форма кривої напруги u_d та її середнє значення однакові як при активному, так і при активно-індуктивному навантаженні.

При $\alpha > 60^\circ$ – вид кривої u_d залежить від характеру навантаження. У випадку активно-індуктивного навантаження струм i_d продовжує протікати через тиристори й вторинні обмотки трансформатора після зміни полярності їхньої лінійної напруги, у зв'язку із чим у кривій u_d з'являються ділянки лінійних напруг негативної полярності. При $L_H > \infty$ ці ділянки тривають до моментів чергового вимикання тиристорів. Рівності площ ділянок та умові $U_d = 0$ відповідає кут $\alpha = 90^\circ$, як показано на рисунку 1.5. Значення цього кута характеризує нижня межа регулювання напруги U_d при $L_H > \infty$.

При активному навантаженні ділянки напруги негативної полярності відсутні, а тому у кривій u_d при $\alpha > 60^\circ$ з'являються нульові паузи, штрихи на рисунку 1.5. Напрузі $U_d = 0$ тепер буде відповідати значення кута $\alpha = 120^\circ$.

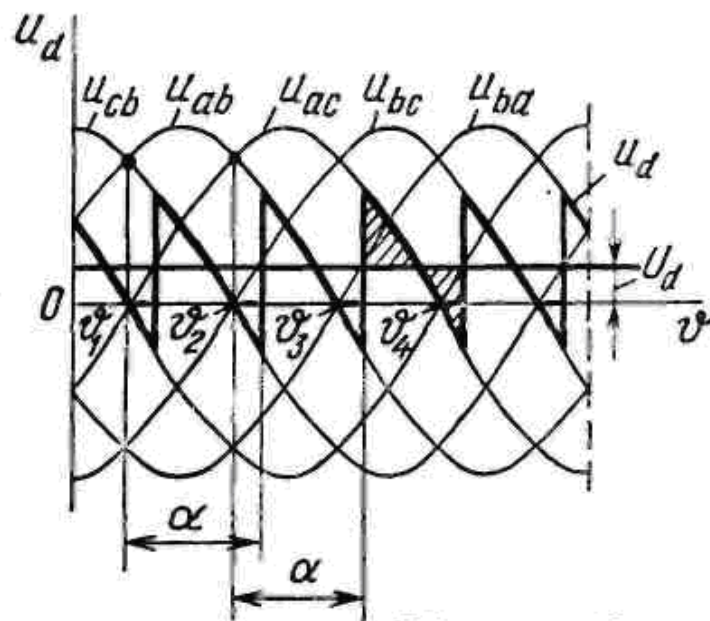


Рисунок 1.5 – Криві вихідної напруги трифазного мостового керованого випрямляча при $L_H > \infty$ та значенні кута α : $90^\circ > \alpha > 60^\circ$

Залежність середнього значення випрямленого напруги від кута α (регульовальна характеристика) при $L_H > \infty$ може бути знайдена усередненням кривої u_d на інтервалі $\pi/3$, як показано на рисунку 1.4 (в), за формулою:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6} \cdot U_2 \sin \vartheta \cdot d\vartheta = U_0 \cos \alpha, \quad (1.1)$$

де:

U_d – випрямлена напруга, В;

U_2 – фазна напруга, В;

U_0 – початкове значення напруги, В.

Ділянка регульовальної характеристики при активному навантаженні при $L_H=0$ на інтервалі $120^\circ > \alpha > 60^\circ$ знаходять за виразом:

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\alpha} \sqrt{6} \cdot U_2 \sin \vartheta d\vartheta = U_{d0} |1 + \cos(60^\circ + \alpha)|, \quad (1.2)$$

де:

U_{d0} – випрямлена напруга при активному навантаженні, В.

Регульовальні характеристики трифазного мостового випрямляча наведені на рисунку 1.6.

Крива напруги на тиристорі наведена на рисунку 1.4 (є). Амплітуда зворотної напруги, як і у некерованому випрямлячі, дорівнює $1,045 \cdot U_{d0}$. Цією величиною визначається тепер не тільки зворотна напруга, але й можливе значення амплітуди прямої напруги на тиристорі при регулюванні кута α .

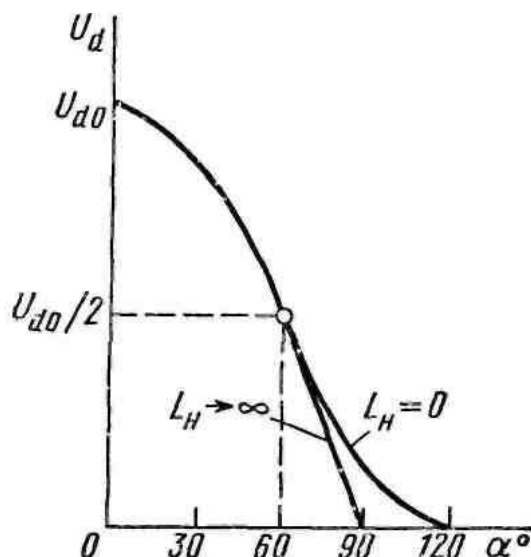


Рисунок 1.6 – Регулювальні характеристики трифазного мостового керованого випрямляча

На рисунку 1.7(а...д) наведені часові діаграми напруг та струмів керованого випрямляча з урахуванням комутаційних процесів, викликаних індуктивними опорами X_{aa} , X_{ab} , X_{ac} . Комутаційні процеси обумовлені переходом струму з тиристора, що завершує роботу, на тиристор, що вступає в роботу, як зображено на рисунку 1.8(в), тієї ж тиристорної групи (анодної або катодної). Кожен такий комутаційний процес починається в момент подачі імпульсу вимкнення на черговий, у порядку вступу в роботу, тиристор. Комутація струмів триває протягом інтервалу γ і протікає так само, як й у схемі некерovanого мостового випрямляча.

Вплив комутаційних процесів на форму кривих первинного та вторинного струмів трансформатора, а також на форму кривої напруги на тиристорі показано на рисунку 1.7(г) та (д). Як і в однофазних схемах, перші гармоніки струмів набувають результуюче фазове зрушення, яке дорівнює $\varphi = \alpha + \gamma/2$. Процеси комутації не позначаються на максимально можливих величинах прямої та зворотної напруг тиристора – вони залишаються рівними $1,045 \cdot U_{d0}$.

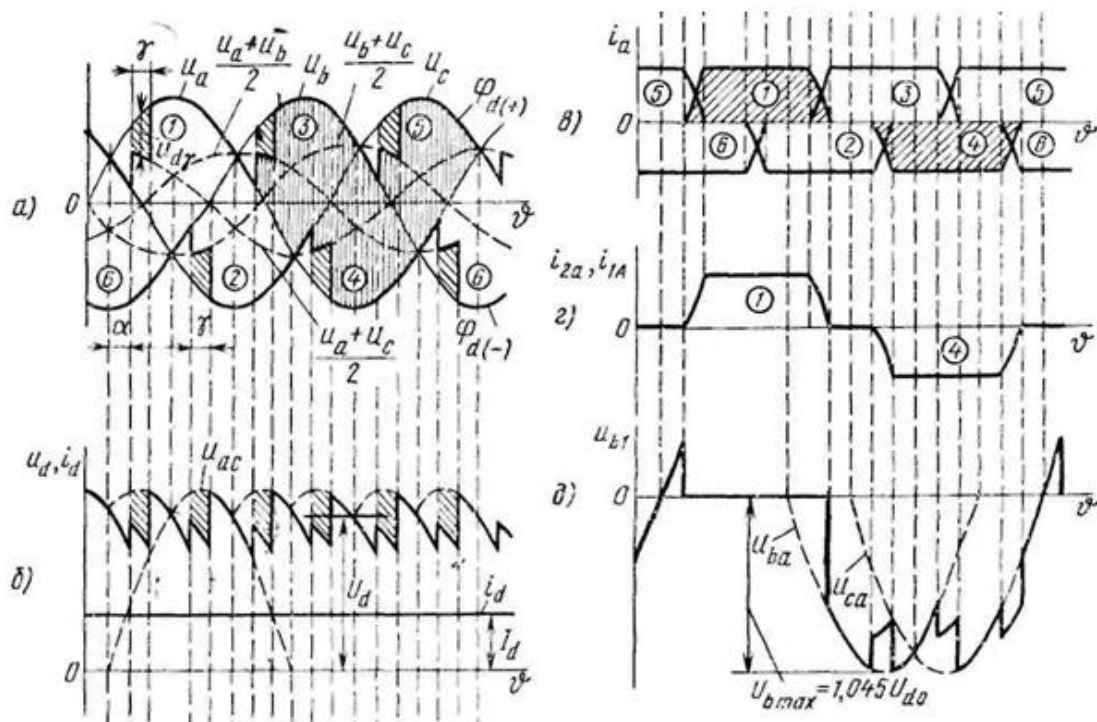


Рисунок 1.7 – Часові діаграми напруг і струмів трифазного мостового керованого випрямляча з урахуванням явища комутації

1.3.4 Коефіцієнт потужності та коефіцієнт корисної дії випрямлячів

При роботі пристрою від мережі змінного струму важливо знати характер споживаної їм потужності. Найбільш сприятливим режимом є споживання тільки активної потужності. Це означає, що при синусоїдальній напрузі мережі споживаний струм, також синусоїдний і не має фазового зсуву щодо напруги живлення. Однак такий режим не характерний для випрямлячів середньої й великої потужності: споживаний ними струм – не синусоїдний, а його перша гармоніка зміщена щодо синусоїди змінної напруги мережі.

Наявність фазового зсуву свідчить про те, що випрямляч споживає від мережі крім активної потужності, рівної $U_d \times I_d$, також реактивну потужність. Споживання реактивної потужності та наявність у кривій струму вищих гармонійних приводять до збільшення діючого значення струму мережі й росту втрат при передачі енергії до випрямної установки.

Зазначене вище явище характеризується коефіцієнтом потужності випрямляча:

$$\lambda = P_1 / S_1, \quad (1.3)$$

де:

P_1 – активна потужність, споживана випрямлячем, Вт;

S_1 – повна потужність, споживана від мережі змінного струму та рівна добутку діючих значень напруги U_1 і струму I_1 , ВА.

Як відомо, кут зсуву φ першої гармоніки споживаного струму щодо напруги живлення залежить від кута керування α та кута комутації γ при $L_n \rightarrow \infty$. Іншими словами, для всіх схем випрямлячів (крім випрямляча з нульовим діодом і мостових несиметричних випрямлячів) коефіцієнт зсуву знаходиться за виразом:

$$\cos \varphi = \cos(\alpha + \gamma / 2), \quad (1.4)$$

де:

α – кут керування;

γ – кут комутації.

Співвідношення (1.4) використано для побудови сімейства кривих, які показані на рисунку 1.8 та показують залежність коефіцієнта зсуву від кута керування α і кута комутації γ . Згідно із кривими, коефіцієнт зсуву зменшується з ростом кутів α і γ . При $\alpha=0$ значення $\cos \varphi$ відповідають значенням, які характерні некерованим випрямлячам.

Коефіцієнт перекручування k залежить від схеми випрямляча й характеру навантаження, оскільки від цих факторів залежать амплітуди, а також діючі значення гармонік у кривій струму I_i .

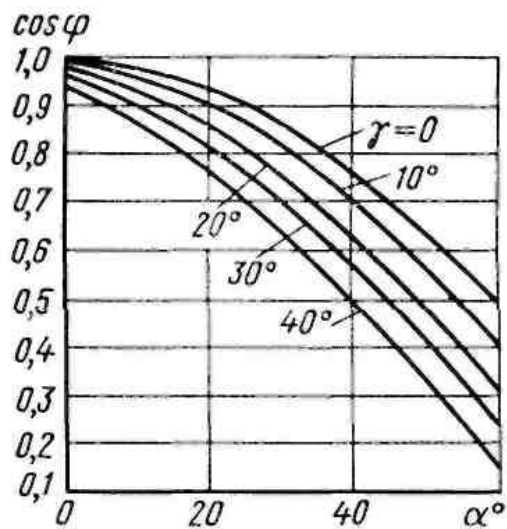


Рисунок 1.8 – Криві залежності коефіцієнта зсуву від кута керування α та кута комутації γ керованих випрямлячів

Як зазначалось раніше, процеси комутації слабо позначаються на величині амплітуди гармоніки струму i_1 . Тому для визначення коефіцієнта k однофазних випрямлячів (з нульовим виводом і мостового) при $L_H \rightarrow \infty$ можна скористатися кривою i_1 . Діюче значення першої гармоніки струму дорівнює $\frac{4I_d}{\pi\sqrt{2}}$, а діюче значення самої кривої, яка характеризує знаменник виразу становить I_d/n , у зв'язку із цим для однофазних випрямлячів (з нульовим виводом і мостового) будемо мати наступні вирази:

$$k = 2\sqrt{2} \div \pi = 0.9; \quad (1.5)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha + \gamma / 2) = 0.9 \cos(\alpha + \gamma / 2). \quad (1.6)$$

де:

k – коефіцієнт перекручування;

λ – коефіцієнтом потужності випрямляча.

З урахуванням коефіцієнта перекручування (який становить $k = 0,9$), криві наведені на рисунку 1.8 характеризують коефіцієнт потужності γ однофазних випрямлячів.

Аналогічно, для трифазної мостової схеми без врахування явища комутації, коефіцієнт k можна визначити за допомогою кривої i_1 . Діюче значення повного струму визначають по співвідношенню:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_d^2 / n^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{I_d}{n}}, \quad (1.7)$$

де:

I_d – випрямлений струм, А;

n – кількість пульсацій.

Отже, коефіцієнт перекручування k для трифазного мостового випрямляча становить:

$$k = 3/\pi = 0.955. \quad (1.8)$$

Із врахуванням коефіцієнта перекручування $k=0,955$ криві, як показано на рисунку 1.8, визначають коефіцієнт потужності трифазного мостового випрямляча. При однакових параметрах навантаження та тому ж самому куті керування α його коефіцієнт потужності на 5,5 % вище, ніж в однофазних випрямлячах.

Регулювання керованих випрямлячів з метою зменшення напруги U_d (зростання кута α) призводить до зниження їхнього коефіцієнта потужності, що позначається на завантаженні мережі живлення реактивним струмом індуктивного характеру.

Для поліпшення якості споживаної енергії від мережі при використанні керованих випрямлячів середньої й великої потужності вживають заходи по

компенсації їхнього негативного впливу на мережу живлення. Для цього до питомої мережі керованого випрямляча, підключають генератори реактивної потужності, наприклад синхронні компенсатори або конденсатори. Із цього погляду, застосування мережних фільтрів, призначених для виключення з живильної мережі вищих гармонійних струмів, сприятливо позначається і на підвищенні результуючого коефіцієнта потужності випрямної установки.

Важливим напрямком у підвищенні результуючого коефіцієнта потужності мережі живлення є застосування компенсаційних перетворювачів, зокрема випрямлячів зі штучною комутацією струму. У таких випрямлячах комутацію струмів вентилів здійснюють не з відставанням, а з випередженням щодо точок їхнього природного вимикання, у зв'язку із чим струм споживання тут має не відстаючий, а випереджувальний характер.

Коефіцієнт корисної дії випрямляча характеризується відношенням активної потужності, що віддає в навантаження, до повної активної потужності, яка споживається випрямною установкою від живильної мережі.

Активна потужність втрат складається з наступних складових: втрат у вентилях ΔP_B , силовому трансформаторі $\Delta P_{тр}$, згладжую чому дроселі $\Delta P_{др}$, ділльниках напруги та струму (якщо такі застосовуються), а також у допоміжних пристроях (системах керування, сигналізації, охолодження). Загальна втрата потужності на допоміжні потреби, зазвичай, становить від 0,5 до 3 %.

Втрати у вентилях ΔP_B складаються із втрат при їхньому перемиканні та втрат від протікання прямого струму. При роботі на частоті 50 Гц втрати при перемиканні можна не враховувати. У результаті можна записати формулою:

$$\Delta P_B = m_{\epsilon} \Delta U_a I_a, \quad (1.9)$$

де:

m_{ϵ} – кількість вентилів у схемі випрямляча;

ΔU_a – спадання напруги, В;

ΔI_a – середній струм вентиля, А.

Втрати в силовому трансформаторі знаходять за формулою:

$$\Delta P_{mp} = \Delta P_C + \Delta P_M, \quad (1.10)$$

де:

ΔP_C – втрати в сталі трансформатора, Вт;

ΔP_M – втрати в міді трансформатора, Вт.

Втрати потужності в згладжую чому дроселі визначаються головним чином активним опором його обмотки та знаходяться за формулою:

$$\Delta P_D = I_d^2 R_D, \quad (1.11)$$

де R_D – опір обмотки реактора, Ом.

Коефіцієнт корисної дії випрямної установки часто представляють у вигляді добутку коефіцієнта корисної дії трансформатора $\eta_{тр}$ та коефіцієнта корисної дії випрямної частини схеми $\eta_{вс}$. Другий співмножник без визначення втрат у допоміжних пристроях та $\Delta P_{др}$ приблизно дорівнює коефіцієнту корисної дії використовуваних вентилів:

$$\eta_{e-c} = \eta_e = U_d / (U_d + \Delta U_a). \quad (1.12)$$

Величина ΔU_a діодів і тиристорів із змінним режимом роботи має незначні зміни та залежно від їхнього типу становить: 0,3...0,6 В для германієвих діодів, 0,8...1,2 В для кремнієвих діодів та 0,6...1,5 В для тиристорів. Тому ККД вентилів з підвищенням напруги U_d зростає, наближаючись до значення, близького до одиниці, що створює відносно

менший вплив на загальний ККД випрямної установки, чим, зокрема, ККД трансформатора $\eta_{\text{тр}}$.

1.3.5 Перетворювач для електроприводу постійного струму

Електропривод на основі двигунів постійного струму використовується в різних галузях промисловості — металургії, машинобудуванні, хімічній, вугільній, деревообробній та ін. Розвиток електроприводу спрямований на створення високопродуктивних машин з високим ступенем автоматизації.

Регулювання швидкості двигунів постійного струму займає важливе місце в автоматизованому електроприводі. Застосування із цією метою перетворювачів є одним з найсучасніших шляхів створення регульованого електропривода постійного струму.

Керування швидкістю двигунів постійного струму здійснюється трьома способами:

- зміною напруги на якорі при незмінному струмі обмотки збудження;
- зміною струму обмотки збудження при незмінній напрузі на якорі;
- комбінованою зміною напруги на якорі та струму обмотки збудження.

Напруга на якорі або струм обмотки збудження змінюють за допомогою керованих випрямлячів, з яких найбільше використання набули однофазні й трифазні мостові випрямлячі. Відзначимо, що при керуванні двигуном по ланцюзі обмотки збудження керований випрямляч розробляється на меншу потужність і має кращі вартісні показники. Однак, внаслідок великого значення постійної часу, обмотка збудження електроприводу має гірші динамічні властивості, чим при керуванні колом якоря. Таким чином, вибір ланцюга керування визначається конкретними вимогами до привода.

При роботі з тими або іншими виробничими механізмами часто необхідно змінювати напрямок обертання двигуна (здійснювати реверс). Зміна напрямку обертання забезпечується такими вимогами: швидко (і в той же час плавне) гальмування й плавний набір швидкості.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		31

Реверс напрямку обертання приводного двигуна може досягатися зміною полярності підведеної до якоря напруги або зміною напрямку струму обмотки збудження. Із цією метою в ланцюг якоря або обмотки збудження вводять контактний перемикач або використовують два керованих тиристорних перетворювачі.

Так, наприклад, при наборі швидкості в режимі пуску і її стабілізації в умовах підвищення, навантаження на валу двигуна тиристорний перетворювач працює в режимі випрямлення..

1.4 Система імпульсно-фазового керування

Система керування (СК), що забезпечує подачу імпульсів вимикання на тиристори перетворювача будь-якого типу, разом з перетворювачем вирішує комплекс завдань, пов'язаних з формуванням та регулюванням його вихідної напруги.

У всіх мережевих перетворювачах із природною комутацією існує спільна у реалізації систем керування. Вона обумовлюється ідентичністю керуючого впливу СК на силову схему, яка проявляється в зміні моменту подачі імпульсів на тиристори стосовно кривої напруги синусоїдної мережі (тобто кута керування α).

У силу того, що СК розглянутих перетворювачів здійснюють регулювання фази керуючих імпульсів, їх часто називають системами імпульсно-фазового керування (СІФК).

Загальними вимогами, які пред'являють до системи керування перетворювачем, є:

- надійне відмикання тиристорів силової схеми у всіх режимах її роботи;
- плавне (у необхідному діапазоні) регулювання кута α для подачі керуючих імпульсів на тиристори;
- висока завадостійкість і надійність.

Синхронний принцип імпульсно-фазового керування перетворювачами є найпоширенішим. Його характеризує такий функціональний зв'язок вузлів СК, призначених для одержання керуючих імпульсів, при якому синхронізація керуючих імпульсів здійснюється напругою мережі змінного струму.

Сутність синхронного принципу побудови СК та функціональне призначення її вузлів покажемо на прикладі виконання каналу керування одним тиристором перетворювача. У схему каналу входять генератор опорної напруги ГОН, нульовий орган НО та підсилювач-формувавч ПФ керуючих імпульсів (див. рис.1.9).

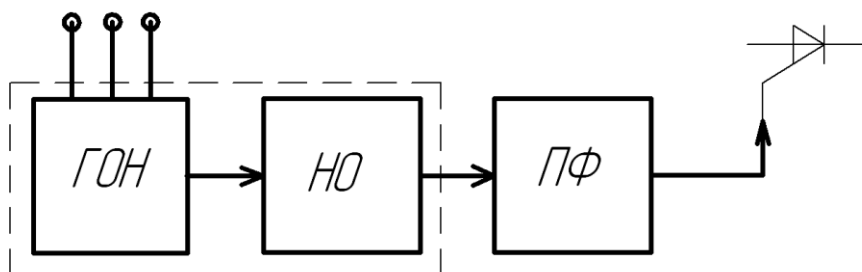


Рисунок. 1.9 – Структурна схема каналу керування тиристором перетворювача при синхронному принципі побудови СК

Генератор опорної напруги ГОН формує змінну напругу синусоїдної, трикутної, пилкоподібної та іншої форм. За допомогою НО опорна напруга генератора рівняється з напругою керування перетворювача. Коли опорна напруга (у процесі його збільшення або зменшення) досягає напруги керування перетворювача – на виході НО виникає імпульс, який після попереднього підсилення та формування подається в керуюче коло тиристорного перетворювача.

Опорна напруга, яка змінюється у часі, створюється за участю напруги мережі змінного струму (однієї або декількох її фаз), у зв'язку із чим сама опорна напруга та формований імпульс синхронізовані в часі з напругою мережі змінного струму. Шляхом зміни величини напруги керування

перетворювача здійснюються зсув в часі вихідного імпульсу та регулювання кута α , а отже і вихідної напруги перетворювача.

Якщо напруга керування використовується як змінний сигнал, наприклад синусоїдної форми низької частоти, то буде здійснюватися модуляція кута α за синусоїдним законом, що й потрібно для формування кривої вихідної напруги безпосередніх перетворювачів частоти.

Генератор опорної напруги разом з нульовим органом представляють пристрій фазового зрушення ФПП, що є найважливішим у синхронній системі керування. Оскільки робота ФПП заснована на порівнянні двох напруг (опорної і керуючої), його принцип дії називається вертикальним.

Синхронні системи керування багатофазними перетворювачами можуть бути виконані по багатоканальному та одноканальному варіантам реалізації.

У багатоканальній системі керування, зображеній на рисунку 1.10, регулювання кута α здійснюється від загальної керуючої напруги при виконанні кожного каналу, як показано на рисунку 1.9.

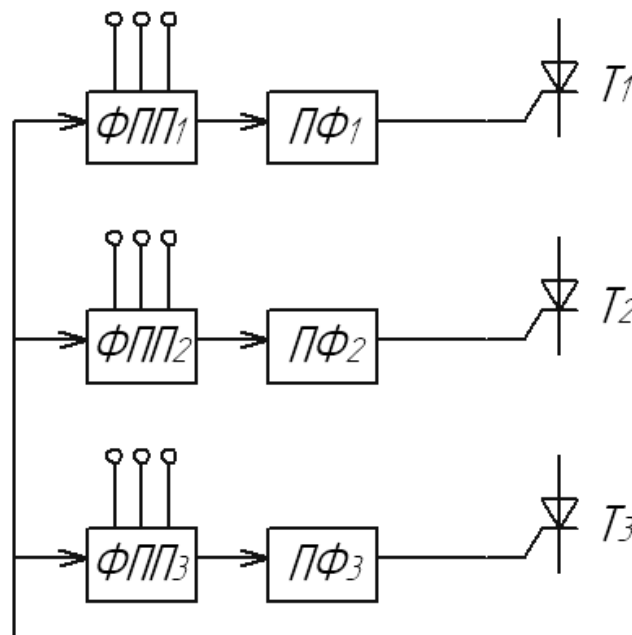


Рисунок 1.10 – Структурна схема багатоканальної системи керування перетворювачем

В такій структурі побудови кількість каналів дорівнює числу тиристорів у схемі перетворювача (так, в СК трифазного мостового керованого випрямляча число каналів дорівнює шести). При відповідній синхронізації пристроїв фазового зсуву від мережі змінного струму, система формує для тиристорів у фазах a , b , c керуючі імпульси, симетричні точкам природного вимикання, що їй потрібно для роботи схеми.

Багатоканальний спосіб керування одержав широке розповсюдження завдяки простоті виконання СК, уніфікації її вузлів, а також застосування для різного типу перетворювачів. Разом з тим, у таких системах впроваджуються підвищені вимоги до ідентичності регулювальних характеристик ФПП пристроїв $\alpha = F(u_{ya})$ окремих каналів у всьому діапазоні зміни керуючої напруги. Розходження регулювальних характеристик призводить до відмінності кутів α по каналах керування тиристорами, асиметрії керуючих імпульсів, що, в свою чергу, створює у керованих випрямлячах додаткові низькочастотні пульсації випрямленої напруги.

В одноканальній системі керування регулюванням фазового зсуву керуючих імпульсів виробляється по одному каналу за допомогою загального ФПП, імпульси якого потім розподіляються по ланцюгах формування імпульсів, які і запускають кожен із тиристорів перетворювача. Завдяки застосуванню загального ФПП одноканальна система здатна забезпечити найвищі вимоги відносно симетрії керуючих імпульсів. Однак, через ускладнення системи керування, особливо для реверсивних перетворювачів, одноканальний спосіб побудови СК менш розповсюджений.

У розглянутих синхронних системах керування, момент одержання керуючого імпульсу (тобто кут керування α) має відлік від деякої точки напруги мережі живлення (наприклад, від моменту його переходу через нуль). Така синхронізація здійснюється за допомогою генератора опорної напруги. Початок відліку кута α або збігається з моментом синхронізації, або зміщується відносно нього на деякий постійний фазовий кут.

В асинхронних системах керування зв'язок у часі керуючих імпульсів з відповідними точками напруги мережі живлення відіграє допоміжну роль, наприклад: служить для обмеження мінімальних та максимальних значень кутів керування α . Самі ж керуючі імпульси генеруються без синхронізації вузлів системи керування напругою мережі змінного струму. ФПП, який принципово необхідний для синхронних систем, тут відсутній.

1.5 Засоби захисту напівпровідникових перетворювачів

Через чутливість кремнієвих вентилів до перевантажень, коротких замикань та перенапруг та для забезпечення надійної роботи перетворювачів, існують наступні основні вимоги до систем захисту:

- максимальна швидкодія з метою обмеження аварійних струмів по тривалості та амплітуді;
- обмеження всіх видів зовнішніх та внутрішніх перенапруг до припустимого рівня;
- безвідмовність у роботі при різних видах ушкоджень;
- відключення ушкодженої ділянки не повинно утворювати додаткових навантажень на вентилі, що залишилися в роботі;
- можливість застосування автоматичного повторного включення (АПВ) перетворювачів після спрацювання захисту за умови ліквідації аварійного процесу.

Крім цих вимог, пов'язаних із властивостями та параметрами кремнієвих вентилів, системи захисту повинні забезпечувати виконання специфічних вимог окремих видів перетворювачів з обліком властивих їм аварійних режимів.

Для захисту напівпровідникових перетворювачів від струмів короткого замикання широко застосовуються швидкодіючі плавкі запобіжники, які є найпростішими захисними апаратами.

До швидкодіючих плавких запобіжників, призначених для захисту напівпровідникових вентилів, застосовуються більш суворі вимоги, а ніж до загальнопромислових плавких запобіжників.

В основному ці вимоги до запобіжників зводяться до наступного:

- повне або часткове узгодження характеристик запобіжника з характеристиками напівпровідникових вентилів;
- висока ймовірність вимикання;
- мінімальні втрати при номінальному струмі;
- відсутність зміни характеристик у часі при тривалому протіканні номінального струму;
- ефективне обмеження струмів;
- мінімальна енергія, що виділяється в напівпровідникових вентилях за час протікання аварійного струму;
- мінімальна напруга дуги, яка виникає при спрацьовуванні запобіжника;
- мінімальні габаритні розміри запобіжників.

Швидкодіючі плавкі запобіжники, як правило, забезпечують захист напівпровідникових вентилів лише від струмів короткого замикання та не захищають від перевантаження.

Для правильного вибору плавкого запобіжника потрібно знати наступні дані:

- величину діючого значення струму, який протікає в запобіжнику при нормальному режимі роботи;
- величину амплітудного значення напруги між затискачами запобіжника після його перегорання;
- величину захисних показників вентиля (теплового еквівалента), α^2 -сік;
- величину припустимого для вентиля амплітудного значення аварійного струму;

- величину припустимої для вентиля перенапруги, що виникає при перегорянні запобіжника;
- величину аварійного струму, який повинен бути відключений запобіжником.

Перевага автоматичних вимикачів полягає у тому, що в них сполучені пристрій захисту та комутаційний апарат, а це дозволяє робити обмежене число включень і вимикань перетворювачів у нормальних режимах роботи. Автоматичні вимикачі забезпечують багаторазовість дії та можливість дистанційного керування. Однак, автоматичні вимикачі за швидкодією програють плавким запобіжникам. Тому автоматичні вимикачі в напівпровідникових перетворювачах можуть бути використані як резервні засоби захисту, які забезпечують відключення перетворювача при відмові основних засобів захисту при перевантаженнях.

Швидкодіючі роз'єднувачі відрізняються від автоматичних вимикачів лише тим, що розмикання контактів роз'єднувача виконується в момент відсутності струму в захисному ланцюзі вентилів.

2 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

На рисунку 2.1 зображено структурну схему перетворювальної системи в якій: МЖ – мережа живлення; ЗН – задавач інтенсивності напруги; ЗІС – задавач інтенсивності струму; РС – регулятор струму; РН – регулятор напруги; СІФК – система імпульсно-фазового керування; ДС – датчик струму; ДН – датчик напруги (швидкості); Н – навантаження (ДПС); ТП – тиристорний перетворювач; Ф – фільтр (реактор).

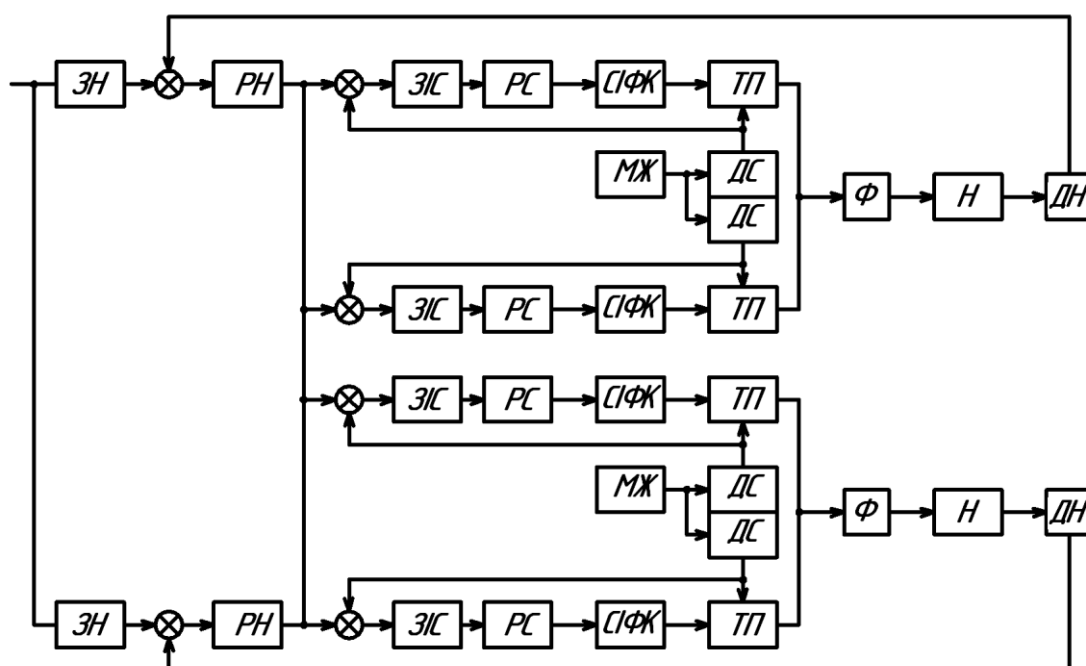


Рисунок 2.1 – Структурна схема перетворювальної системи

Тиристорний перетворювач (ТП) являє собою електричний агрегат, силова частина якого складається в загальному випадку з наступних основних вузлів зображених на рисунку 2.2:

- трансформатора T_r ;
- блоку напівпровідникових елементів V ;
- вихідного фільтра Φ .

					ДП.141.003з.004.ПЗ		
Зм..	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ		
Розробив	Гриб М.В.						
Перевір	Антипчук Б.О.						
Н. Контр.	Антипчук Б.О.						
Затв.	Насінник І.І.						
					Літ.	Арк.	Аркушів
					У	39	125
					ЖАТФК, Гр. Е-3з		

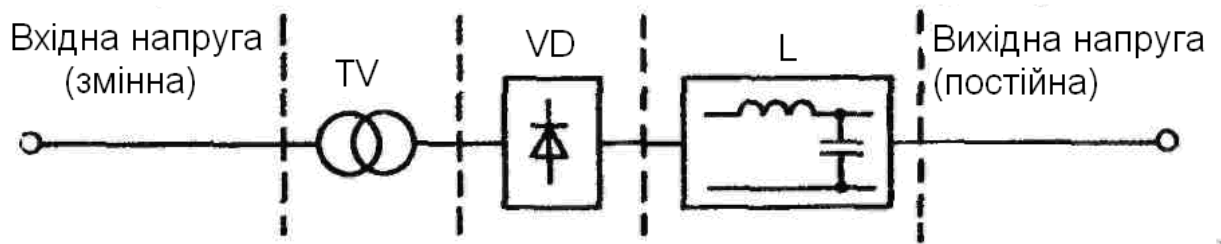


Рисунок 2.2 – Структурна схема випрямляча

Випрямлячі, зазвичай, класифікують:

- за потужністю;
- за напругою;
- за числом фаз первинної обмотки трансформатора;
- за схемою випрямлення;
- за способом регулювання вихідної напруги.

Під схемою випрямлення, як правило, розуміють схему з'єднання напівпровідникових елементів і трансформатора.

Окремо виділяють клас випрямлячів з багатофазною схемою випрямлення (шість, дванадцять і більше фаз вторинної обмотки трансформатора). Однак виготовлення багатофазних трансформаторів пов'язане з конструктивними й технологічними труднощами, тому в більшості випадків багатофазні схеми одержують шляхом послідовного або паралельного включення трифазних випрямлячів, що мають різні схеми з'єднання обмоток трансформаторів. Такі схеми називають багатофазними або комбінованими.

Серед групи багатомостових схем можна виділити багатомостові схеми з одним трансформатором та багатомостові схеми із двома й більше трансформаторами, які мають різні групи з'єднання обмоток.

Основне призначення багатомостових схем – це зменшення пульсацій випрямленої напруги та поліпшення форми струму, який споживається з мережі живлення, а саме: наближення її до синусоїдного вигляду.

На рисунку 2.3 представлена двомостова схема. Ця схема має два двообмоткових трансформатори, один із яких з'єднаний за схемою «зірка/зірка», а другий – за схемою «трикутник/зірка», а також два трифазних мости. В схемі вторинні напруги трансформаторів зміщені за фазою на кут $\pi/6$.

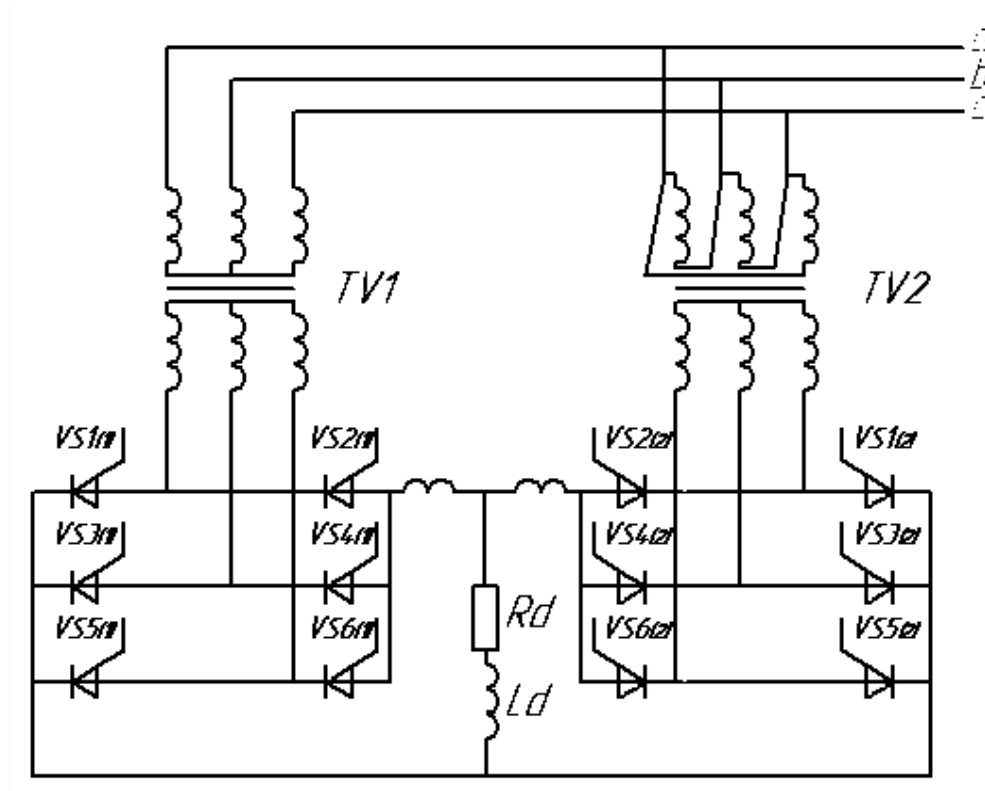


Рисунок 2.3 – Трифазний двомостовий випрямляч із паралельним з'єднанням мостів та двома трансформаторами

Згладжуючий фільтри (L) застосовуються для згладжування пульсацій випрямленого напруги до рівня, потрібного для нормальної роботи споживача. Робота згладжуючого фільтра оцінюється за величиною коефіцієнта згладжування. При виборі згладжуючого фільтра коефіцієнт згладжування є важливим, але не єдиним критерієм. Необхідно також враховувати умови, при яких працює фільтр для того, щоб не спотворювався режим роботи споживача, а також істотно не погіршився режим роботи випрямляча. Щоб не спотворювався режим роботи споживача, необхідно передбачати малий вихідний опір фільтра. У потужних випрямних

установках не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною вхідною ланкою, бо в такому разі погіршується форма струмів у вентилях. У нашому випадку фільтром є згладжуючий реактор.

Система автоматичного регулювання силовим перетворювачем (САР) якірного ланцюга – двоконтурна, з підлеглим регулюванням. Контур регулювання струму здійснює ефективне обмеження струму при розгоні й раптовому гальмуванні. Крім того, система керування забезпечує реверс якірного ланцюга при нульовому струмі. Контур регулювання по напрузі якоря дозволяє з достатньою точністю стабілізувати швидкість.

Регулятор струму (РС) якоря одержує на вхід сигнал $u_{зт}$ із виходу регулятора напруги (РН) та сигнал зворотного зв'язку $u_{дт}$ із виходу датчика струму (ДС). На виході він формує напругу керування u_y в СІФУ ТП, що визначає кут керування тиристорів α . Параметри регулятора вибираються за виразами наведеними нижче:

$$R_2 \cdot C = T_{я}, \quad (2.1)$$

$$R_1 \cdot C = T_i.$$

де:

R_1, R_2 – вхідний та вихідний опір САР, Ом;

C – ємність САР, мкФ;

$T_{я}$ – час гальмування, с.

T_i – час розгону, с.

Сигнал зворотного зв'язку по струму знімається із шунта, встановленого в головному ланцюзі; датчик струму здійснює гальванічний поділ ланцюгів керування від головних ланцюгів та пісдилення по напрузі. Можливо також використання датчика струму на основі трансформаторів струму, встановлених на стороні трансформатора змінного струму ТП та

ключів, які змінюють полярність зворотнього зв'язку при перемиканні випрямних мостів.

На регулятор струму покладають також інші функції: обмеження швидкості наростання струму, поліпшення динаміки контуру струму в зоні переривчастого струму, компенсація впливу ЕРС двигуна на характеристики контуру, керування перемиканням випрямних мостів реверсивного ТП.

В системах підлеглого регулювання вихідний сигнал регулятора напруги (РН) $u_{\text{зт}}$ є сигналом задавання струму для регулятора струму. На регулятор напруги та пов'язані з ним вузли покладають додаткові завдання: обмеження сигналу $u_{\text{зт}}$ до припустимих значень, що може залежати від величини магнітного потоку двигуна, обмеження швидкості зміни струму, формування необхідної твердості механічних характеристик ЕП, прийом сигналів задавання швидкості двигуна $\omega_{\text{дв}}$, забезпечення зміни $\omega_{\text{дв}}$ із певним прискоренням.

В структурній схемі зображеній на рисунку 2.1 є два датчики струму та один датчик напруги (швидкості) на кожен двигун постійного струму. Датчиком струму служать трансформатори струму, які зворотніми зв'язками пов'язані з вузлами порівняння. З цих вузлів порівняння надходить сигнал на задавач інтенсивності (ЗІС) контуру струму, який в подальшому порівнюється із сигналом, який надійшов від датчика швидкості (ДН). У випадку невідповідності порівнюваних величин, отримані дані надходять на регулятор струму, де відбувається регулювання величин за допомогою ПІ-регуляторів.

У такий же спосіб, за допомогою зворотніх зв'язків, відбувається регулювання швидкості за допомогою датчика напруги (тахогенератора), який встановлений на валу кожного електродвигуна.

Задавачі інтенсивності напруги (ЗН) (швидкості) зв'язані між собою та мають тумблери перемикання для забезпечення режиму «master – slave» (ведучий – ведений).

Також в структурній схемі на рисунку 2.1 відображена система імпульсно-фазового керування (СІФК) – одна з найважливіших частин системи керування тиристорами. Вона зв'язана силовою частиною структурної схеми і її системою автоматичного регулювання. Система імпульсно-фазного регулювання в даній перетворювальній системі є одноканальною, синхронною та вертикально регульованою, що є оптимальною варіацією в даному проектуваному механізмі.

Далі розглянемо варіанти реалізації системи керування тиристорного перетворювача. Приклад багатоканальної системи керування для трьох фазокерованих випрямлячів наведений на рисунку 2.4 (а).

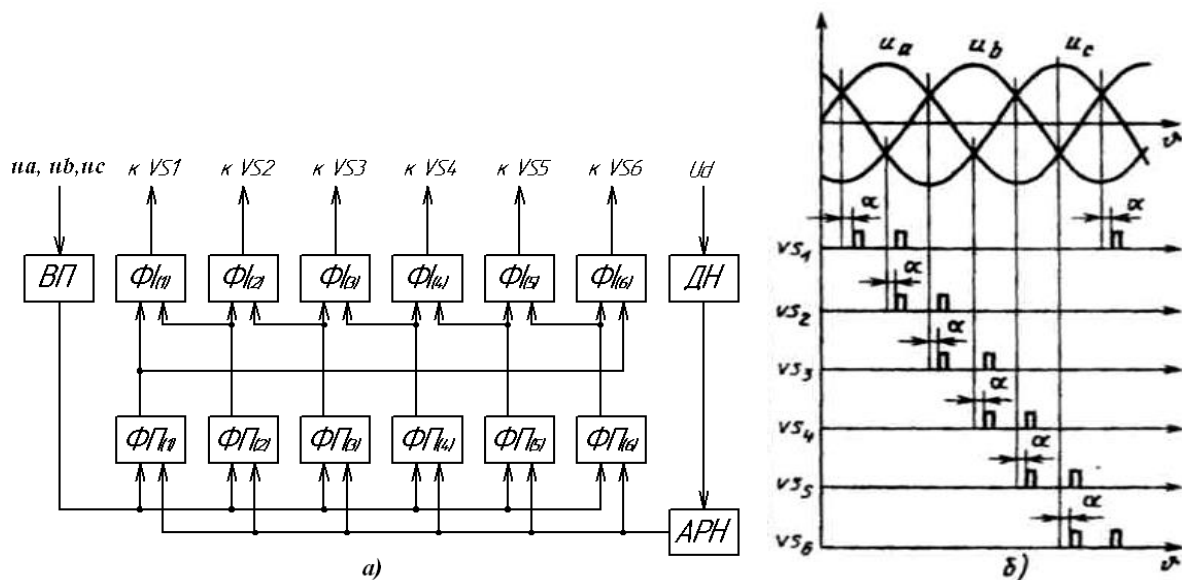


Рисунок 2.4 – Багатоканальна система керування трифазного мостового випрямляча: а) структурна схема, б) діаграми напруги мережі та здвоєних керуючих імпульсів

Вона містить шість каналів керування тиристорами. Кожен канал має фазосувний пристрій ФП та формувач імпульсів ФІ. Синхронізація імпульсів із напругою мережі здійснюється вхідним пристроєм ВП, який одночасно робить розподіл синхронізуючих напруг по каналах. Функції ВП, зокрема, може виконувати трансформатор, який має шість вихідних обмоток, які утворюють шестифазну систему напруг зрушених на кут $\pi/3$. На входи ФП

надходять як синхронізуючі напруги від ВП, так і напруга ΔU_p від АРН, що забезпечує регулювання кута керування α . Для забезпечення пуску й усталеної роботи випрямляча в режимах з переривчастими струмами варто формувати широкі керуючі імпульси (більше, ніж $\pi/3$) або подавати вузькі, але здвоєні імпульси. Із цією метою вводяться додаткові зв'язки між каналами керування. Діаграми проходження керуючих імпульсів і напруги мережі представлені на рисунку 2.4, (б).

Недоліком багатоканальної система керування трифазного мостового випрямляча є складність забезпечення симетрії керуючих імпульсів по каналах.

Структура схема одноканального керування трифазного мостового випрямляча, зображена на рисунку 2.5. Така схема не має недоліку характерного багатоканальній схемі керування. Вона складається з генератора-задавача ЗГ, напруга якого синхронізовано з напругою питомої мережі, перерахунково-розподільного пристрою ПРП та формувачів імпульсів ΦI_1 та ΦI_2 . Частота ЗГ в 6 разів вище частоти мережі живлення; ПРП здійснює перерахування частоти вихідних імпульсів ЗГ на два та розподіляє їх по ΦI_1 і ΦI_2 , один із яких формує імпульси, які надходять одночасно на тиристори анодної групи випрямляча, а інший – на тиристори катодної групи.

Синхронізація роботи ЗГ із мережею та стабілізація випрямленої напруги здійснюються зворотнім зв'язком СУ. Для цього вихідна напруга випрямляча через датчик напруги ДН надходить на автоматичний регулятор напруги АРН. Сигнал ΔU_p з виходу АРН надходить на ЗГ. Характер зворотнього зв'язку вибирається таким, щоб при збільшенні напруги ΔU_p частота ЗГ збільшувалася. При цьому збільшується кут керування α , що приводить до зниження випрямленої напруги. Система автоматичного регулювання подібного типу є астатичною, тобто при діючих на випрямляч збуреннях, наприклад при коливаннях напруги мережі, вихідна напруга буде залишатися практично незмінною. Астатичний характер системи регулювання у даній

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						45
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

структурній схемі обмежений швидкодією системи керування при різких змінах збуджуючих факторів. Слід зазначити, що використання цієї структури СІФК в залежних інверторах пов'язане з рядом труднощів, що призводять до значного її ускладнення. Перевагами ж даного варіанту системи керування є її простота, надійність, висока точність стабілізації вихідної напруги в статичних режимах, високий ступінь симетрії в проходженні керуючих імпульсів.

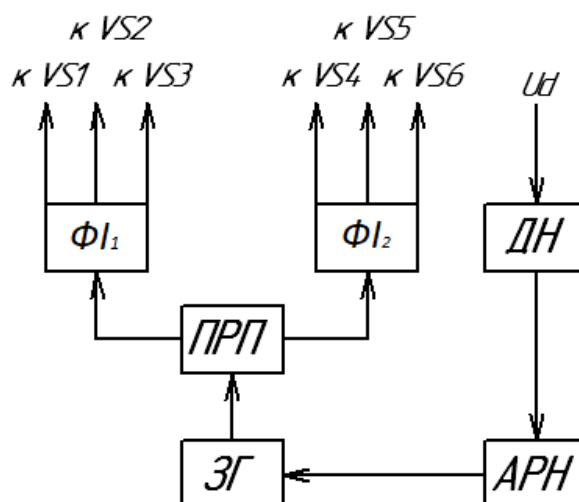


Рисунок 2.5 – Одноканальна схема керування трифазного мостового випрямляча

3 РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА

3.1 Оцінка елементів ідеального перетворювача

За стандартом напруга мережі живлення у відповідності до якості передачі електроенергії може максимально відхилятися від номіналу до $\pm 10\%$. Тому необхідно забезпечити номінальну випрямлену напруга при мінімально можливій напрузі мережі так, щоб при цьому кут регулювання α у випрямлячі був рівним нулю. Тоді з огляду на те, що $U_{\text{ян}} = U_{d0}$, будемо мати:

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0}}{2.34} = \frac{800}{2.34} = 342\text{В}, \quad (3.1)$$

де:

U_{d0} – випрямлена напруга, В.

Взявши до уваги, що обмотки трансформатора будуть з'єднані за схемою «зірка-зірка», то коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора можна визначити за формулою:

$$K_T = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0.9 \cdot 6000}{342} = 15.8, \quad (3.2)$$

де:

K_T – коефіцієнт трансформації вхідного трансформатора;

$U_{1\min}$ та $U_{2\min}$ – мінімальне значення напруги на первинній та вторинній обмотці трансформатора, В;

					ДП.141.003з.004.ПЗ		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	РОЗРАХУНОК СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА		
Розробив	Гриб М.В.						
Перевір	Антипчук Б.О.						
Н. Контр.	Антипчук Б.О.						
Затв.	Насінник І.І.						
					Літ.	Арк.	Аркушів
					У	47	125
					ЖАТФК, Гр. Е-3з		

Далі визначимо середнє значення випрямленого струму:

$$I_{dH} = \frac{P_{я.н.}}{U_{я.н.}} = \frac{3800000}{800} = 4750 A, \quad (3.3)$$

де:

$P_{я.н.}$ – номінальна потужність двигуна, Вт;

$U_{я.н.}$ – номінальна напруга двигуна, В.

I_{dH} – середнє значення випрямленого струму, А.

Середнє значення анодного струму вентиля знаходимо за формулою:

$$I_A = \frac{I_{dH}}{3} = \frac{4750}{3} = 1583 A. \quad (3.4)$$

де:

I_A – середнє значення анодного струму вентиля, А.

Діюче значення анодного струму вентиля $I_{A.д.}$ визначимо за формулою:

$$I_{A.д.} = \frac{I_{dH}}{\sqrt{3}} = \frac{4750}{\sqrt{3}} = 2742 A. \quad (3.5)$$

Вибираємо тиристор за середнім значенням анодного струму з урахуванням коефіцієнта запасу, який становить 40 %. Отже, приймаємо до встановлення три тиристорних паралельних мости з тиристорами типу SP700C16L [16].

Діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора I_{2H} знаходимо за формулою:

$$I_{2H} = I_{dH} \sqrt{\frac{2}{3}} = 4750 \sqrt{\frac{2}{3}} = 3878 A. \quad (3.6)$$

Діюче значення струму первинної обмотки трансформатора I_{1H} визначимо за допомогою формули:

$$I_{1H} = \frac{I_{2H}}{K_T} = \frac{3878}{15.8} = 245.4 \text{ A.} \quad (3.7)$$

Загальну повну потужність трансформатора S_T визначають із врахуванням того, що напруга мережі може бути більше за номінальне значення. Визначимо цю потужність трансформатору за допомогою формули:

$$S_T = S_2 = S_1 = 3 \cdot U_{1\max} \cdot I_{1H} = 3 \cdot 6000 \cdot 245.4 = 4.4 \text{ MB} \cdot \text{A}, \quad (3.8)$$

де:

$U_{1\max}$ – максимальне значення напруги на первинній обмотці трансформатора, В;

I_{1H} – струм первинної обмотки трансформатора, А.

Отже, враховуючи вище зазначені розрахунки приймаємо до встановлення трифазний трансформатор типу ТРСЗП – 6300/800-Р-У з наступними параметрами:

- $U_{K3} = 7,5\%, \Delta P_{K3} = 46,5 \text{ кВт} ;$
- $\Delta P_{XX} = 6,7 \text{ кВт} ;$
- $\Delta I_{XX} = 6,7 \text{ кВт} , [16].$

Якщо за коефіцієнтом трансформації K_T готовий промисловий трансформатор не підходить, то буде потрібно виконати проектування та виготовлення свого трансформатора, який буде мати приблизно ті ж значення параметрів, які нас цікавлять.

Далі визначимо потрібні нам параметри елементів Т-подібної схеми заміщення трансформатора.

Модуль повного опору короткого замикання трансформатора визначимо за допомогою формули:

$$Z_{1K} = \frac{U_{K3}}{I_{1H}} = \frac{0.075 \cdot 6000}{245.4} = 1.834 \text{ Ом}, \quad (3.9)$$

де:

Z_{1K} – модуль повного опору короткого замикання трансформатора, Ом;

U_{K3} – напруга короткого замикання трансформатора, В.

Активний опір обмоток трансформатора знаходимо за формулою:

$$R_{TP} = R_1' + R_2' = \frac{\Delta P_{K3}}{3 \cdot I_{2H}^2} = \frac{46500}{3 \cdot 3878^2} = 0.00103 \text{ Ом}. \quad (3.10)$$

Реактивний опір розсіювання обмоток трансформатора X_{1K} , наведений до первинної сторони знаходимо за формулою:

$$X_{1K} = Z_{1K} - R_{TP} = 1,834 - 0,00103 \approx 1,834 \text{ Ом}. \quad (3.11)$$

Тоді той же опір, наведений у вторинних обмоток трансформатора, який називається вже анодним опором X_A та анодна індуктивність L_A , будуть дорівнювати:

$$X_A = \frac{X_{1K}}{K_T^2} = \frac{1,834}{15.8^2} = 0,0074 \text{ Ом}; \quad (3.12)$$

$$L_A = \frac{X_A}{\omega} = \frac{0,0074}{314} = 0,24 \text{ мкГн}. \quad (3.13)$$

Залишилося оцінити параметри реального згладжуючого реактора, що, L_d , розрахунок якого виконується для найгіршого за якістю випрямленого струму з максимально можливим кутом регулювання $\alpha_{\max}$. Цей кут регулювання з'явиться при роботі випрямляча з максимальною напругою в мережі та буде визначатися з регулювальної характеристики випрямляча:

$$U_{dH} = U_{d0\max} \cdot \cos \alpha_{\max} = 2.34 \cdot U_{2\max} \cdot \cos \alpha_{\max}, \quad (3.14)$$

де:

$\alpha_{\max}$ – максимально можливий кут керування.

Тоді із виразу 3.14 матимемо, що:

$$\cos \alpha_{\max} = \frac{U_{dH}}{2.34 \cdot U_{2\min} \cdot 1.2} = \frac{800}{2.34 \cdot 342 \cdot 1.2} = 0.833, \quad (3.15)$$

$$\alpha_{\max} = 33.5^\circ.$$

Коефіцієнт пульсацій випрямленого струму має бути не гірше ніж 0,07,

тобто $K_{п.г.} = \frac{I_{d(6)}}{I_{dH}} \leq 0,07$, звідки $I_{d(6)} = 0.07 \cdot 4750 = 332.5A$, де $I_{d(6)}$ –

амплітуда першої гармоніки пульсацій випрямленого струму, яка є в шестиімпульсному випрямлячі шостою гармонікою у відповідності до частоти напруги мережі живлення. Ця гармоніка $U_{d\alpha(6)}$ в струмі визначається через відповідну гармоніку у випрямленій напрузі, яка при максимальній напрузі мережі живлення 6300 В та у відповідності до виразу 3.14 буде дорівнювати:

$$U_{d\alpha(6)} = 0.18 \cdot (6300 \cdot 2.34) = 2654V.$$

Звідси необхідна сумарна індуктивність контуру випрямленого струму знаходиться за формулою:

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{d\alpha(6)}}{6 \cdot \omega \cdot I_{d(6)}} = \frac{2654}{6 \cdot 314 \cdot 332.5} = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}, \quad (3.16)$$

$$U_{d\alpha(6)} = 0.18 \cdot (6300 \cdot 2.34) = 2654 \text{ В.},$$

Визначаємо індуктивність згладжуючого реактора за формулою:

$$L_{d\Sigma} = \frac{U_{d\alpha(6)}}{6 \cdot \omega \cdot I_{d(6)}} = \frac{2654}{6 \cdot 314 \cdot 332.5} = 3.5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}, \quad (3.17)$$

Підбираємо необхідний згладжуючий реактор на струм не менш ніж 4750А [16]. Це реактор типу СРОС-5000. В нього активний опір обмотки буде дорівнювати $R_\phi = 0,012$ Ом при індуктивності $3,5 \cdot 10^{-3}$ Гн.

3.2 Розрахунок перетворювача з урахуванням дійсних параметрів елементів схеми

Наявність реальних елементів призводить до появи при навантаженні випрямляча втрат напруги всередині випрямляча ΔU , що, в свою чергу, потребує завищення напруги холостого ходу випрямляча та у відповідності до узагальненого рівняння зовнішньої характеристики перетворювача дорівнює (при мінімальній напрузі мережі):

$$U_{d0\min} = \frac{U_{dn} + I_{dn} \cdot \left[\frac{X_a \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot (R'_1 + R'_2) + qR_{dn} + R_\phi \right] + q\Delta U_0}{\cos \alpha_{\min}}. \quad (3.18)$$

Отже, будемо мати, що:

$$U_{d0\min} = \frac{8000 + 4750 \cdot \left[\frac{0,7 \cdot 10^3 \cdot 3}{\pi} + 2 \cdot (0,001 + 2 \cdot 0,35 \cdot 10^3) + 0,012 \right] + 2 \cdot 1,6}{\cos 0^0} = 907 \text{ В.}$$

Напруга затухання в середині випрямляча ΔU буде дорівнювати:

$$\Delta U = U_{d0\min} - U_{dn} = 907 - 800 = 107 \text{ В.} \quad (3.19)$$

Тоді відповідне йому діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора при мінімальній напрузі мережі живлення знаходимо за формулою:

$$U_{2\min} = \frac{U_{d0\min}}{2.34} = \frac{907}{2.34} = 387 \text{ В.} \quad (3.20)$$

Коефіцієнт трансформації в свою чергу буде становити:

$$K_T = \frac{U_{1\min}}{U_{2\min}} = \frac{0.9 \cdot 6000}{387} = 14. \quad (3.21)$$

Повна потужність трансформатора залишиться такою самою, якщо не враховувати впливи комутації на неї. Для оцінки цього впливу знайдемо спочатку кут комутації γ для випадку максимального значення напруги в мережі живлення за формулою:

$$\gamma = \arccos \left[\cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \frac{\pi}{m^2}} \right] - \alpha. \quad (3.22)$$

Отже будемо мати:

$$\gamma = \arccos \left[\cos 33.5 - \frac{4750 \cdot 0.0074}{\sqrt{2} \cdot 800 \cdot \sin \frac{\pi}{6^2}} \right] - 33.5 = 6^\circ.$$

Повна потужність трансформатора з врахуванням виправлень по комутації майже не змінюється, а тому цей фактор можемо не враховувати.

Тепер можна визначити параметри вентилів за зворотною напругою, яка може сягати, при максимальній напрузі мережі живлення, наступного значення:

$$U_{b \max} = 1.2 \cdot U_{d0 \min} = 1.2 \cdot 1.05 \cdot 907 = 1143V \quad (3.23)$$

Із врахуванням можливих імпульсних перенапруг в середині перетворювача і в мережі живлення вибираємо вентиль із коефіцієнтом запасу по напрузі 1,5...2 В, тобто в підсумку – це буде вентиль SP700C16L.

Зменшення значення K_T приведе до коректування максимального значення кута регулювання $\alpha'_{\max}$, який буде визначатись за виразом:

$$\cos \alpha'_{\max} = \frac{U_{dn}}{2.34 \cdot U_{2 \min} \cdot 1.2} = \frac{800}{2.34 \cdot 387 \cdot 1.2} = 0.73; \quad (3.24)$$

$$\alpha'_{\max} = 43^\circ.$$

Шоста гармоніка випрямленої напруги тепер буде визначитись з врахуванням розрахованого кута комутації γ та дорівнюватиме:

$$U_{d\alpha(6)} = 0.24 \cdot 14740 = 3500V. \quad (3.25)$$

Пропорційно на 40 % збільшиться й індуктивність згладжуючого реактора L_d . Тому до монтажу приймаємо реактор типу СРОС 5000 – 5×10^{-3} мГн.

Залишилося перевірити обмеження задавання на вхідний коефіцієнт потужності. Для цього необхідно знати активну потужність на виході перетворювача із врахуванням її втрат в середині перетворювача. Втрати потужності в трансформаторі можна знайти за формулою:

$$\Delta P_{TP} = \Delta P_{XX} + \Delta P_{K3} \cdot \left(\frac{I_d}{I_{dn}} \right)^2 = \quad (3.26)$$

$$= 6700 + 46500 \cdot \left(\frac{5100}{4750} \right)^2 = 60 \text{ кВт}.$$

Втрати активної потужності у вентилях:

$$\Delta P_B = 6 \cdot (I_A \Delta U_0 + I_{A,Д.}^2 \cdot R_{Д.Н.}) \quad (3.27)$$

$$= 6 \cdot (1583 \cdot 1,6 + 2742^2 \cdot 0,00035) = 31 \text{ кВт}.$$

Втрати активної потужності в згладжуючому реакторі:

$$\Delta P_\phi = I_d^2 \cdot R_\phi = 5000^2 \cdot 0,012 = 300 \text{ кВт}. \quad (3.28)$$

Загальні втрати потужності всередині випрямляча:

$$\Delta P = \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{в}} + \Delta P_{\text{ф}} = 60 + 31 + 300 = 391 \text{ кВт.} \quad (3.29)$$

Тоді вхідний коефіцієнт потужності перетворювача при номінальному значенні напруги мережі живлення буде дорівнювати:

$$\lambda_H = \frac{P_1}{S_1} = \frac{P_d + \Delta P}{3 \cdot U_{1H} \cdot I_{1H}} = \frac{3800000 + 391000}{3 \cdot 6000 \cdot 245,4} = 0,95, \quad (3.30)$$

а при максимальній напрузі мережі:

$$\lambda_H = \frac{P_1}{S_{1\text{max}}} = \frac{P_d + \Delta P}{3 \cdot U_{1\text{max}} \cdot I_{1H}} = \frac{3800000 + 391000}{3 \cdot 6300 \cdot 245,4} = 0,91. \quad (3.31)$$

ККД перетворювача при номінальній напрузі мережі знайдемо за формулою:

$$\eta = \frac{P_d}{P_1} = \frac{P_d}{P_d + \Delta P} = \frac{3800000}{3800000 + 391000} = 96,1\%. \quad (3.32)$$

Таким чином, спроектований перетворювач задовольняє всім вимогам поставленого завдання даного дипломного проекту.

3.3 Вибір захисту силової частини

На напівпровідникові вентиля впливають наступні перенапруги:

- перенапруги, обумовлені фізичними процесами в напівпровідникових тиристорах у моменти комутації струму за рахунок ефекту нагромадження носіїв;

- комутаційні перенапруги, що виникають у моменти відключення ланцюгів з індуктивністю;
- перенапруги, обумовлені резонансними явищами в перетворювачах;
- зовнішні перенапруги, що надходять із мережі при переривчастих коротких замиканнях на землю, при розрядах блискавки і т.д.

Перенапруги можуть привести до електричного пробоя вентилів, як правило, це призводить до виникнення коротких замикань.

Для обмеження періодичних комутаційних перенапруг застосовуються захисні RC-ланцюги, які підключаються паралельно тиристорі.

Опір і ємність такого RC-ланцюга визначимо за формулами:

$$R = \frac{10 \cdot U_{OB.MAX}}{I_{MAX}} = \frac{10 \cdot 1800}{1570} = 11.5 \text{ Ом}; \quad (3.33)$$

$$C = \frac{10 \cdot (I_A / 2)}{U_{ЗВ}} = \frac{10 \cdot 1583 / 2}{1800} = 4.4 \text{ мкФ}. \quad (3.34)$$

Вибираємо дрововий резистор (ПЕВ 12 Ом; Р = 25 Вт), і ємність МБГП (С = 4,7 мкФ; U = 400 В) [6].

Для захисту від зовнішніх перенапруг (наприклад, при вмиканні-вимиканні трансформатора) застосовуються RC-ланцюг, який підключається на випрямлену за допомогою діодного моста напругу. Параметри елементів ланцюга визначаються із врахуванням найнебезпечнішого режиму – відключення трансформатора на холостому ході.

Діоди випрямляча вибираються з умови:

$$U_{ЗВ.MAX} > 2 \cdot U_{2Л} = 1600 \text{ (В)}; \quad (3.35)$$

$$I_{np} > 10 \text{ (A)}.$$

Вибираємо діод 10ETS08S ($U_{зв}=1600 \text{ В}$, $I_{ном}=10 \text{ А}$, $I_{уд.а}=200 \text{ А}$) [16].

Величина ємності буде рівна:

$$C = \frac{1}{2} \frac{I_{02}}{\omega \cdot U_{2Л} / \sqrt{3}(k^2 - 1)}. \quad (3.36)$$

Отже матимемо:

$$C = \frac{1}{2} \frac{193.9}{314 \cdot 800 / \sqrt{3}(1.5^2 - 1)} = 535 \text{ мкФ}.$$

Визначимо відсоток струму, що намагнічує:

$$I_{02} = 0.05 \cdot I_{2H} = 5100 \cdot 1,1 = 193.9 \text{ (A)}. \quad (3.37)$$

де:

I_{02} – відсоток струму, що намагнічує, від номінального струму вторинної обмотки згідно з потужністю трансформатора:

Робочу напругу ємності визначимо за формулою:

$$U_P = \frac{U_{2Л}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{k_U} = \frac{800}{1,732 \cdot 2.34} = 197.39 \text{ В}. \quad (3.38)$$

Встановлюємо чотири паралельно з'єднані ємності типу МБГВ із параметрами ($C=160 \text{ мкФ}$; $U=500 \text{ В}$)[6].

Номінальну фазну напругу вторинної обмотки трансформатора можна визначити за формулою:

$$U_{2\phi} = \frac{U_{2Л}}{\sqrt{3}} = \frac{800}{\sqrt{3}} = 461.88В. \quad (3.39)$$

Резистор R_1 повинен обмежувати струм через вентилі діодного моста при включенні так, щоб він не перевищував припустимий для діода ударний струм I_{AB} , для чого повинно витримуватися співвідношення:

$$R_1 = \frac{a \cdot U_{2\phi}}{I_{AV1}} = \frac{\sqrt{6} \cdot 461.88}{50} = 22,6Ом, \quad (3.40)$$

де:

$U_{2\phi}$ – номінальна фазна напруга вторинної обмотки трансформатора.

Вибираємо дротовий резистор ($R=2,5$ кОм; $P=1$ Вт).

Величина опору R_2 визначається після вибору R_1 та діодів, виходячи із середнього струму діода I_A за формулою:

$$R_2 = \frac{a \cdot U_{2\phi}}{3 \cdot I_A} = \frac{\sqrt{6} \cdot 461.88}{3 \cdot 25} = 15Ом. \quad (3.41)$$

Визначимо потужність опорів по наступних формулах:

$$\begin{aligned} P_{R1} &= 3 \cdot (U_{2Л} \cdot 2\pi \cdot f_C \cdot C)^2 \cdot R_1 \cdot 10^{-2} = \\ &= 3 \cdot (800 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 535 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 22.6 \cdot 10^{-2} = 1225Вт. \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$\begin{aligned} P_{R2} &= 3 \cdot (U_{2Л} \cdot 2\pi \cdot f_C \cdot C)^2 \cdot R_2 \cdot 10^{-2} = \\ &= 3 \cdot (800 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 535 \cdot 10^{-6})^2 \cdot 15 \cdot 10^{-2} = 8128Вт. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Запобіжники, які встановлено послідовно кожному тиристорі, вибираються з умов, щоб номінальний струм запобіжника був більше:

$$I_{зп} \geq 1.25 \cdot I_{VS} = 1.25 \cdot 910 = 1137.5 \text{ A.} \quad (3.44)$$

Вибираємо запобіжники типу ПНБ-2-41[16]. Номінальна напруга його становить: 1000 В, а номінальний струм: 1250 А.

Для захисту перетворювача у випадку коротких замикань застосовуємо швидкодіючий автоматичний вимикач типу ВАБ-49-5500/10-КУХЛ4[16].

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						60
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

4 ОПИС ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

4.1 Опис принципової схеми системи керування

Система імпульсно-фазового керування з розділеним принципом керування тиристорними групами VS1... VS6 та VS7... VS12 має трьохканальну синхронну систему керування (СК), принципова схема якої наведена на рисунку 4.1. Часові діаграми роботи СК представлені на рисунку 4.2.

В основі роботи СК лежить вертикальний принцип формування кута керування (регулювання) α тиристорами перетворювача, формування імпульсу керування та наступне його підсилення. У зв'язку із цим система керування може називатися також системою імпульсно-фазового керування (СІФК).

Система керування складається із трьох формувачів імпульсів СІФК А – СІФК С, тактового генератора, схеми затримки включення системи й підсилювачів імпульсів ПІа, ПІх, ПІв, ПІу, ПІс, ПІz. Кожен формувач імпульсів містить у собі: фільтри, граничні елементи, формувач синхронізуючих імпульсів, генератор послідовного двійкового коду, схему порівняння, RS-тригер, формувач тривалості імпульсів, комутатор імпульсів включення тиристорів, підсилювачі імпульсів, вхідні пристрої перетворювача, які подають імпульси на тиристори груп "вперед" (В) та "назад" (Н); джерело синхронізуючої напруги.

Схеми СІФК А – СІФК С ідентичні. Роботу зазначених схем необхідно розглядати спільно. У них використані такі елементи: тактовий генератор – мікросхема DD1, C4, R7; схеми затримки включення системи – R3, C3, R6;

					ДП.141.003з.004.ПЗ		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	ОПИС ТА РОЗРАХУНОК ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ		
Розробив	Гриб М.В.						
Перевір	Антипчук Б.О.						
Н. Контр.	Антипчук Б.О.						
Затв.	Насінник І.І.						
					Літ.	Арк.	Аркушів
					У	61	
					ЖАТФК, Гр. Е-3з		

фільтр позитивного напівперіоду – R1, C1; фільтр негативного напівперіоду – R2, C2; граничні елементи – R4, R5, VD1, VD2, DD2.1, DD2.2; формувач синхронізуючих імпульсів – DD2.1, DD2.2, DD3.1; генератор послідовного двійкового коду – DD3.2, DD5.1, DD5.2; схему порівняння – мікросхеми DD4, DD7, DD8, DD9, елементи DD3.3, DD3.4, DD6.1, DD6.2; RS-тригер – DD6.3, DD6.4; формувач тривалості імпульсів – DD10.1, DD10.2, R8, C5; комутатор імпульсів включення тиристорів – DD2.3, DD2.4. Підсилювачі імпульсів виконані на елементах мікросхем – DD11, DD12, DD13, DA1, навантаженням яких є потужні транзистори вихідного пристрою перетворювача, навантажені на імпульсні трансформатори керування тиристорами або безпосередньо імпульсні трансформатори керування.

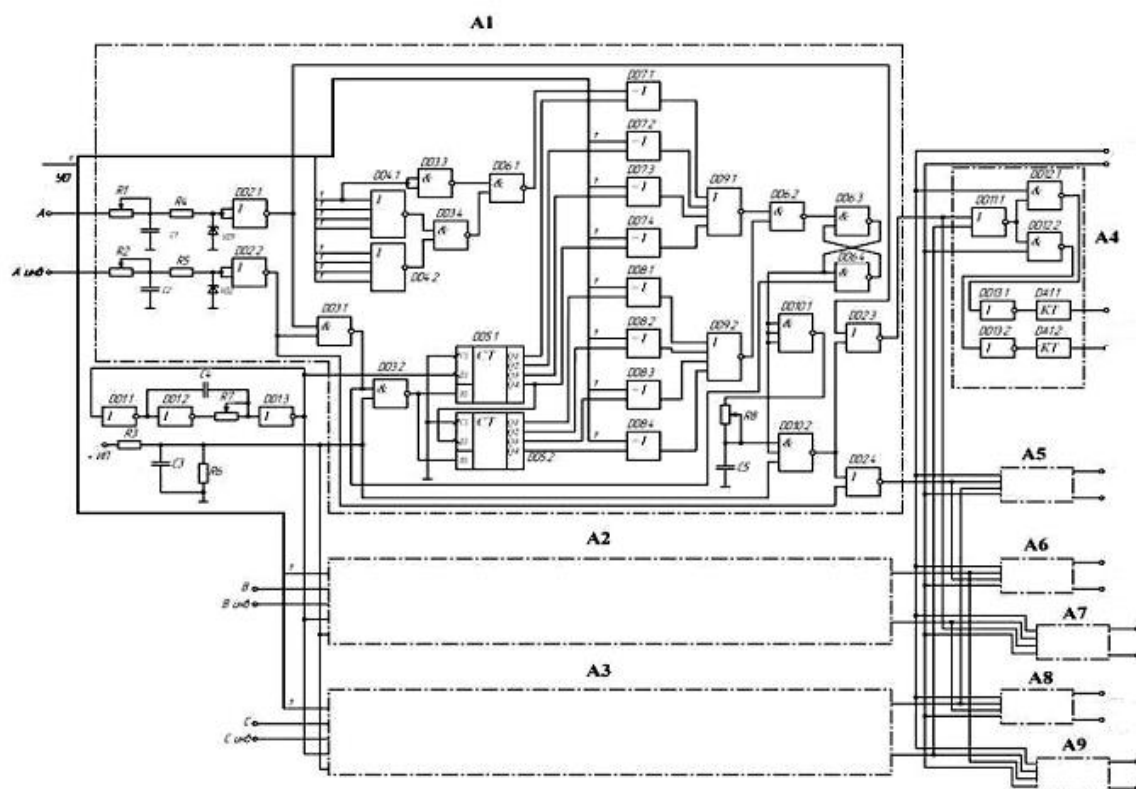


Рисунок 4.1 – Принципова схема СІФК

Схема працює в такий спосіб. Синхронізуюча фазна напруга $U_{\text{синх}} = 60$ В, яка надходить від джерела, зміщується за фазою фільтрами на 30° . Далі через резистори R4 й R5 типу МЛТ-0,125 10кОм, синхронізуючі напруги

надходять на елементи DD2.1, DD2.2, які виконують роль граничних елементів і разом з DD3.1 – формувача синхронізуючих імпульсів, тривалість яких визначає зону регулювання імпульсів для фази "а" та "х" і становить, орієнтовно 176° , що виключає одночасну видачу керуючих імпульсів у двох протифазних вентилях випрямного моста. Так як, схема виконана на мікросхемах серії К561 з напругою живлення 15В, виберемо DD2 – К561ЛЕ5, DD3 – К561ЛА7 . Для обмеження амплітуди напруги на входах елементів DD2.1 й DD2.2 встановлені стабілітрони VD1, VD2, типу КС215Ж на напругу стабілізації 15 В. При сигналі "0" на входах DD2.1 й DD2.2 у момент переходу синусоїдної напруги через нуль, на виході формувача синхронізуючих імпульсів (вихід DD3.1) формується синхроімпульс (сигнал 0), який інвертується елементом DD3.2 і подається на входи R – лічильників DD5.1, DD5.2. Цим здійснюється онулення генератора послідовного двійкового коду.

У момент зникнення синхроімпульсу лічильники починають генерувати послідовно-наростаючий двійковий код. У якості лічильники виберемо мікросхему К561ІЕ10.

В момент збігу коду на виходах лічильників з кодом установленим на шині даних (D0 – D7) – на виході схеми порівняння (вихід DD6.2) формується імпульс логічного "0". При цьому перемикається тригер DD6.3, DD6.4 і на його виході з'являється сигнал "1", що викликає появу на виході формувача тривалості керуючого імпульсу (вихід DD10.2) сигнал, тривалість якого визначається ланцюгом R8 – C5 та складає не більше 10° .

Група елементів: мікросхема DD4 – К561ЛЕ6 [11], DD3.3, DD3.4, DD6.1 – К561ЛА7 [11] – формує сигнал "1" на шині D0 у випадку, коли всі вхідні сигнали шини встановлені в "0". Це зроблено для запобігання зриву синхронізації при максимальній вихідній напрузі перетворювача, тому що максимальному значенню задаваючої напруги відповідає число – 0, а мініимальному – 256.

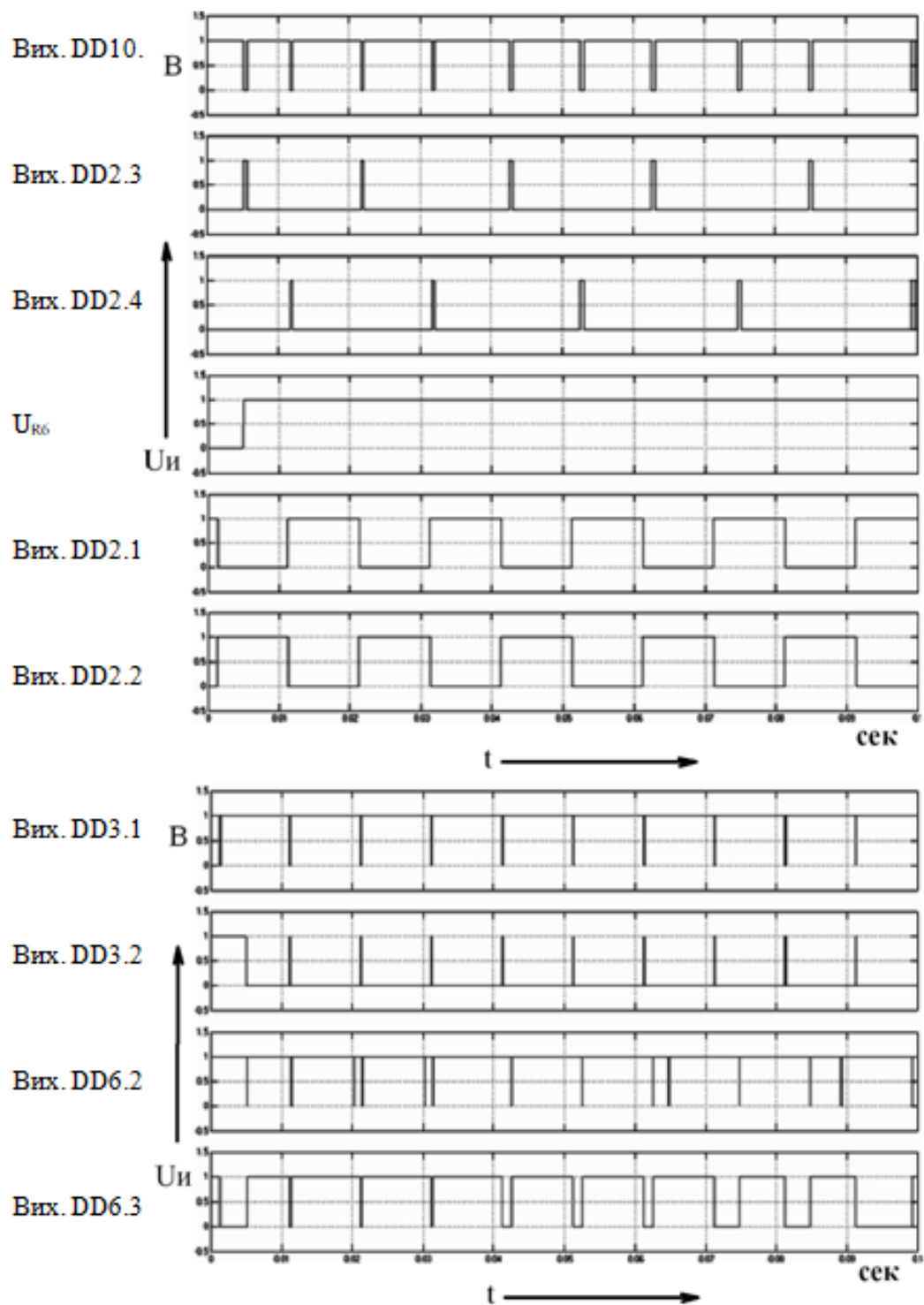


Рисунок 4.1 – Часові діаграми роботи системи керування

Мікросхеми схеми порівняння: DD7, DD8 – К561ЛП2, DD9 – К561ЛЕ6.

Формувач тривалості керуючого імпульсу виконаний на мікросхемі К561ЛА9. Імпульс керування надходить на комутатор (DD2.3, DD2.4), що, відповідно до сигналів граничних елементів, направляє його на вхід одного із підсилювачів Π_{ia} або Π_{ib} . На вхід ПІ надходить імпульс із іншого СІФК, зсув

щодо першого відбувається на 60° . Так само сюди ж надходить і сигнал від логічного пристрою, який задає напрямок обертання двигуна.

Вхідні сигнали СІФК підсумовуються елементом DD11.1 – K561ЛЕ5 [11] та розподіляються відповідно до сигналу від логічного пристрою елементами DD12.1 й DD12.2 – K561ЛА7 на тиристори групи "Вперед" або "Назад". Вихідний сигнал інвертується й приводиться до рівня спрацьовування транзисторних ключів DA1.1 та DA1.2 – K1109КТ2 [3] логічними елементами DD13.1 й DD13.2 – K561ЛН2 [11].

Транзисторні ключі K1109КТ2 дозволяють комутирувати напругу до 50В при струмі навантаження до 0,35А, що є достатнім для керування потужним транзистором вихідного пристрою.

Тригер DD6.3, DD6.4 зберігає свій стан доти, поки з формувача синхронізуючих імпульсів на його інший вхід не надійде наступний синхроімпульс.

В системі керування застосований загальний тактовий генератор частота якого не повинна перевищувати 12800 Гц – це необхідно для забезпечення потрібного діапазону регулювання напруги перетворювача. При налаштуванні тактового генератора резистором R7 встановлюється необхідна частота.

Елементи схеми затримки включення системи – R3, C3, R6, вибираються виходячи з наступних умов: резистор R6 типу МЛТ-0,125 820 кОм, тому що він повинен забезпечувати розрядку конденсатора C3 після вимикання живлення системи керування; конденсатор C3 – типу К73-111 мкФ, 63В; значення резистора R3 повинне забезпечувати постійну часу не менше 0,01с для завершення всіх перехідних процесів у схемах СІФК.

Графіки моделювання пульсацій СІФК зображені в додатку Г.

Для з'єднання СІФК із системою автоматичного регулювання застосовуємо аналого-цифровий перетворювач МСР 3001.

4.2 Розрахунок аналогових елементів системи керування

4.2.1 Розрахунок елементів схеми затримки включення системи

Розрахуємо параметри конденсатор С3, при цьому задамо величину опору R3, вона буде становити 100 кОм:

$$C3 = - \left(\frac{t_{\text{затримки}}}{R3 \cdot \ln \left(\frac{U_m - U_{\text{зр.}}}{U_m} \right)} \right) \quad (4.1)$$

де:

$t_{\text{затримки}}$ - час затримки (становить 0,07 с);

U_m - номінальна напруга (становить 15 В);

$U_{\text{гр.}}$ - граничне значення напруги затримки (становить 7.5 В).

Отже, будемо мати, що:

$$C3 = - \left(\frac{0,07}{100 \cdot 10^3 \cdot \ln \left(\frac{15 - 7,5}{15} \right)} \right) = 1 \cdot 10^{-3} \Phi = 1 \text{ мк}\Phi .$$

Приймаємо до встановлення в схему резистор R3 – МЛТ-0,25 на 100 кОм, конденсатор С3 – К73 на 11,1мкФ та 63 В [6].

Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

ДП.141.003з.004.ПЗ

Аркуш

66

4.2.2 Розрахунок елементів схеми фільтрів позитивного й негативного напівперіоду

Розрахуємо ємність конденсатора $C1$ і $C2$, для розрахунку приймаємо значення опору $R1$ й $R2$ рівним 1 кОм :

$$C1 = \frac{1}{\omega \cdot R1 \cdot \tan(30\text{deg})}, \quad (4.2)$$

де:

ω – кутова частота (вона рівна значенню 314 рад/с).

Отже підставивши відомі дані будемо мати, що:

$$C1 = \frac{1}{314 \cdot 1000 \cdot \tan(30\text{deg})} = 5,5\text{ мкФ}.$$

Приймаємо до установки опір $R1$ та $R2$ типу МЛТ-0,25 на 1 кОм , конденсатори $C1$ та $C2$ типу К50-12 на $5,6\text{ мкФ}$, 100 В , користуючись літературою [6].

4.2.3 Розрахунок елементів формувача тривалості керуючого імпульсу

Оскільки ланцюг $R8-C5$ задає час (тривалість) імпульсу, що використовується для вимкнення тиристора, то тривалість імпульсу вимикання примаємо $t_{\text{вмк}} = 20\text{ мкс}$.

Знаючи тривалість імпульсу та задавшись значенням ємності конденсатора $C5 = 10\text{ нФ}$, визначимо опір резистора $R8$ за формулою:

$$R8 = \frac{t_{\text{вих}}}{C5} = \frac{0,2 \cdot 10^{-6}\text{ с}}{10 \cdot 10^{-9}\text{ Ф}} = 20 \cdot 10^3\text{ Ом} = 20\text{ кОм}. \quad (4.3)$$

Для монтажу вибираємо: R8 – СП2-2а, с діапазоном регулювання опору від 47 до 100000 Ом на 0,125 Вт; C5 – КМ6 номіналом 10 нФ та напругою 25 В; DD10 – К561ЛА9 [6].

4.2.4 Розрахунок задаючого генератора

Реалізуємо задаючий генератор на логічних елементах НІ. Принципова схема генератора та часові діаграми його роботи зображені на рисунку 4.3.

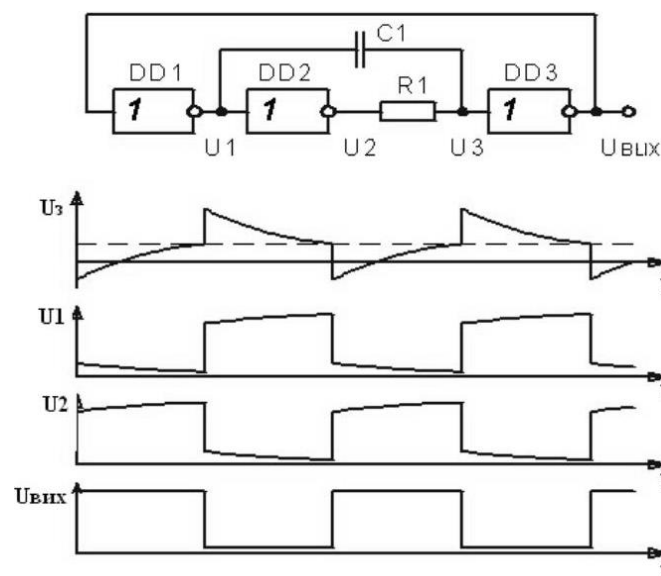


Рисунок 4.3 – Принципова схема та часові діаграми роботи задаючого генератора

У даній схемі для мікросхем КМОП-типу на опір резистора R7, як зазначено формулою нижче, накладається обмеження зверху:

$$R7 \leq \frac{U_{гр.} - U_0}{I_{exl}}. \quad (4.4)$$

Отже, для серій мікросхем К561 опір не повинен перевищувати 510 Ом, тому приймаємо до монтажу резистор СП2-2а із діапазоном

номінального опору 47 – 100000 Ом [6]. При цьому значенні R7 частота генерації становитиме:

$$f \leq \frac{1}{C4}. \quad (4.5)$$

З цієї формули знайдемо ємність C4 виходячи зі значення заданої частоти, яка не повинна перевищувати 12800 Гц:

$$C4 \leq \frac{1}{f} = \frac{1}{12800} = 0.8 \text{ мкФ}.$$

Приймаємо до встановлення конденсатор C4 типу К73 ємністю 11,1 мкФ та напругою 63 В ±10 % [6].

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		69

5 РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМОТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

5.1 Розрахунок елементів зворотного зв'язку

Електрична принципова схема системи автоматичного регулювання (САР) наведена на рисунку 5.1.

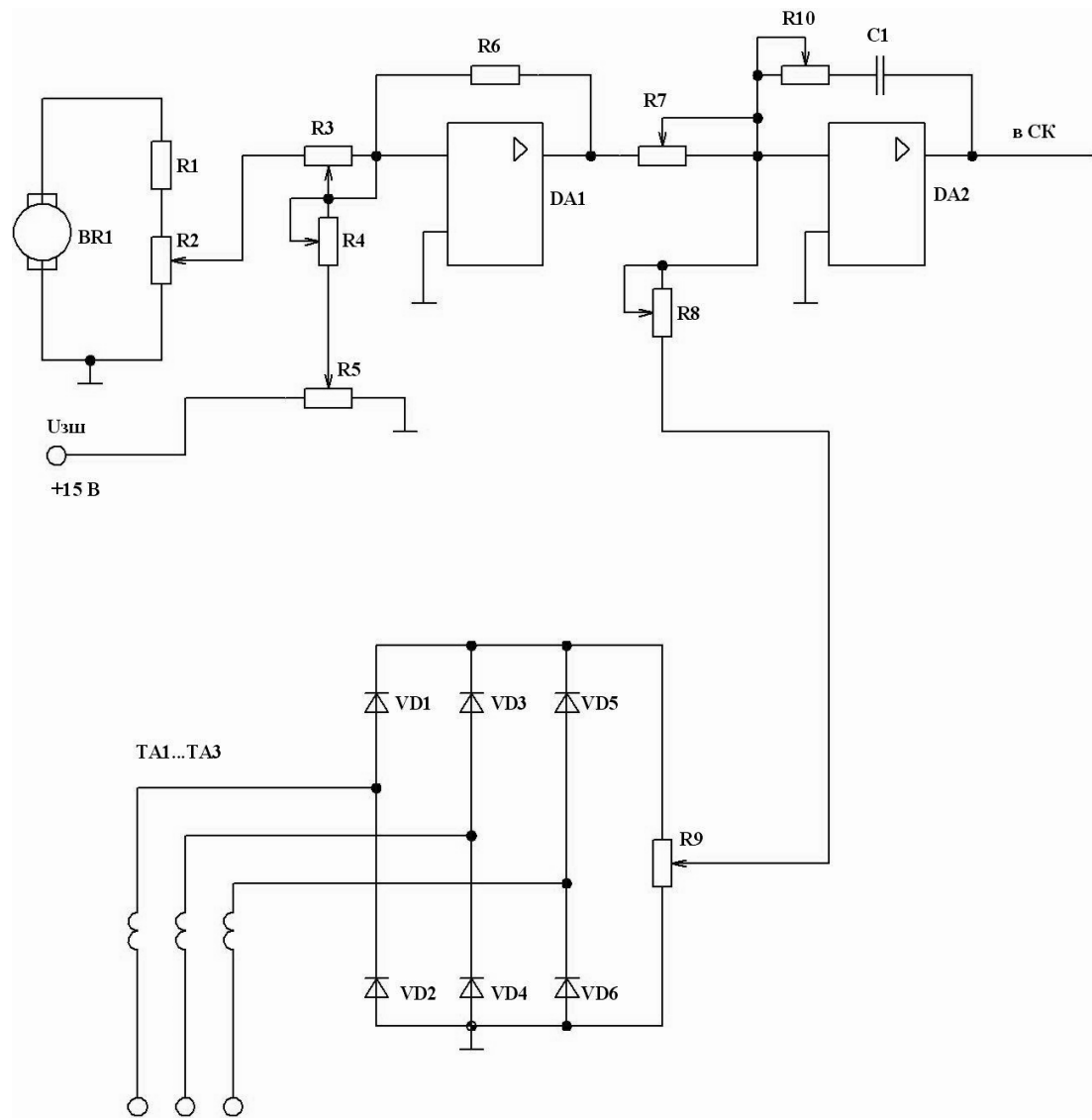


Рисунок 5.1 - Принципова схема системи автоматичного регулювання (САР)

					ДП.141.003з.004.ПЗ		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розробив	Гриб М.В.						
Перевір	Антипчук Б.О.						
Н. Контр.	Антипчук Б.О.						
Затв.	Насінник І.І.						
					РОЗРАХУНОК СИСТЕМИ АВТОМОТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ		
					Лім.	Арк.	Аркушів
					У	70	125
					ЖАТФК, Гр. Е-3з		

Зворотній зв'язок по струму ЗЗС реалізується за допомогою трансформатора струму в ланцюзі змінного струму, а зворотний зв'язок по напрузі знімається з тахогенератора розташованого на валу ДПС. Використовуємо САР підпорядкованого типу, у якому контур струму підпорядкований струму регулювання швидкості.

Сигналом-задавачем служить сигнал, який задає швидкість обертання ДПС – $U_{зш}$. Він порівнюється із сигналом зворотного зв'язку по швидкості $U_{зсп}$. Результуючий сигнал порівняння через регулятор швидкості порівнюється з напругою зворотного зв'язку по струму. Результат порівняння через регулятор струму надходить на вхід СІФК.

Розрахунок почнемо з вибору елементів зворотнього зв'язку. Спершу обчислимо зворотній зв'язок по швидкості. Вихідними даними є: $U_{вих.ном} = 800 \text{ В}$, $U_{вих.мах} = U_{вих.ном} \cdot 10\%$, отже знайдемо коефіцієнт заповнення імпульсів:

$$\gamma = \frac{U_{вих.ном}}{U_{вих.мах}} = \frac{800}{880} = 0,91, \quad (5.1)$$

де:

$U_{вих.ном}$ – номінальна вихідна напруга, В;

$U_{вих.мах}$ – максимальна вихідна напруга, В.

Знаходимо значення напруги отриманої з тахогенератора за формулою:

$$U_{тг} = U_{зс мах} \cdot \gamma = 15 \cdot 0,91 = 13,65 \text{ В}, \quad (5.2)$$

де:

$U_{зс мах}$ – максимальна напруга сигналу-задавача, В;

γ – кут комутації.

Напруга пропорційна $U_{тг}$ знімається з резистора R2. Вона повинна бути рівна 13,65 В ($U_{озш} = 13,65 \text{ В}$).

Задамо загальний опір резисторів $R1 + R2 = 11 \text{ кОм}$, далі складемо пропорцію та обчислимо номінали резисторів:

$$\frac{E_{II}}{U_{R2}} = \frac{R1 + R2}{R2} . \quad (5.3)$$

Будемо мати, що:

$$R2 = \frac{U_{R2}(R1 + R2)}{U_{\text{вхх}}} = \frac{13.65 \cdot 11 \cdot 10^3}{800} = 187.7 \text{ Ом} .$$

Приймаємо $R2 = 1000 \text{ Ом}$ типу СП-5 за принципом включення потенціометра [6].

Встановлена потужність резистора повинна задовольняти умову:

$$P_R \geq I_R^2 \cdot R . \quad (5.4)$$

Опір резистора $R1$ буде дорівнювати:

$$R1 = (R1 + R2) - R2 = 11000 - 1000 = 10000 = 10 \text{ кОм} .$$

Потужність резисторів $R1$ та $R2$ знаходимо за виразами:

$$P_{R1} = I_{II}^2 \cdot R1 = 0.07^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 49 \Rightarrow 50 \text{ Вт} ; \quad (5.5)$$

$$P_{R2} = I_{II}^2 \cdot R2 = 0.07^2 \cdot 1000 = 4.9 \Rightarrow 5 \text{ Вт} .$$

Вибираємо навантажувальний резистор $R1$ типу ПЕВ-50 на 10 кОм [6].

Тепер перейдемо до розрахунку зворотнього зв'язку по струму. У якості трансформатора струму ТА1 та ТА3 вибираємо трансформатор ТОЛ-20-3 (струм вторинної обмотки 3 А) [16]. При $I_{вх}=3A$ його коефіцієнт трансформації дорівнює:

$$K_{TP} = \frac{I_{ex}}{I_{вих}} = \frac{3878}{3} = 1293, \quad (5.6)$$

де :

$I_{вх}$ – вхідний струм, А;

$I_{вих}$ – вихідний струм, А.

У такий спосіб, при $I_{вх.ном} = 2732$ А, на виході одержуємо номінальний струм рівний значенню:

$$I_{ном} = \frac{I_{exном}}{K_{TP}} = \frac{2732}{1293} = 2.1A. \quad (5.7)$$

В якості діодів випрямного моста VD1....VD6, зображених на рисунку 5.1 вибираємо 6 діодів типу 10ETS16S ($U_{зв} = 1600$ В, $I_{ном} = 10$ А, $I_{ср.а} = 10$ А, $I_{уд.а} = 30$ А).

Для одержання номінальної напруги зворотнього зв'язку по струму, опір резистора R9 повинен бути рівний значенню:

$$R9 = \frac{U_{TP}}{I_{выхном}} = \frac{13.65}{2.1} = 6.5Om. \quad (5.8)$$

Потужність резистора знайдемо за формулою:

$$P_{R9} = I_{R9}^2 \cdot R9 = 2.1^2 \cdot 6.5 = 28.7 \Rightarrow 30Wm. \quad (5.9)$$

Приймаємо до монтажу резистор R9 типу СП5-30 [6].

5.2 Розрахунок параметрів регулятора

Система керування силовим перетворювачем якірного ланцюга двоконтурна з підлеглим регулюванням. Контур регулювання струму здійснює ефективне обмеження струму при розгоні та раптовому гальмуванні. Крім того, система керування забезпечує реверс якірного ланцюга при нульовому струмі. Контур регулювання по напрузі якоря дозволяє з достатньою точністю стабілізувати швидкість.

5.2.1 Контур регулювання по струму

При розрахунку регуляторів будемо використати деталізовану структурну схему системи. Вона зображена для контуру струму на рисунку 5.2. В розробленому перетворювачі використовується регулятор типу ПІ (пропорційно-інтегральний).

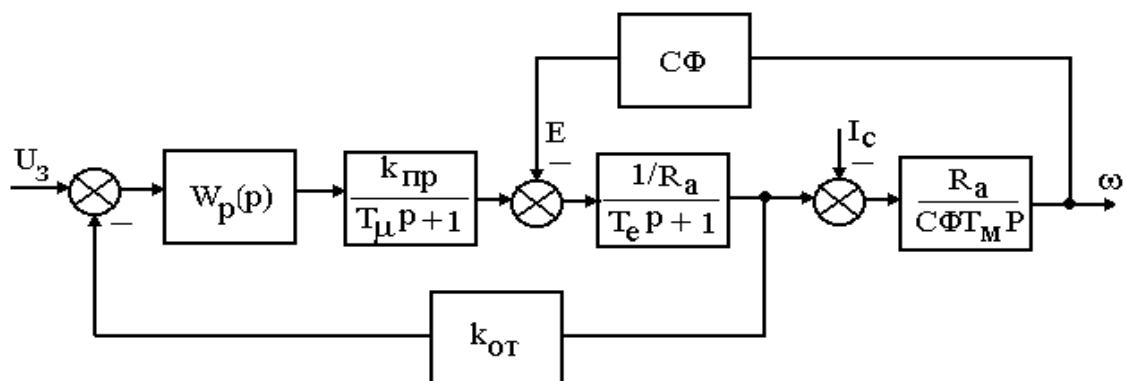


Рисунок 5.2 – Структурна схема регулювання контуру струму

Якщо вважати, що ЕРС двигуна – величина більш інерційна, а ніж його струм, то можна не враховувати вплив ЕРС при налаштуванні контуру струму (див. рис. 5.3).

Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

ДП.141.003з.004.ПЗ

Аркуш

74

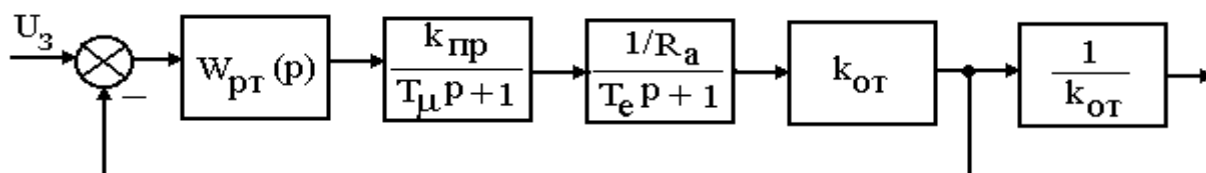


Рисунок 5.3 – Структурна схема регулювання контуру струму

При налаштуванні контуру струму на модульний оптимум передаточна функція регулятора струму повинна мати вигляд:

$$W_{роз}(p) = \frac{1}{T_o \cdot p \cdot (T_\mu \cdot p + 1)} = W_{pm}(p) \cdot \frac{k_{нep}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{зз}, \quad (5.10)$$

де:

$W_{роз}(p)$ – передатна функція розімкненого контуру;

T_μ – постійна часу перетворювача;

$W_{pc}(p)$ – передатна функція регулятора струму;

$k_{нep}$ – коефіцієнт перетворювача;

T_e – електрична постійна години двигуна;

$k_{зз}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку по струму.

Отже, з виразу 5.10 матимемо, що:

$$\begin{aligned} W_{pc}(p) &= \frac{W_{роз}(p)}{\frac{k_{нep}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{зз}} = \frac{1}{\frac{k_{нep}}{T_\mu \cdot p + 1} \cdot \frac{1/R_a}{T_e \cdot p + 1} \cdot k_{зз}} = \\ &= \frac{T_e \cdot p + 1}{2 \cdot T_\mu \cdot p \cdot 1/R_a \cdot k_{от} \cdot k_{нp}} \end{aligned}$$

Електрична стала часу двигуна знаходиться за формулою:

$$T_e = \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} = \frac{1.4 \cdot 10^{-3}}{0,0034} = 0,412 \text{ с}, \quad (5.11)$$

де:

$L_{\text{я}}$ – індуктивний опір обмотки якоря, Гн;

$R_{\text{я}}$ – активний опір обмотки якоря, Ом.

Стала часу перетворювача знаходиться за формулою:

$$T_{\mu} = \frac{1}{f_k} = \frac{1}{10^3} = 10^{-3} \text{ с}, \quad (5.12)$$

де:

f_k – частота комутації вентилів, вона становить: 1 кГц.

Коефіцієнт перетворювача та коефіцієнт зворотнього зв'язку по струму знаходимо із співвідношень:

$$k_{\text{пер}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{керув}}} = \frac{800}{15} = 53.3; \quad (5.13)$$

$$k_{\text{пер}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{керув}}} = \frac{800}{15} = 53.3; \quad (5.14)$$

де:

$U_{\text{керув}}$ – напруга керування або напруга задавача, В.

Отже, враховуючи всі визначені вище коефіцієнти та сталі, передаточна функція регулятора струму набуде наступного вигляду:

$$W_{pc}(p) = \frac{0,412 \cdot p + 1}{2 \cdot 0,001 \cdot p \cdot 1 / 0,0034 \cdot 2,9 \cdot 10^{-3} \cdot 53,3} = \frac{0,412 \cdot p + 1}{0,091p}. \quad (5.15)$$

У результаті отриманий Пі-регулятор матиме вигляд передаточної функції:

$$W(p) = \frac{T_1 \cdot p + 1}{T_2 \cdot p} = \frac{C1 \cdot R10 \cdot p + 1}{C1 \cdot R7 \cdot p}, \quad (5.16)$$

де:

T_1 і T_2 – постійні часу Пі-регулятора ($T_1 = 0,412$ с, $T_2 = 0,091$ с).

Приймаємо величину конденсатора $C1 = 1$ мкФ, а його тип – К-53-4 ($U=3В$) та знайдемо опір резисторів за формулами:

$$R10 = \frac{T1}{C1} = \frac{0,412}{10^{-6}} = 4,12E + 5 = 412кОм; \quad (5.17)$$

$$R7 = \frac{T2}{C1} = \frac{0,091}{10^{-6}} = 91кОм. \quad (5.18)$$

Приймаємо R10 типу СПЗ-24Б та R7=R8 типу СПЗ-36[6].

5.2.2 Контур регулювання по швидкості

В контурі регулювання по швидкості використовується регулятор типу П (пропорційний), функціональна схема якого зображена на рисунку 5.4.

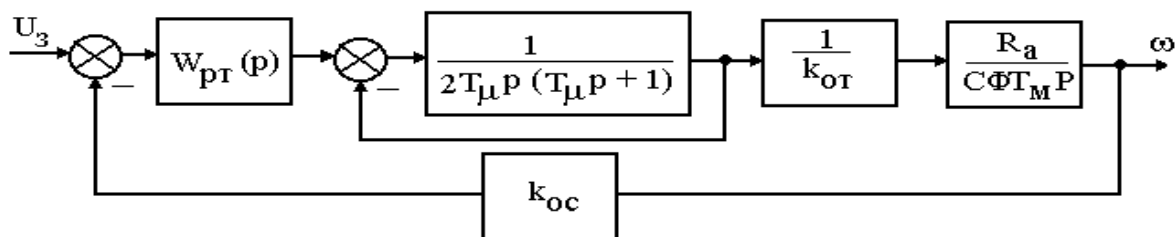


Рисунок 5.4 – Структурна схема регулювання контуру швидкості

Налаштування контуру швидкості виконується на модульний оптимум, тому його передаточна функція має вигляд:

$$W_{пр}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{\frac{1/k_{зз}}{2 \cdot T_{\mu} \cdot p + 1} \cdot \frac{R_a}{T_{\mu} \cdot C\Phi_D \cdot p} \cdot k_{зз}} = \frac{k_{зз} \cdot C\Phi_D \cdot T_D}{4 \cdot T_{\mu} \cdot R_a \cdot k_{зз}}, \quad (5.19)$$

де:

$W_{пр}(p)$ – передатна функція регулятора швидкості;

T_D – механічна постійна двигуна;

$C\Phi_D$ – постійна двигуна.

Сталу двигуна визначимо за формулою:

$$C\Phi_D = \frac{M_n}{I_n} = \frac{45238}{5100} = 8.9, \quad (5.20)$$

де:

M_n - номінальний момент на валу двигуна, Н/м;

I_n - номінальний струм двигуна, А.

Механічну сталу двигуна визначаємо із співвідношення:

$$T_{\text{д}} = J \cdot \frac{R_a}{(C\Phi_{\text{д}})^2} = 4341 \cdot \frac{0.0034}{8.9^2} = 0,186, \quad (5.21)$$

де:

J – момент інерції, кг/м².

Коефіцієнт зворотнього зв'язку по швидкості можна визначити виходячи з виразу:

$$k_{\text{зи}} = \frac{U_{\text{керув}}}{\omega} = \frac{15}{8.3} = 1.81, \quad (5.22)$$

де:

ω – номінальна швидкість обертання двигуна, рад/с.

Підставивши пораховані коефіцієнти та постійні величини у вираз 5.19 матимемо, що:

$$W_{\text{пи}}(p) = \frac{2.9 \cdot 10^{-3} \cdot 8.9 \cdot 0.186}{4 \cdot 10^{-3} \cdot 0.0034 \cdot 1.81} = \frac{4.8 \cdot 10^{-3}}{2.462 \cdot 10^{-5}} = 195.$$

В результаті передаточна функція пропорційного регулятора матиме вигляд:

$$W_{\text{pc}}(p) = \frac{R6}{R3}, \quad (5.23)$$

де:

$R3$ та $R6$ – опір резисторів регулятора, Ом.

Приймаємо $R3=R4=R5$ типу СП2-2а, а резистор $R6=10$ кОм типу МЛТ-0,125 [6]. Перелік елементів САР вказані в додатку В.

6 МОДЕЛЮВАННЯ

6.1 Розробка моделі силової частини

Розробку моделі силової частини почнемо з розробки джерела живлення. У якості джерела, для виконання умов проекту, вибираємо два джерела змінної трифазної напруги, які виражені в блоках AC Voltage Source, бо за умовами проектного перетворювача необхідна дванадцяти імпульсна схема випрямлення, а тому в другому джерелі AC Voltage Source зробимо зсув на 30° .

В якості керованого випрямляча використаємо блок Universal Bridge, перед яким встановимо блоки Series RLC Branch – як анодні індуктивності тиристорів.

У моделі силової частини застосуємо систему керування у вигляді блоку Synchronized 12-Pulse Generator (SIFU), що є аналогом системи імпульсно-фазового регулювання, разом із блоками Voltage Measurement (датчики напруги) та Constant (Alpha) – блок регулювання номінального кута зсуву, Constant (Block) – виконує блокування системи керування.

Для згладжування пульсацій випрямленої напруги використовуємо блок Series RLC Branch (L1Y, L1D).

Навантаженням у проектованому перетворювачі є двигун постійного струму виражений блоком Series RLC Branch (Ra, La) – це активно-індуктивне навантаження двигуна, і блоком DC Voltage Source (E) – це ЕРС двигуна.

Для виводу необхідних графіків використаємо наступні вимірювальні блоки Multimeter і Scope (Oscillograf). Також застосовуємо датчики струму Current Measurement, шини Bus Bar для з'єднання елементів силової частини

					ДП.141.003з.004.ПЗ						
Зм..	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата							
Розробив	Гриб М.В.				МОДЕЛЮВАННЯ			Літ.	Арк.	Аркушів	
Перевір	Антипчук Б.О.							У		80	125
Н. Контр.	Антипчук Б.О.							ЖАТФК, Гр. Е-3з			
Затв.	Насінник І.І.										

та демультиплексори Demux у вимірювальній частині.

Моделювання силової частини робимо в середовищі Simulink. Модель силової частини представлена на рисунку 6.1.

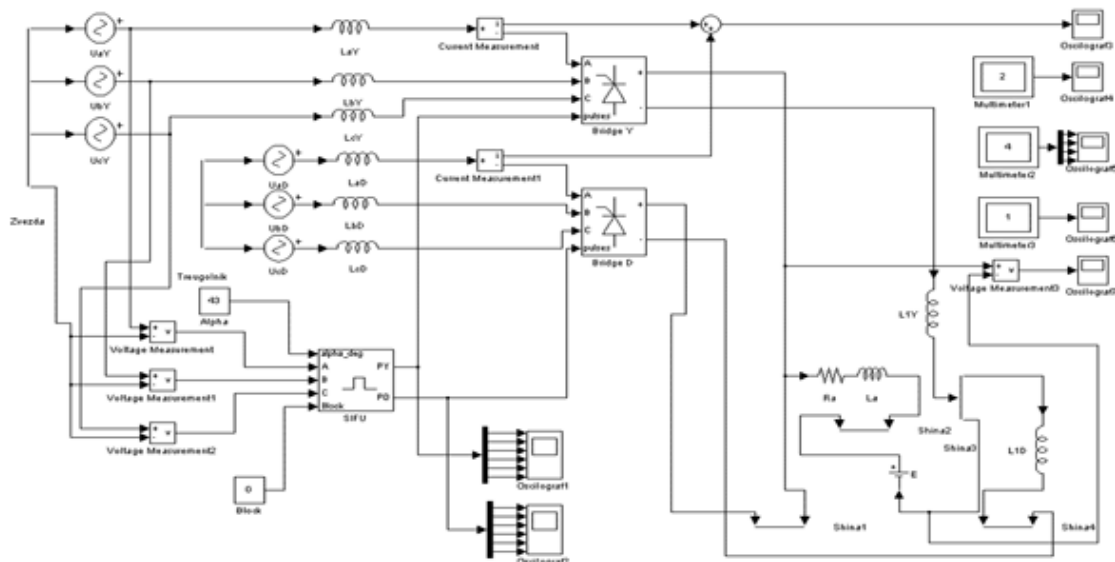


Рисунок 6.1 – Модель силової частини

На рисунку 6.2 представлені графіки значень, отримані в результаті моделювання.

При побудові загальної моделі були використані блоки AC Voltage source – це модель джерела змінної напруги, яка використовується для моделювання трифазної мережі змінної напруги. Параметри блоків AC Voltage source вказані в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Параметри блоків AC Voltage source

Ім'я	Амплітуда, В	Фаза, град.	Частота, Гц	Такт дискретності
UaY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	0	50	0
UbY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-120	50	0
UcY	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	120	50	0
UaD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-30	50	0
UbD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	-150	50	0
UcD	$\sqrt{2} \cdot 800 / \sqrt{3}$	90	50	0

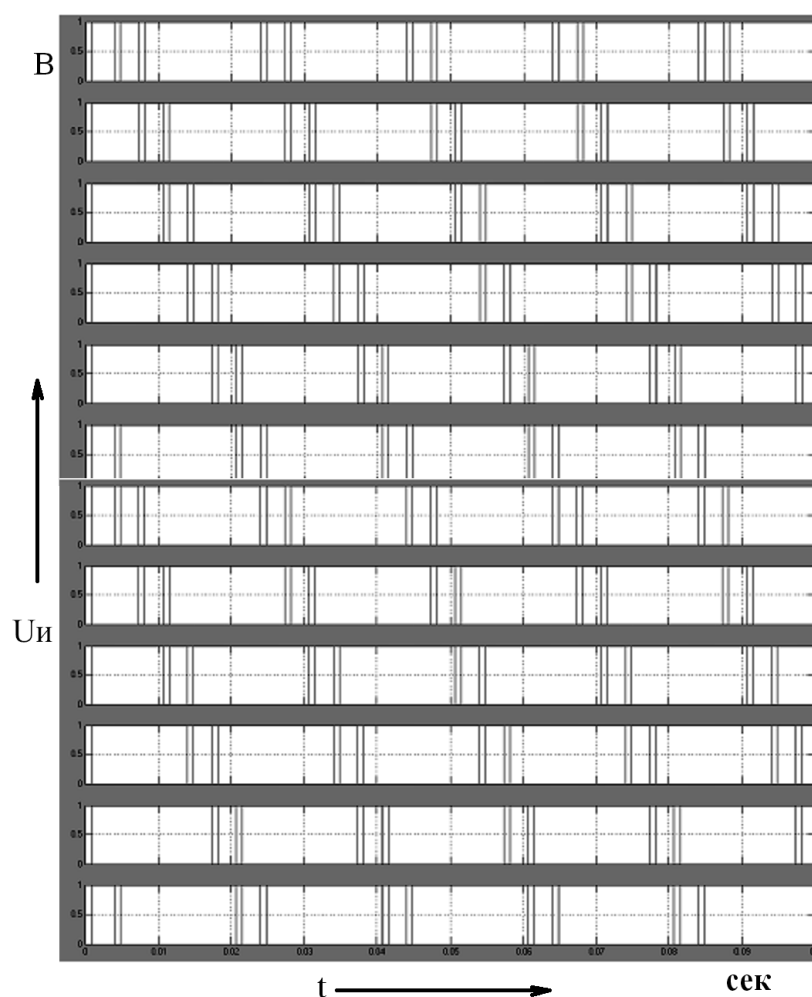


Рисунок 6.2 – Діаграми пульсацій у схемі керування

Synchronized 12-Pulse Generator – це блок, який призначений для формування прямокутних імпульсів. Його параметри наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Параметри блоку Synchronized 12-Pulse Generator

Ім'я	Частота синхронізуючої напруги, Гц	Амплітуда	Подвійна пульсація
SIFU	50	15	+

Для моделювання некерованого трифазного випрямляча використовувався блок Universal Bridge. Параметри цього блоку наведені в таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Параметри блоку Universal Bridge

Ім'я	Опір, Ом	Конфігурація портів	Силові прилади	Кількість стійок	Опір, Ом	Ємність, Ф
Bridge Y	1e-3	АВС як входні клеми	тиристори	3	10	5e-6
Bridge D	1e-3	АВС як входні клеми	тиристори	3	10	5e-6

Для моделювання індуктивності, конденсатора та навантаження використовуються блоки Series RLC Branch. Параметри блоку наведені в таблиці 6.4.

Таблиця 6.4 – Параметри блоків Series RLC Branch.

Ім'я	Опір, Ом	Індуктивність, Гн	Ємність, Ф
LaY	0	10e-05	inf
LbY	0	10e-05	inf
LcY	0	10e-05	inf
LaD	0	10e-05	inf
LbD	0	10e-05	inf
LcD	0	10e-05	inf
L1Y	0	5e-03	inf
L1D	0	5e-03	inf
Ra-La	0.0034	1.4e-03	inf

У системі керування будемо використовувати деякі постійні величини за допомогою блоків Constant, параметри якого наведені в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Параметри блоків Constant

Ім'я	Стала величина
Alpha	43
Block	0

Для відображення необхідних струмів та напруг використовуються блоки Current Measurement й Voltage Measurement. Блок Scope призначений для побудови графіків досліджуваних сигналів.

Діаграми отримані в результаті моделювання представлені на рисунках 6.2, 6.3, 6.4, 6.5.

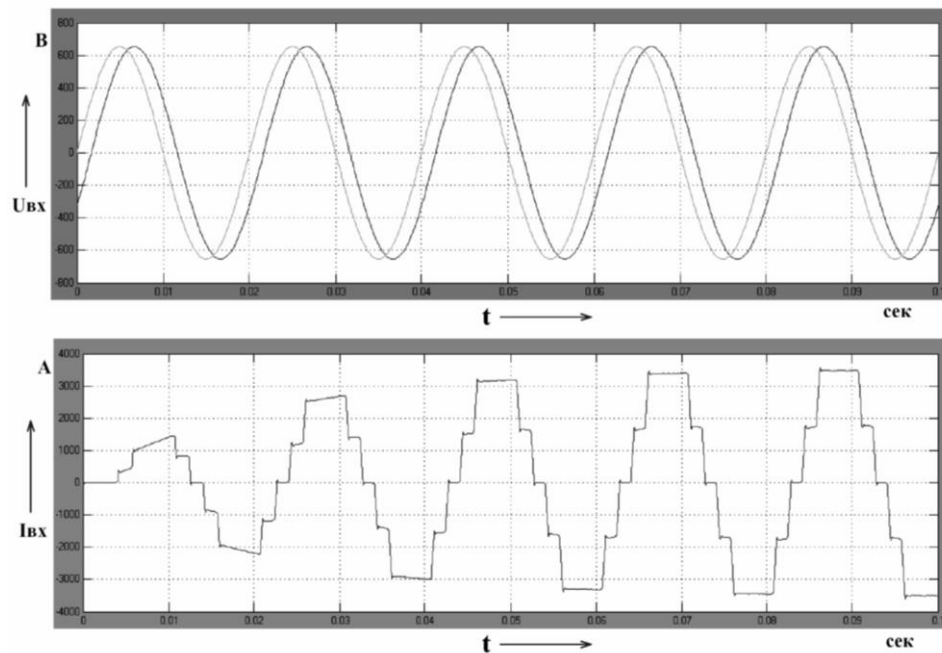


Рисунок 6.3 – Вхідні струми

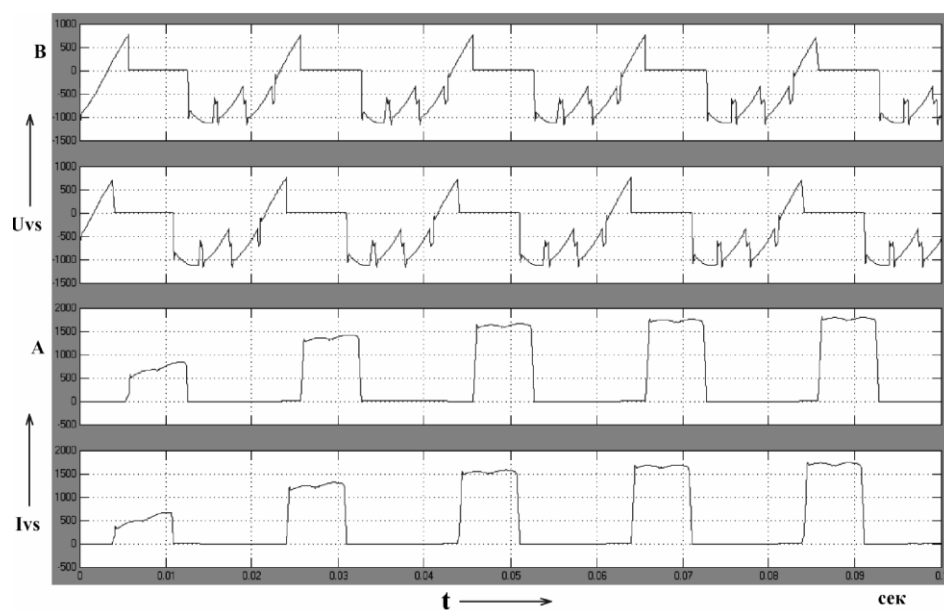


Рисунок 6.4 – Напруга і струм у вентилях

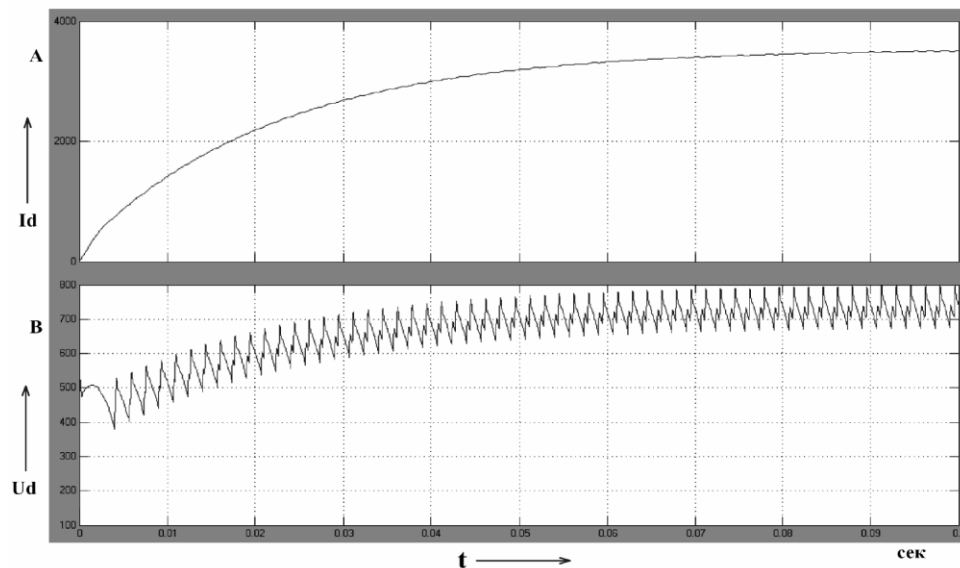


Рисунок 6.5 – Напруга та струм навантаження

6.2 Розробка моделі системи автоматичного регулювання

Систему автоматичного регулювання моделюємо використовуючи, головним чином, блок Transfer Fcn, який задає передаточну функцію у вигляді відношення поліномів. За допомогою даного блоку промодельований регулятор струму RT, перетворювач, електрична частина двигуна El_chast, а також його механічна частина Mech_chast. Також використані блоки Gain, які виконують множення вхідного сигналу на постійний коефіцієнт.

За допомогою Gain промодельований регулятор швидкості RS, а також задані значення різних коефіцієнтів, зокрема, коефіцієнт зворотного зв'язку по струму K_{ot} , швидкості K_{os} , коефіцієнт пропорційності між струмом та моментом у двигуні CFm.

В якості блоків, які виконують підсумовування вхідних сигналів (для реалізації зворотніх зв'язків) – використані блоки Sum. Для задання керуючого впливу використаний генератор ступінчатого сигналу Step, а для побудови графіків – блок Scope.

Окремо моделюємо контур струму, контур швидкості, потім контури об'єднуємо разом для одержання необхідної двоконтурної системи автоматичного регулювання.

На рисунку 6.6 представлена схема моделі САР. Перший контур – контур струму, другий – контур швидкості, третій – вся система автоматичного регулювання.

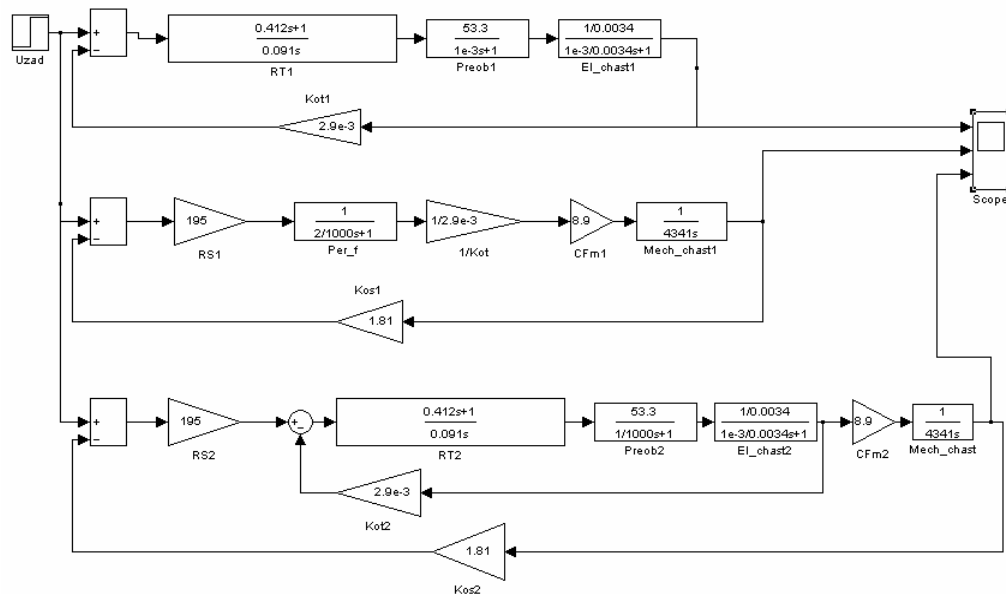


Рисунок 6.6 – Модель системи керування

Параметри всіх блоків і параметри моделювання зведені в таблицях 6.6, 6.7, 6.8.

Таблиця 6.6 – Параметри блоків Gain

Ім'я	Коефіцієнт підсилення	Спосіб виконання операції
1/Kot	1/2,9e-3	Заелементний
CFm1	8.9	Заелементний
CFm2	8.9	Заелементний
Kos1	1.81	Заелементний
Kos2	1.81	Заелементний
Kot1	2,9e-3	Заелементний
Kot2	2,9e-3	Заелементний
RS1	195	Заелементний
RS2	195	Заелементний

Таблиця 6.7 – Параметри блоку Step

Ім'я	Час настання перепаду	Початкове значення	Кінцеве значення	Такт дискретності
Uzad	0	0	15	0

Таблиця 6.8 – Параметри блоків Transfer Fcn

Ім'я	Вектор поліномів чисельника	Вектор поліномів знаменника	Абсолютна погрішність
El_chast1	[1/0.0034]	[1e-3/0.0034 1]	auto
El_chast2	[1/0.0034]	[1e-3/0.0034 1]	auto
Mech_chast	1	[4341 0]	auto
Mech_chast1	1	[4341 0]	auto
Per_f	[1]	[2/1000 1]	auto
Preob1	[53.3]	[1e-3 1]	auto
Preob2	[53.3]	[1e-3 1]	auto
RT1	[0.412 1]	[0.091 0]	auto
RT2	[0.412 1]	[0.091 0]	auto

На рисунку 6.7 представлені графіки значень, отримані в результаті моделювання. Графіки моделювання силової частини вказані в додатку Д. Графіки моделювання системи автоматичного регулювання вказані в додатку Е.

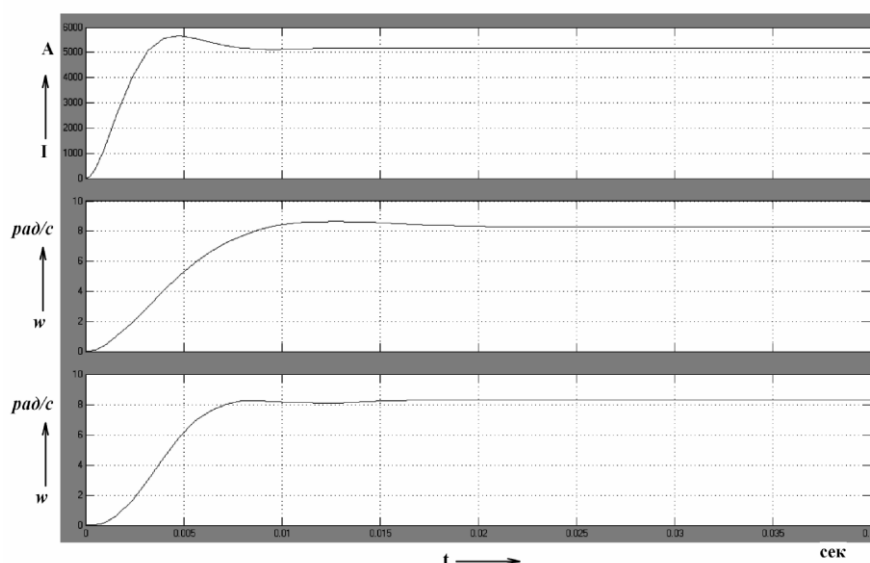


Рисунок 6.7 – Вихідний сигнал з регулятора струму, швидкості і двоконтурної АСР

7 АВТОМАТИЗОВАНА РОЗРОБКА ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ

7.1 Вибір і обґрунтування типу друкованої плати

За конструкцією друковані плати поділяються на одnobічні, двосторонні і багатошарові. Застосування двосторонніх і багатошарових друкованих плат дозволяє зменшити габаритні розміри розроблювального пристрою. У деяких випадках реалізація складних схем, застосування малогабаритних та багатополісних елементів є необхідним.

Для вирішення задач даного дипломного проекту використаємо двосторонню конструкцію друкованої плати.

7.2 Вибір і обґрунтування класу точності друкованої плати

Відповідно до ДСТ 2646-94 [9] друковані плати за точністю виконання елементів провідного рисунка поділяються на п'ять класів точності. Обраний клас точності визначає граничні розміри і відхилення елементів конструкції друкованих плат. Перевіримо, чи потрапить друкована плата нашого пристрою в перший клас точності. Для цього виберемо елемент схеми, виводи якого на друкованій платі будуть знаходитися один від одного на мінімальній відстані.

У нашому випадку це мікросхеми (відстань між їхніми виводами дорівнює 2.5 мм). Обчислимо відстань між контактними площадками мікросхеми і якщо вона виявиться більше або дорівнюватиме допустимій відстані для даного класу точності, то оберемо цей клас точності для даної плати:

					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розробив		Гриб М.В.			АВТОМАТИЗОВАНА РОЗРОБКА ДРУКОВАНОЇ ПЛАТИ		
Перевір		Антипчук Б.О.					
Н. Контр.		Антипчук Б.О.					
Затв.		Насінник І.І.					
						Літ.	Арк.
						У	88
							125
						ЖАТФК, Гр. Е-3з	

$$S=2,5-2\cdot T_d-2\cdot T_D-d-\Delta d-2\cdot b, \quad (7.1)$$

де:

S – відстань між контактними площадками, мм;

T_d – допуск на розташування осей отворів, мм;

T_D – допуск на розташування центрів контактних площадок, мм;

d – діаметр монтажного отвору, мм;

Δd – граничне відхилення діаметра отвору, мм;

b – гарантований пасок, мм.

Отже будемо мати:

$$S=2,5-2\cdot 0,2-2\cdot 0,35-0,8-0,1-2\cdot 0,3=-0,1 \text{ мм.}$$

Перший клас точності не підходить до даної друкованої плати.
Перевіримо, чи потрапить вона в другий клас точності:

$$S=2,5-2\cdot 0,15-2\cdot 0,25-0,7-0,1-2\cdot 0,2=0,5 \text{ мм.}$$

Відповідно другому класу точності відстань між провідниками не повинне бути менше 0,45 мм. Отже, вибираємо другий клас точності (0,5 > 0,45). Конструктивні параметри для нього приведені нижче:

- мінімальне значення ширини провідника $t = 0,45$ мм;
- мінімальне значення відстані між провідниками $S = 0,45$ мм;
- гарантований пасок $b = 0,2$ мм;
- граничне відхилення діаметра отвору $\Delta d = \pm 0,1$ мм;
- граничне відхилення ширини друкованого провідника $\Delta d = \pm 0,1$ мм;
- допуск на розташування осей отворів $T_d = 0,15$ мм;
- допуск на розташування центрів контактних площадок $T_D = 0,25$ мм.

Мінімальне значення номінальної ширини провідника розраховується виходячи із допустимої густини струму, за величиною робочої напруги.

Задаємо ширину друкованих провідників рівної 1 мм. Виходячи з того, що допустима густина струму для фольги лежить у межах від 100 до 250 А/мм², обчислимо максимально допустимий струм, який проходитиме через друкований провідник:

$$I_{\max} = \rho \cdot S, \quad (7.2)$$

де:

ρ – щільність струму, А/мм²;

S – площа поперечного перерізу друкованого провідника, мм².

У свою чергу, площу поперечного перерізу знаходимо як:

$$S = a \cdot b, \quad (7.3)$$

де:

a – товщина фольги, яка рівна для склотекстоліту марки СФ-2-50 50 мкм;

b – ширина друкованого провідника, яка обрана нами рівної 0,4 мм.

Тоді, будемо мати:

$$S = 0,05 \cdot 0,4 = 0,02 \text{ мм}^2,$$

$$I_{\max} = 100 \cdot 0,02 = 2 \text{ А}.$$

Очевидно, що в схемі немає жодного кола, у якому струм перевищив би 3,5 А (насправді максимальний струм, що протікає в схемі, не перевищує навіть 1,5 А). Тому можна сказати, що обрана ширина провідника задовольняє умові допустимої густини струму.

7.3 Вибір матеріалу, габаритів та конфігурації друкованої плати

Розміри сторін розроблювальних друкованих плат відповідно до ДСТ 10317 - 79 [11] не повинні перевищувати 470 мм і повинні бути кратними 2,5 мм – при довжині до 100 мм. Співвідношення лінійних розмірів сторін друкованої плати повинне бути не більш 3:1.

Товщина друкованої плати визначається товщиною матеріалу з урахуванням товщини фольги та вибирається в залежності від використовуваної елементної бази, а також діючих механічних навантажень.

В якості матеріалу для виготовлення друкованої плати застосуємо склотекстоліт СФ-2-35 облицьований із двох сторін мідною оксидованою фольгою товщиною 35 мкм. Товщина друкованої плати 1,5 мм. Робочий діапазон температур $-60...+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ [14]. Габаритні розміри друкованої плати – 110 мм на 90 мм.

7.4 Трасування провідників і розміщення елементів

Для розробки друкованої плати системи керування перетворювача постійного струму скористаємося пакетом проектування OrCAD. Користуючись принциповою схемою, побудуємо схему-модель системи керування в програмі OrCAD Capture CIS. Модель системи керування СК зображена на рисунку 7.1.

Центри монтажних отворів і контактних площадок під виводи навісних елементів розташовують у вузлах координатної сітки. Основний крок координатної сітки дорівнює 2,5 мм. Координатна сітка нанесена на все поле креслення. За початок відліку прийнятий лівий нижній кут друкованої плати. Згідно [11] вибираємо діаметри монтажних отворів 0.5 і 0.7 мм.

Мінімальний діаметр контактної площадки D навколо монтажного отвору з відомим діаметром d визначається за формулою:

$$D = d + \Delta d_{B.B.} + 2b_H + \Delta t_{B.B.} + \sqrt{T_d^2 + T_D^2 + \Delta t_{B.B.}^2}, \quad (7.4)$$

де:

$\Delta d_{B.B.}$ – верхнє граничне відхилення діаметра отвору (0.1 мм);

b_H – гарантійний пасок на зовнішньому шарі (0.2 мм);

$\Delta t_{B.B.}$ і $\Delta t_{H.B.}$ – верхнє і нижнє граничні відхилення ширини провідника (0.1 мм);

T_d – допуск на розташування осей отворів для відповідного класу точності і розмірів плати (0,15 мм);

T_D – допуск на розташування контактних площадок для відповідного класу точності і розмірів плати (0,25 мм).

Отримаємо, що:

$$D_{0.5} = 0.5 + 0.1 + 2 \cdot 0.2 + 0.1 + \sqrt{0.15^2 + 0.25 + 0.1^2} = 1.4 \text{ мм},$$

$$D_{0.7} = 0.7 + 0.1 + 2 \cdot 0.2 + 0.1 + \sqrt{0.15^2 + 0.25 + 0.1^2} = 1.6 \text{ мм}.$$

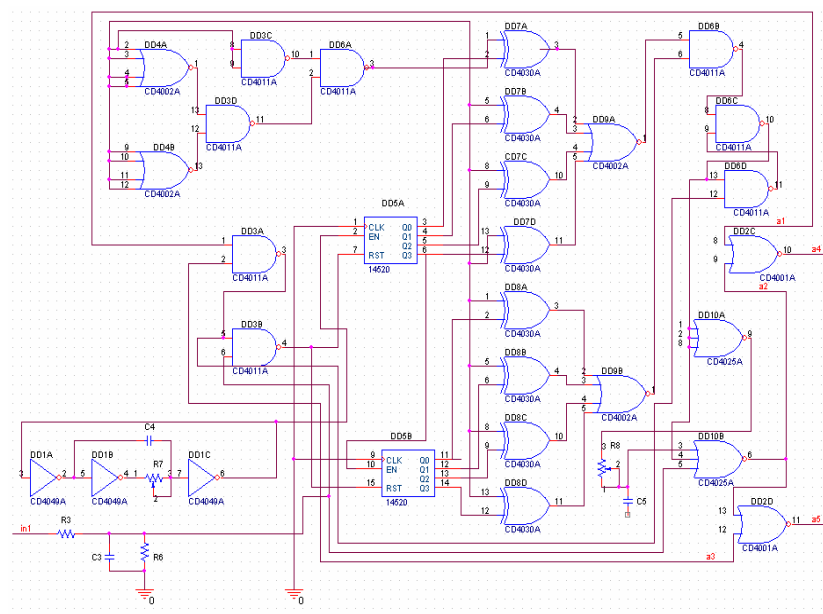


Рисунок 7.1 – Модель системи керування в OrCAD Capture CIS

Діаметр отвору, його умовне позначення, діаметр контактної площадки, наявність металізації, кількість отворів наведено в таблиці 7.1.

Таблиця 7.1 – Параметри монтажних отворів і контактних ділянок

Умовне позначення отворів	Діаметр отворів, мм	Наявність металізації в отворі	Кількість отворів	Мінімальний діаметр контактної ділянки, мм
	3	Без металізації	4	—
	0.7	Металізація	167	1.6
	0.5	Металізація	20	1.4

На рисунку 7.2 та 7.3 представлено верхня і нижня сторона розробленої друкованої плати системи керування.

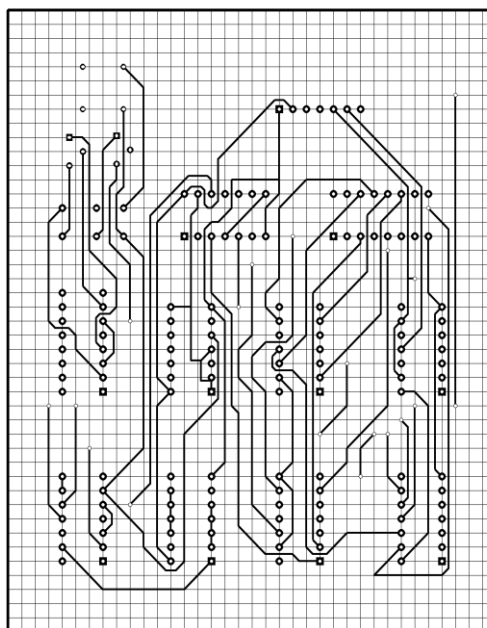


Рисунок 7.2 – Верхня сторона друкованої плати

8 ОРГАНІЗАЦІЙНО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

8.1 Основна мета та завдання проведення розрахунків

Метою розрахунків є визначення собівартості напівпровідникового перетворювача для привода постійного струму, а також розробка сіткового графіка технічної підготовки виробництва і розрахунок його параметрів.

Визначення собівартості та ціни виробу (напівпровідникового перетворювача для привода постійного струму) будемо визначати за формулою:

$$C_{\Pi} = C_{\text{М}} + C_{\text{НФ}} + C_{\text{КП}} + C_{\text{ЗП}} + C_{\text{СОЦ}} + C_{\text{ТЕ}} + C_{\text{ОБ}} + C_{\text{ЦЕХ}} + C_{\text{З}} + C_{\text{ІНШ}} + \quad (8.1) \\ + C_{\text{ГОСП}},$$

де:

$C_{\text{М}}$ – вартість виробу, грн.;

$C_{\text{НФ}}$ – вартість напівфабрикату та комплектуючих власного виробництва, грн.;

$C_{\text{КП}}$ – вартість покупних напівфабрикатів та комплектуючих, грн.;

$C_{\text{ЗП}}$ – витрати на сумарну заробітну плату робітників, грн.;

$C_{\text{СОЦ}}$ – відрахування із заробітної плати на соціальні потреби, грн.;

$C_{\text{ТЕ}}$ – витрати на паливо, електроенергію та технологічні цілі, грн.;

$C_{\text{ОБ}}$ – витрати на утримування та експлуатацію обладнання, грн.;

$C_{\text{ЦЕХ}}$ – цехові витрати, грн.;

$C_{\text{З}}$ – загальнозаводські витрати, грн.;

$C_{\text{ІНШ}}$ – інші накладні витрати, грн.;

$C_{\text{ГОСП}}$ – господарські витрати.

					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>		
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розробив		Гриб М.В.			ОРГАНІЗАЦІЙНО-ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА		
Перевір		Антипчук Б.О.					
Н. Контр.		Антипчук Б.О.					
Затв.		Насінник І.І.					
						Літ.	Арк.
						У	95
						Аркушів	
						125	
						ЖАТФК, Гр. Е-3з	

8.2 Визначення витрат на матеріали, напівфабрикати та комплектуючі

Вартість матеріалів знаходимо за формулою:

$$C_M = \left(1 + \frac{P_{mp}}{100}\right) \cdot \sum_{i=1}^n C_{mi} \cdot H_{mi} - C_{відх} \quad (8.2)$$

де:

C_{mi} – оптова ціна і-го виду матеріалу, грн./кг;

H_{mi} – норма витрати на одиницю виробу і-го матеріалу в натуральних одиницях виміру;

P_{mp} – відсоток транспортно-заготівельних витрат на матеріали (5-10%);

n – кількість матеріалів виду;

$C_{відх}$ – вартість поворотних (реалізованих) відходів, грн. (2 % від сумарної вартості транспортно-заготівельних витрат на матеріали).

Розрахунки вартості матеріалів за формулою 8.2 зводимо у таблицю 8.1.

Таблиця 8.1 – Визначення вартості матеріалів

№ п/п	Найменування	Ціна, C_{mi} грн./кг	Норма H_{mi} витрат, кг	Сума, грн.
1	Склотекстоліт	45,00	1	45
2	Припій	40,00	10	400
3	Лак	500,00	1.5	750
4	Флюс	130,00	0.6	78
5	Хлорне залізо	3,5	10.	35
Загальна вартість матеріалу $\sum_{i=1}^n C_{mi} \cdot H_{mi}$				1308
Транспортно-заготівельні витрати на матеріали (5%)				65,4
Поворотних (реалізованих) відходів (2%) $C_{відх}$				26,16
Загальна вартість матеріалів із врахуванням транспортно-заготівельних витрат, за винятком поворотних відходів C_M				1399,56

Таким чином, вартість на матеріали із врахуванням транспортно-заготівельних витрат, за винятком поворотних відходів C_M , складає 1399,56 грн.

Вартість напівфабрикатів власного виробництва можна визначити за формулою:

$$C_{H\Phi} = \sum_{i=1}^m C_{H\Phi i} \cdot N_{H\Phi i} , \quad (8.3)$$

де:

$C_{H\Phi i}$ – виробнича собівартість одиниці i -го виду напівфабрикату власного виробництва, грн.;

$N_{H\Phi i}$ – кількість напівфабрикатів та комплектуючих виробів власного виробництва i -го розміру в натуральних одиницях, шт.;

У нашому випадку напівфабрикати не виробляються, а тому й розрахунок не проводиться, а от вартість покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів визначимо за формулою:

$$C_{K\Pi} = (1 + \frac{P_{mp}}{100}) \cdot \sum_{i=1}^K C_{K\Pi i} \cdot N_{K\Pi i} , \quad (8.4)$$

де:

P_{mp} – відсоток транспортно-заготівельних витрат на покупку напівфабрикатів та комплектуючих (5%);

K – кількість покупних напівфабрикатів та комплектуючих, шт.;

$N_{K\Pi i}$ – кількість покупних напівфабрикатів та комплектуючих i -го типорозміру в натуральних одиницях виміру, шт.;

$C_{K\Pi i}$ – оптова ціна покупних напівфабрикатів та комплектуючих i -го типорозміру, грн./шт.

Розрахунок вартості покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів зводимо у таблицю 8.2.

Таблиця 8.2 – Визначення вартості покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів

№ п/п	Найменування	Кількість, шт.	Ціна, грн/шт	Сума, грн.
	<u>Діоди</u>			
1	10ETS16S	48	9.68	46,8
	<u>Запобіжник</u>			
2	ПНБ-2-41 1250А	72	395.00	28440,00
	<u>Конденсатори</u>			
3	МБГП-4.7мкФ-400В	72	50	3600,00
4	МБГВ-160мкФ-500В	16	50	800,00
5	К53-4 1мкФ-3В	4	0,93	3,72
	<u>Мікросхеми</u>			
6	К561Л	256	0,5	128,00
7	К1109КТ2	24	3,3	79,2
	<u>Операційні підсилювачі</u>			
8	КР140УД8А	8	5.00	40,00
	<u>Резистори</u>			
9	МЛТ-0,125-*±10%	24	0,1	2,4
10	ПЕВ-12-25Вт	72	2,00	144,00
11	СП-5 -30	8	4,6	36,8
	<u>Реактор</u>			
12	СРОС-5000	8	28000,00	224000
	<u>Тиристори</u>			
13	ST700С16L	72	549,5	39564
Загальна вартість покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів $\sum_{i=1}^K C_{\text{кп}i} \cdot N_{\text{кп}i}$				263564
Загальна вартість покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів із врахуванням транспортно-заготівельних витрат $C_{\text{км}}$				312564

Таким чином, вартість покупних напівфабрикатів та комплектуючих виробів із врахуванням транспортно-заготівельних витрат $C_{\text{км}}$ складає 312564 грн.

8.3 Розрахунок фонду заробітної плати робітників

Основна заробітна плата за виконання робіт по виготовленню виробу визначається за формулою:

$$Z_{\text{осн}} = \sum_{i=1}^P r_i \cdot t_i, \quad (8.5)$$

де:

P – кількість видів робіт, які необхідно провести для виготовлення виробу;

r_i – середня годинна тарифна ставка i -го виду робіт, грн./год.;

t_i – трудомісткість i -го виду робіт на один виріб, грн./год.

Трудомісткість всіх видів робіт приймаємо 14210 грн./год. В таблиці 8.3 наведено основні годинні тарифні ставки по розрядах.

Таблиця 8.3 – Годинні тарифні ставки робітників по розрядах

Розряд робіт (i)	I	II	III	IV	V	VI
Тарифний коефіцієнт	1	1,09	1,20	1,35	1,55	1,81

Середня годинна тарифна ставка визначається шляхом перемноження годинної тарифної ставки робітника першого тарифного розряду (4,39 грн./год.) на відповідний тарифний коефіцієнт [13].

Додаткова заробітна плата ($Z_{\text{дод}}$) приймається у розмірі 50% від основної заробітної плати.

Інші заохочувальні та компенсаційні витрати ($Z_{\text{др}}$) приймаються у розмірі 10% від основної заробітної плати.

Розрахунок фонду заробітної плати робітників зводимо у таблицю 8.4.

Розмір відрахувань із заробітної плати у фонди загальнообов'язкового державного соціального страхування ($C_{\text{соц}}$) визначаються згідно діючого законодавства [12].

У процентному відношенні розмір відрахувань нараховується від фонду заробітної плати робітників ($C_{\text{зп}}$) та складаються з наступних внесків:

- внесок на загальнообов'язкове державне пенсійне страхування (2%) складає: $C_{\text{пс}}=2923,66$ грн.;
- внесок на загальнообов'язкове державне соціальне страхування у зв'язку з тимчасовою втратою працездатності (1,5%) складає: $C_{\text{п.тр}}=2192,74$ грн.;
- внесок на загальнообов'язкове державне страхування на випадок безробіття (1,3%) складає: $C_{\text{безроб}}=1900,38$ грн.;
- внесок на загальнообов'язкове державне соціальне страхування від нещасного випадку на виробництві та професійному захворюванні, які призвели до втрати працездатності, приймаємо виходячи з класу професійного ризику (36-й клас), що відповідає виду робіт "Виробництво деталей електронного устаткування"(1,96%), він складає: $C_{\text{нв}}=2865,18$ грн.

$$C_{\text{соц}} = C_{\text{пс}} + C_{\text{п.тр}} + C_{\text{безроб}} + C_{\text{нс}} = 9881,96 \text{ грн.} \quad (8.6)$$

Розрахунок розміру відрахувань із заробітної плати у фонди загальнообов'язкового державного соціального страхування ($C_{\text{соц}}$ зводимо у таблицю 8.4.

Таким чином, основна заробітна плата ($Z_{\text{осн}}$) складає: 91364,25 грн., а фонд заробітної плати робітників ($C_{\text{зп}}$) становить: 146182,81 грн.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						100
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Таблиця 8.4 – Розрахунок фонду заробітної плати робітників

Види робіт	Годинна тарифна ставка, грн.		Трудовісткість, н.-год.	Сума заробітної плати, грн.
Заготівельні	2	4,8	2150	10320
Свердлильні	3	5,27	1600	8432
Травленні	4	5,92	1250	7400
Промивальні	4	5,92	900	5328
Лудильні	5	6,81	1500	10215
Збиральні	6	7,94	2008	15943,52
Паяльні	5	6,81	2150	14641,5
Налагоджувальні	6	7,94	2002	15895,88
Інші	3	5,27	650	3188,35
Основна заробітна плата (З _{осн})				91364,25
Додаткова заробітна плата (З _{дод})				45682,12
Інші заохочувальні та компенсаційні витрати (З _{др})				9136,44
Фонд заробітної плати виробничих робітників (С _{зп})				146182,81

8.4 Визначення собівартості, ціни та терміну окупності виробу

Оптова ціна виробничого виготовлення виробу ($\Pi_{\text{опт}}$) формується з повної собівартості виробу і планованого розміру прибутку від реалізації одиниці виробу відповідно до встановленого на підприємстві рівнем рентабельності виробництва даного виду виробу:

$$\Pi_{\text{опт}} = C_{\text{п}} + \Pi_{\text{о}}, \quad (8.7)$$

де:

$C_{\text{п}}$ – повна собівартість виробу, грн.;

$\Pi_{\text{о}}$ – планований розмір прибутку від реалізації одиниці виробу, грн.

Рентабельність виробництва продукції визначатимемо за формулою:

$$R = \Pi_o / C_{\Pi} * 100\% . \quad (8.8)$$

У розрахунках даного дипломного проекту рентабельність виготовлення продукції приймаємо в розмірі 10 %. [13]

Відпускна ціна виробу (Ц) включає оптову ціну та податок на додаткову вартість (ПДВ). ПДВ нараховується в розмірі 20% від оптової ціни виробу. В таблицю 8.5 зведено розрахунки калькуляції та визначення собівартості виробу.

Таблиця 8.5 – Калькуляції собівартості і визначення ціни виробу

Стаття витрат	Позначення	Базовий варіант	
		грн.	%
1	2	3	4
Витрати на матеріали напівфабрикати і комплектуючі вироби	C _М	1399.56	0,03
Вартість покупних напівфабрикатів і комплектуючих виробів	C _{КМ}	312564	1,28
Фонд заробітної плати виробничих робітників	C _{ЗП}	146182.81	61,5
Відрахування на соціальні міри	C _{СОЦ}	9881.96	23,3
Витрати на утримування та експлуатацію обладнання	C _{ОБ}	7309.14	3,08
Цехові витрати	C _{ЦЕХ}	9136.43	3,84
Загальнозаводські витрати	C _З	6395.5	2,69
інші накладні витрати	C _{ПР}	1827.29	0,77
господарські витрати	C _{ГОСП}	4568.21	1,2
Повна собівартість виробу	C _П	504746,76	100
Прибуток	Π _О	180474,8	
Оптова ціна	Ц _{ОПТ}	514746,8	
Ціна приладу з урахуванням ПДВ	Ц	617696,16	

Таким чином ціна приладу з урахуванням ПДВ складає 617696,16 грн., а оптова ціна 514746,8 грн.

Термін окупності одиниці виробу визначимо за формулою:

$$T_{окуп} = \frac{Ц_{опт}}{П_о} , \quad (8.9)$$

де:

Ц_{опт} – Оптова ціна, грн.;

П_о – прибуток, грн.

Отже будемо мати, що:

$$T_{окуп} = \frac{514746,8}{180474,8} = 2,8 \text{ роки} .$$

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						103
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

9 ОХОРОНА ПРАЦІ

9.1 Основна характеристика приміщення де встановлено пристрій

Розроблений перетворювач для двигуна постійного струму, який призначений для автоматизації та механізації транспортних та вантажно-розвантажувальних процесів буде розміщено в окремому приміщенні машинного залу. За величиною напруги пристрій належить до електричного обладнання з напругою вище 1000 В. Перетворювач змінної напруги разом із силовим активним фільтром є внутрішньою стаціонарною установкою. Пристрій живиться від трифазної мережі змінного струму напругою 6000 В із заземленою нейтралю, яка має частоту мережі 50 Гц. Потужність приладу становить 3800 кВт.

Приміщення, де буде розміщено розроблений перетворювач, за мірою небезпеки ураження електричним струмом, належить до класу приміщень із підвищеною небезпекою. Це сухе приміщення має одну ознаку підвищеної небезпеки – струмопровідну підлогу.

За пожежною небезпечністю приміщення, де буде експлуатуватися розроблений перетворювач, належить до категорії «В», бо воно характеризується наявністю твердих спалюваних речовин та матеріалів.

Зона розміщення перетворювача не є вибухонебезпечною.

Робітники, які будуть обслуговують розроблений пристрій, виконуватимуть роботу, яка за важкістю належить до групи «ІІ» (середня група).

Нормативні, оптимальні та допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні приміщення, що відповідають категорії робіт «ІІ» наведені в таблицях 9.1 та 9.2.

					ДП.141.003з.004.ПЗ			
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розробив		Гриб М.В.			ОХОРОНА ПРАЦІ			
Перевір		Антипчук Б.О.						
Н. Контр.		Антипчук Б.О.						
Затв.		Насінник І.І.						
						Літ.	Арк.	Аркушів
						У	104	125
						ЖАТФК, Гр. Е-3з		

Таблиця 9.1 – Оптимальні норми температури, відносної вологості і швидкості руху повітря в робочій зоні приміщення

Період року	Температура повітря, °С	Відносна вологість повітря, φ%	Швидкість руху повітря, V м/с
Холодний і перехідний періоди (температура зовнішнього повітря нижче +10 °С)	18 – 20	60 – 40	≤ 0,2
Теплий період (температура зовнішнього повітря +10 °С і вище)	21 – 23	60 – 40	≤ 0,3

Таблиця 9.2 – Допустимі норми температури, відносної вологості і швидкості руху повітря в робочій зоні приміщення

Період року	Температура повітря, °С	Відносна вологість повітря, φ%	Швидкість руху повітря, V м/с
Холодний і перехідний періоди (температура зовнішнього повітря нижче +10 °С)	17 – 23	75	≤ 0,3
Теплий період (температура зовнішнього повітря +10 °С і вище)	не більш, ніж на 3°С вище середньої температури зовнішнього повітря в 13°С самого жаркого місяця, але не більш 28°С	75	≤ 0,2 – 0,5

В приміщенні, де буде експлуатуватися пристрій, виділення в атмосферу робочої зони пожежонебезпечних і вибухонебезпечних шкідливих речовин відсутнє, шкідливих речовин немає.

Таблиця 9.3 – Норми освітленості в приміщенні, де експлуатується розроблений пристрій

Розмір об'єкта, мм	Розряд зорових робіт	Контраст об'єкта з фоном	Фон	Штучна освітленість Е _н , лк.		Природне (бічне) освітлення КПО е _н ^{III} , %
				комбінов.	загальна	
більше 5	VI	середній	світлий	300	150	1,5

Визначимо коефіцієнт природного освітлення для VI розряд зорових робіт світлового клімату:

$$E_H^{VI} = E_H^{III} \cdot m \cdot c \quad (9.1)$$

де:

E_H^{III} – коефіцієнт природного освітлення для III рівня світлового клімату;

m – коефіцієнт світлового клімату ($m = 0,9$ – для Житомирської обл.);

c – коефіцієнт сонячності, який залежить від орієнтації світлового отвору за сторонами горизонту ($c = 0,7$ – при орієнтуванні вікон на південь).

Отже, будемо мати:

$$E_H^{VI} = 1,5 \cdot 0,9 \cdot 0,7 = 0,975 \% .$$

Для освітлення машинного залу використовуються двохлампові світильники типу ЛСР-4-2×40.

У приміщенні, де експлуатуватиметься пристрій, є в наявності ширококутовий шум, що не перевищує норми, яка становить 80 Дб.

У приміщенні, де експлуатується пристрій, немає джерел вібрації, які б створювали її рівень вище за межу норми.

У приміщенні, де експлуатується пристрій, немає іонізуючого або електромагнітного випромінювання, а теплове випромінювання не перевищує норми.

9.2 Заходи по електробезпеці

У приміщенні, де експлуатується пристрій, використовуються наступні заходи щодо електробезпеки:

- захист від випадкового дотику до струмоведучих частин електроустановки;
- контроль і профілактика ушкоджень ізоляції;
- занулення;
- захисне вимкнення;
- сигналізація (світлова робоча і світлова аварійна);
- використання захисних засобів;
- організаційні і технічні заходи;
- подвійна ізоляція.

Перетворювач змінної напруги в постійну з силовим активним фільтром – це пристрій поміщений у пластиковий корпус, який забезпечує безпеку від випадкового дотику до струмоведучих частин електроустановки. Живлення до нього підводиться через спеціальний шнур на задній панелі приладу.

Контроль та профілактику ушкоджень ізоляції здійснюють шляхом виміру опору ізоляції електроустановки:

- під час приймально-здавальних випробувань;
- періодично в процесі експлуатації, але не рідше одного разу на три роки;
- постійно в процесі експлуатації.

Під час випробування підвищеною напругою дефекти ізоляції виявляються внаслідок пробою та наступного пропалювання ізоляції електричним струмом. Виявлені дефекти ізоляції усуваються, після чого повторно проводяться випробування виправленого обладнання.

Періодичний контроль ізоляції повинен проводитися на увімкненій установці.

Постійний контроль ізоляції проводиться під робочою напругою протягом усього часу роботи установки без автоматичного відімкнення. Відлік опору ізоляції проводиться за шкалою приладу ПКІ (постійного контролю ізоляції).

При зниженні опору ізоляції до гранично допустимого або нижчого значення, прилад подає звуковий та світловий сигнал або обидва сигнали разом.

Також передбачений захист для двигуна постійного струму від короткого замикання. Він виконаний на плавкому запобіжнику [16] ПНБ-2 1250А (на напругу 800В і струм 1250А), який знаходиться на вході схеми.

Щоб виключити контакт людини зі струмопровідною підлогою, передбачене розташування гумових килимків на підлозі біля робочого місця. При ремонті та обслуговуванні використовується інструмент з ізольованими ручками, діелектричні рукавички.

Щоб забезпечити умови потенційної безпеки експлуатації проектного пристрою, використовується сигналізація. Передбачені пізнавальна та аварійна сигналізація. Пізнавальна сигналізація показує наявність напруги (неонові лампи). Аварійна сигналізація дає візуальну інформацію про спрацьовування захисту.

Організаційні заходи при роботі розробленого пристрої та всієї системи є такими:

- до роботи допускаються особи віком від 18 років, які повинні обов'язково проходити періодичні медогляди, інструктажі;

- використання маркування, знаків та плакатів, які роз'яснюють і попереджують;
- затвердження переліку робіт, виконуваних по наряду, розпорядженню та у порядку поточної експлуатації;
- допуск до робіт (допуск можуть видавати оперативні чи оперативно-ремонтні працівники з групою електробезпеки не нижче IV в установках вище 1000 В и не нижче III в установках до 1000 В);
- працівники, які обслуговують установки, повинні знати правила електробезпеки в обсязі вимог, обумовлених професією і займаною посадою та мати відповідну, виконуваний роботі, кваліфікаційну групу по електробезпеці.

9.3 Заходи з пожежної безпеки

До засобів та заходів з пожежної безпеки належать:

- застосування засобів пожежної сигналізації;
- застосування засобів пожежогасіння;
- організаційні заходи.

Вогнегасники перебувають в спеціально відведених для них місцях. Для пожежної сигналізації передбачений тепловий сповіщувач АТІМ-1 у якому замикання контактів відбувається внаслідок теплової деформації біметалевої пластини. Він працює за температури 60°C та має радіус спрацювання до 15м². Крім того в цеху встановлено кнопковий сповіщувач ручної дії, кнопка якого захищена склом, щоб уникнути випадкового натискання.

Як організаційні заходи, передбачені: проведення протипожежного інструктажу та призначення відповідальних осіб, які стежать за справним станом і постійною готовністю засобів пожежогасіння і сигналізації. Засоби з пожежогасіння та їх кількість наведені в таблиці 9.4.

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						109
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Таблиця 9.4 – Засоби та заходи з пожежогасіння

Приміщення	Площа, м ²	Вуглекислі вогнегасники ручні (ОУ-2, ОУ-5, ОУ-8), шт.	Пінні вогнегасники (ОХП-5), шт.	Бочка з водою місткістю не менше 0,2 м ³ , шт.
В	500	1	4	2

У холодний і перехідний періоди року приміщення опалюється центральним опаленням, у теплий період – використовується кондиціонування. Вид вентиляції – механічна, кондиціонування.

9.4 Система захисного занулення та електричного блокування

Дані для розрахунку системи захисного занулення приведені в таблиці 9.5.

Таблиця 9.5 – Дані для розрахунку системи захисного занулення

Потужність трансформатора, МВ*А	Схема з'єднання обмоток	Тип електродвигуна	U _ф , В	n, хв. ⁻¹
6,3	Зірка/зірка, зірка/ трикутник	2AS6862F/16	800	80

Лінія 800 В з мідними шинами 5x100 мм живиться від трансформатора 630 кВ*А 6/0,8 кВ зі схемою з'єднання обмоток трикутник/зірка. Установка захищена автоматом I_{отс}=250 А. При замиканні фази на занулений корпус, електроустановка автоматично відключається, якщо значення струму однофазного короткого замикання I_к, задовольняє умові:

$$I_K \geq KI_{ном} = 1,3 \cdot 250 = 325 A, \quad (9.2)$$

де:

$I_{\text{ном}}$ – номінальний струм спрацьовування автоматичного вимикача, А.

K – коефіцієнт кратності струму, так як захист здійснюється автоматичним вимикачем, який має тільки електромагнітний розмикач (його значення рівне 1,3).

У якості нульового захисного провідника перетворювача обрана сталева смуга прямокутного перетину $S = 40 \times 4$ мм довжиною $l = 200$ м.

З таблиці 9.5 знаходимо повний опір трансформатора $R_{\text{тр}} = 0,056$ Ом.

Визначаємо опори фазного та нульового захисного провідників на ділянці лінії 0,2 км:

$$R_{\phi} = 0,018 \frac{200}{25} = 0,0144 \text{ Ом} . \quad (9.3)$$

Оскільки фазна шина – мідна, то приймаємо $X_{\phi} = 0$. Очікуваний струм короткого замикання $I_k > 325$ А, а густину струму в сталевій смузі визначимо за формулою:

$$\delta = \frac{I_k}{S} = \frac{325}{40 \cdot 4} \approx 2 \text{ А} \cdot \text{мм}^2 . \quad (9.4)$$

По таблиці знаходимо для смуги перетином 40×4 мм при $d = 2$ А/мм² значення: $r_w = 1,54$ Ом/км, $X_w = 0,92$ Ом/км. Тоді активний опір смуги $R_{\text{н.з}} = 0,308$ Ом, а внутрішній індуктивний опір смуги $X_{\text{н.з}} = 0,184$ Ом. Приймаємо $x_{\text{п}} = 0,6$ Ом/км, отже: $X_{\text{п}} = 0,2 \cdot x_{\text{п}} = 0,12$ Ом.

Діюче значення струму однофазного короткого замикання, який проходить по колу фаза-нуль:

$$I_{\kappa} = \frac{220}{\frac{0,056}{3} + \sqrt{(0,144 + 0,308)^2 + (0,184 + 0,12)^2}} = 390 A.$$

Оскільки діюче значення струму однофазного короткого замикання перевищує найменше припустиме, за умовою спрацьовування захисту, значення струму ($390 > 325$), то нульовий захисний провідник обраний правильно, тобто здатність системи занулення, яка здійснює відключення – забезпечена.

Занулення реалізується шляхом з'єднання металевих елементів установки, ізольованих від частин, що знаходяться під напругою з нульовим захисним провідником. Схема захисного занулення показана на рисунку 9.1.

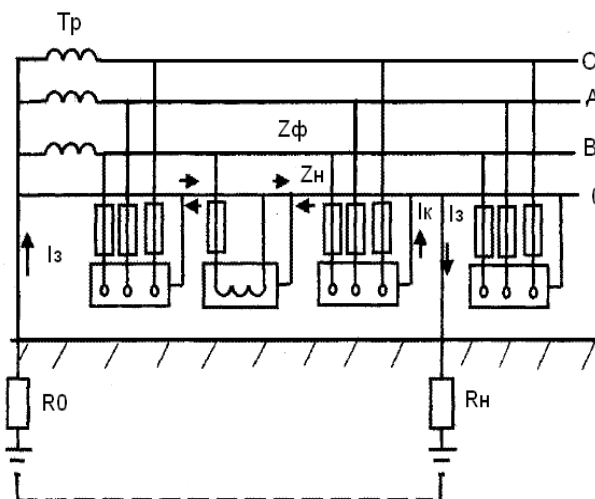


Рисунок 9.1 – Схема захисного занулення

Занулення перетворює замикання на корпус в однофазне коротке замикання, у результаті чого спрацьовує максимальний струмовий захист, і ушкоджена ділянка мережі селективно відключається. Так само занулення знижує потенціали корпусів, що з'являються в момент замикання на землю. Роль повторного заземлення нульового проводу зводиться до зниження напруги корпусу щодо землі в момент короткого замикання. Повторне

замикання на корпус зменшує його потенціал і тим самим підвищує безпеку експлуатації установки.

Захист від випадкового дотику забезпечується використанням ізованих проводів. Так само забезпечується неприпустимість враження в небезпечній зоні за допомогою огорожень, чи блокувань розташування струмоведучих частин на недоступній висоті чи в недоступному місці. Огородження встановлюється сітчасте.

Блокування застосовуються в електричних установках, де виконуються роботи на ділянках, що огорожуються. Схема електричного блокування приведена на рисунку 9.2.

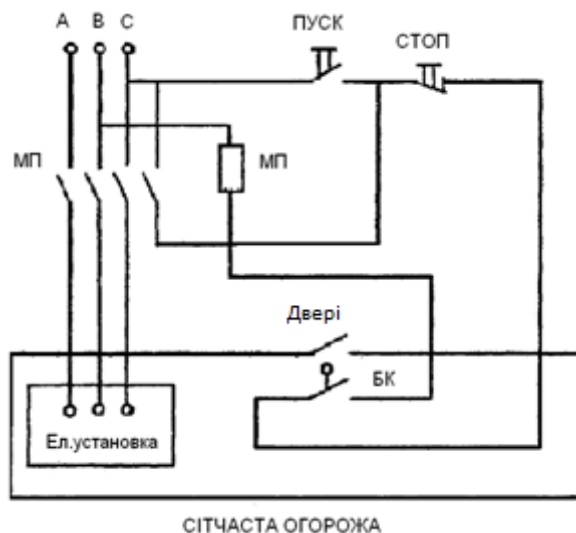


Рисунок 9.2 – Схема електричного блокування

Блокувальні контакти при відкриванні дверей розривають ланцюг і котушку пускача. Блок-контакти розмикаються вже при незначному розімкненні дверей, щоб людина не змогла проникнути у небезпечну зону та потрапити під напругу.

Напруженість електромагнітного поля в діапазоні частот 60 кГц – 300 МГц на відстані одного метра від лицьових дверей перетворювача не перевищує за електричною складовою 50 А/м, температура зовнішньої

поверхні двері перетворювача не перевищує 45 °С, а напруженість електромагнітного поля за магнітною складовою рівна не більше 5 А/м.

Ізоляція між струмоведучими елементами і корпусом перетворювача повинна мати опір не менше 20 МОм.

Електричний опір між болтом захисного заземлення корпусу перетворювача та його дверима повинен бути не більш ніж 0,1 Ом.

На всіх дверях перетворювача і захисних кожухах, крім лівих лицьових дверей, повинен бути нанесений знак «Обережно небезпечно для життя». Усі двері повинні закриватися за допомогою спеціальних ключів. При подачі електроживлення на перетворювачі повинна загорятися сигнальна лампа на передніх дверях. Блокування дверей перетворювача повинно забезпечувати відключення випрямляча при відкриванні будь-яких дверей.

ВИСНОВКИ

У процесі виконання даного дипломного проекту було розраховано та спроектовано напівпровідниковий перетворювач для електроприводу постійного струму. Розроблений пристрій задовольняє вимогам технічного завдання.

В процесі розробки було проведено аналітичний огляд можливих існуючих технічних рішень та вибрано оптимальний варіант реалізації пристрою, розроблено та розраховано його структурну та принципові схеми, проведено моделювання його роботи та розроблено друковану плату.

Також в дипломному проекті було проведено техніко-економічне обґрунтування розробленого перетворювача, в результаті якого було визначено його вартість та термін окупності, які становлять: ціна приладу з урахуванням ПДВ складає 617696,16 грн., оптова ціна приладу 514746,8 грн., а термін окупності склав 2,8 роки.

У розділі “Охорона праці” дипломного проекту були описані умови експлуатації розробленого пристрою, запропоновані заходи з електробезпеки та пожежної безпеки.

					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>			
<i>Зм.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ Докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розробив</i>		<i>Гриб М.В.</i>			<i>ВИСНОВКИ</i>			
<i>Перевір</i>		<i>Антипчук Б.О.</i>						
<i>Н. Контр.</i>		<i>Антипчук Б.О.</i>						
<i>Затв.</i>		<i>Насінник І.І.</i>						
						<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Аркушів</i>
						<i>У</i>	115	125
						<i>ЖАТФК, Гр. Е-3з</i>		

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Силова електроніка : навч. посібник / В. І. Сенько, С. В. Панасенко, Є. В. Сенько [та ін.]. Т. 4, кн. 1. Київ, 2012. 640 с.
2. Мілих В. І., Шаволкін О. О. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка. Київ : Каравелла, 2012. 688 с.
3. Сосков, А. Г. Колонтаєвський Ю. П. Промислова електроніка. Теорія і практикум : підручник. Київ : Каравела, 2013. 496 с.
4. Основи технічної електроніки : підручник : у 2-х кн. Кн.2. Схемотехніка / В. І. Бойко, А. М. Гуржій, В. Я. Жуйков [та ін.]. Київ : Вища шк., 2007. 510 с.
5. Шавьолкін О. О. 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. Радіотехніка : енциклопедичний навч. довідник / за ред.: Ю. Л. Мазора, Є. А. Мачуського, В. І. Правди. Київ : Вища шк., 1999. 838 с.
7. Колонтаєвський Ю. П., Сосков А. Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум : навч. посібник / за ред. А. Г. Соскова. 2-ге вид., виправ. Київ : Каравела, 2004. 432 с.
8. Василенко О. В., Переверзєв А. В. Моделювання пристроїв електроніки. Запоріжжя : ЗДІА, 2003. 160 с.
9. Монтаж електричний радіоелектронної апаратури та приладів. Загальні вимоги до формування виводів та установлення виробів електронної техніки на друковані плати : ДСТУ 2779-94 (чинний від 01.01.96р.).
URL: http://online.budstandart.com/ru/catalog/doc-page?id_doc=96130

					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>			
Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ ДЖЕРЕЛ			
Розробив	Гриб М.В.							
Перевір	Антипчук Б.О.							
Н. Контр.	Антипчук Б.О.							
Затв.	Насінник І.І.							
						Літ.	Арк.	Аркушів
						У	116	125
						ЖАТФК, Гр. Е-3з		

10. Плати друковані. Терміни та визначення : ДСТУ 2646-94 (чинний від 01.07.95р.).
[URL: https://discovery.kpi.ua/Record/000533396](https://discovery.kpi.ua/Record/000533396)
11. Друковані плати та вузли друкованих плат. Проектування та використання. Частина 5-8. Розглядання кріплень (земля/з'єднання). Компоненти площинної матриці (BGA, FBGA, CGA, LGA) : ДСТУ EN 61188-5-8:2022 (чинний від 31.12.2023 р.)
[URL:https://online.budstandart.com/ua/catalog/docpage.html?id_doc=101191](https://online.budstandart.com/ua/catalog/docpage.html?id_doc=101191)
12. Швець Є. Я. та ін. Матеріали і компоненти електроніки : навч. посібник / Є. Я. Швець, І. Ф. Червоний, Ю. В. Головка. Запоріжжя : ЗДІА, 2011. 278 с.
13. Сулима В.С. Електрорадіоматеріали : навч. посібник. / В. С. Сулима ; Укр. інж.-пед. акад. Харків : УПА, 2010. 128 с.
14. Троцишин І. В. Фізичні основи електронних приладів : навч. посібник. Хмельницький : ХДУ, 2004. 488 с.
15. Кравченко Ю. С. Матеріали електронної техніки : питання та задачі : навч. посібник / Ю. С. Кравченко, Л. В. Крилик, Є. О. Смольков. Вінниця : ВНТУ, 2008. 71 с.
16. Журавльова Л. В., Бондар В. М. Електроматеріалознавство : підручник. Київ : Грамота, 2006. 312 с.
17. Василенко І. І. та ін. Конструкційні та електротехнічні матеріали : навч. посібник. / І. І. Василенко, В. В. Широков, Ю. І. Василенко. Львів : Магнолія□2006, 2009. 242 с.
18. Руденко В. С. та ін. Промислова електроніка / В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. В. Трифонюк. Київ : Либідь, 1993. 432 с.
19. Wilamowski B. M., Irwin J. D. The Industrial Electronics Handbook. Fundamentals of Industrial electronics. Boca Raton : CRC Press, 2011. 691 p.

ДОДАТКИ

					ДП.141.003з.004.ПЗ	Аркуш
						118
Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Позиційне позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
L1...L8	Реактор СРОС - 5000	8	
M1, M2	Двигун 2AS6862F/16 3800кВт, 800В, 5100А	2	
QF1...QF8	Вимикач автоматичний ВАБ -49-5500/10	8	
TV1...TV4	Трансформатор ТРС3П-6300/800-Р-У3	4	
A1...A24	<u>Тиристорний блок</u>	24	
C1...C3	Конденсатор МБГП 4.7мкФ, 400 В	3	
FU1...FU3	Запобіжник ПНБ – 2 – 41 1250 А	3	
R1...R3	Резистор ПЕВ – 12 – 25 Вт	3	
VS1...VS3	Тиристор ST700C16L	3	
A25,A26	<u>Блок захисту від зовнішніх перенапруг</u>		
C1	Конденсатор МБГВ 160мкФ, 500 В	4	
	Резистори		
R1,R2	Резистор дротяний	8	Спец. замов.
VD1...VD6	Діод 10ETS16S	6	
A27...A51	<u>Тиристорний блок</u>		
C1...C3	Конденсатор МБГП 4.7мкФ, 400 В	3	
FU1...FU3	Запобіжник ПНБ – 2 – 41 1250 А	3	
R1...R3	Резистор ПЕВ – 12 – 25 Вт	3	
VS1...VS3	Тиристор ST700C16L	3	

					ДП.141.003з.004.ПЗ			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Гриб М.В.			Додаток А. Перелік елементів.		Літ.	Арк.
Перевір.		Антипчук Б.О.					119	125
Н.контр.		Антипчук Б.О.			Схема електрична принципова. Силовий блок перетворювача		ЖАТФК, Гр. Е-3з	
Затв.		Насінник Г.І.						

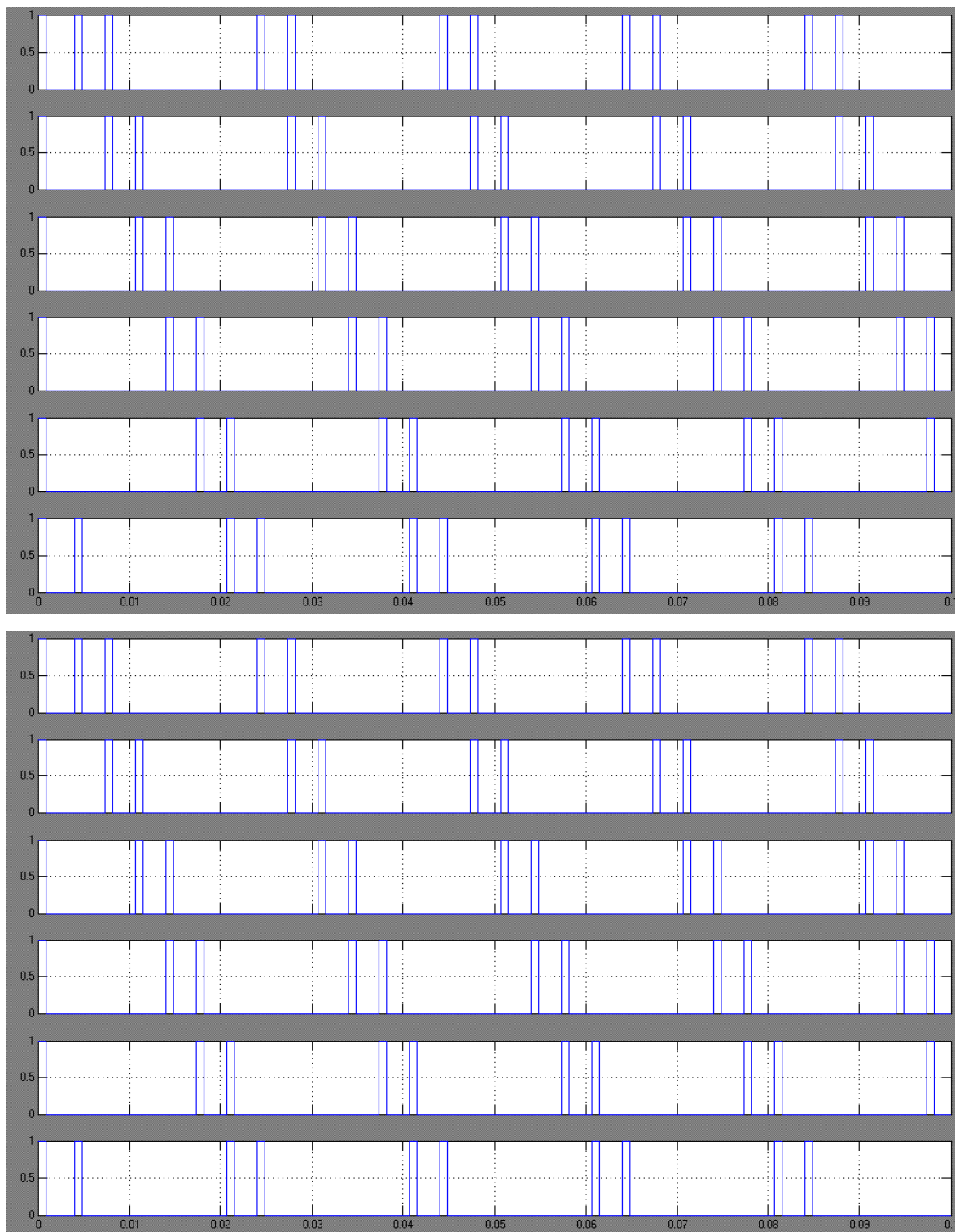
[illegible]

Позиційне позначення		Найменування			Кіл.	Примітка
		Конденсатори				
C3, C4		К – 73 – 11 1 мкФ, 63 В			1	
		Резистори				
R3		МЛТ – 0,25 100 кОм			1	
R6		МЛТ – 0,125 820 кОм			1	
R7		СП2 – 2а			1	
A1...A3		<u>Система імпульсно-фазового керування</u>			3	
		Конденсатори				
C1, C2		К50 – 12, 5.6 мкФ, 100 В				
C5		КМ6, 10 нФ, 25 В				
		Мікросхеми				
DD2		K561JE5			1	
DD3, DD6		K561JA7			2	
DD4, DD9		K561JE6			2	
DD5		K561IE10			1	
DD7, DD8		K561ЛП2			2	
DD10		K561JA9			1	
		Резистори				
R1, R2		МЛТ – 0,25 1 кОм			2	
R4, R5		МЛТ – 0,25 10 кОм			2	
R8		СП2 – 2а			1	
VD1, VD2		Стабілітрон КС215Ж			2	
					<i>ДП.141.003з.004.ПЗ</i>	
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		
Розроб.		Гриб М.В.			Додаток Б. Перелік елементів. Блок імпульсно-фазового керування перетворювача	
Перевір.		Антипчук Б.О.				
Н.контр.		Антипчук Б.О.			ЖАТФК, Гр. Е-3з	
Затв.		Насінник Г.І.				
					Літ.	Арк.
						120
						125

[illegible]

Позиційне позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
BR1	Тахогенератор ТП212-0,20-0,5-01	1	
C1	Конденсатор К– 53 – 4, 1 мкФ, 3 В	1	
DA1, DA2	Операційний підсилювач КР140УД 8А	2	
R1	РЕЗИСТОРИ ПЕВ – 50, 10 кОм	1	
R2	СП – 5	1	
R3...R5	СП2 – 2а	3	
R6	МЛТ – 0,125, 10 кОм	1	
R7, R8	СПЗ – 36	2	
R9	СП5 – 30	1	
R10	СПЗ – 24Б	1	
TA1...TA3	Трансформатор струму ТОЛ – 20 - 3	3	
VD1...VD6	Діод 10ETS16S	6	
BR1	Тахогенератор ТП212-0,20-0,5-01	1	
C1	Конденсатор К– 53 – 4, 1 мкФ, 3 В	1	
DA1, DA2	Операційний підсилювач КР140УД 8А	2	
R1	РЕЗИСТОРИ ПЕВ – 50, 10 кОм	1	
R2	СП – 5	1	
R3...R5	СП2 – 2а	3	
R6	МЛТ – 0,125, 10 кОм	1	
R7, R8	СПЗ – 36	2	
R9	СП5 – 30	1	
R10	СПЗ – 24Б	1	
ДІДАТОК В.			
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис Дата
Розроб.	Гриб М.В.		
Перевір.	Антипчук Б.О.		
Н.контр.	Антипчук Б.О.		
Затв.	Насінник І.І.		
Додаток В. Перелік елементів. Принципова схема системи автоматичного регулювання (САР)			
		Лім.	Арк.
			122 125
ЖАТФК, Гр. Е-3з			

ДОДАТОК Г



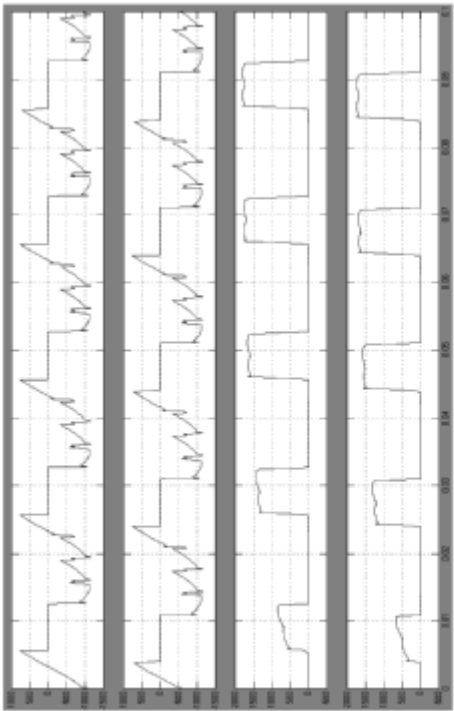
Діаграми пульсацій

Зм..	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

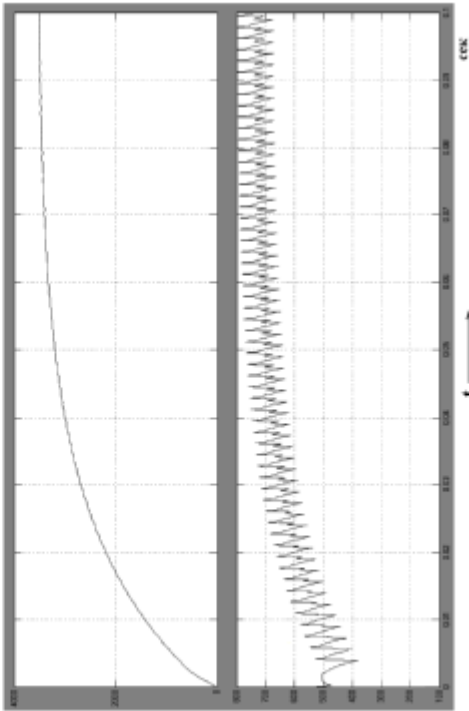
ДП.141.003з.004.ПЗ

Аркуш

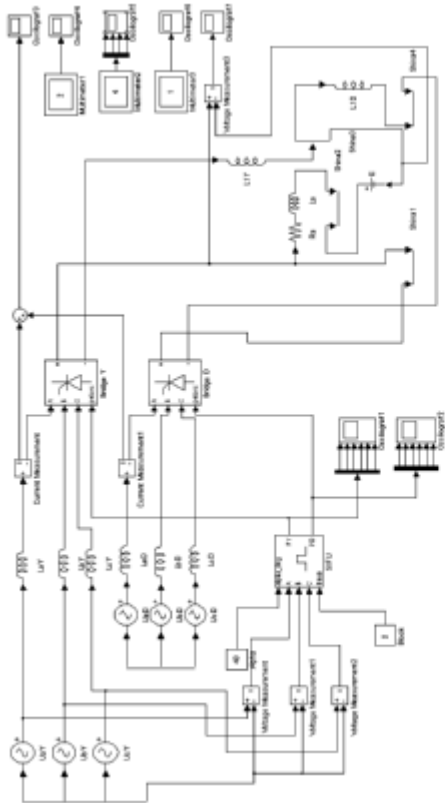
123



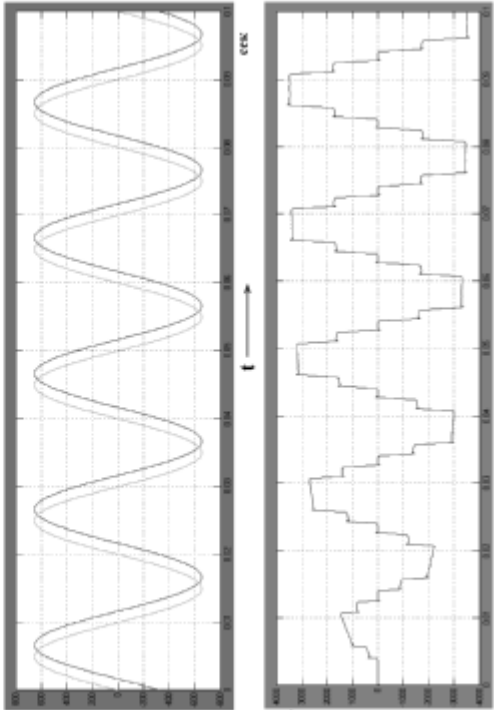
Напруга та струм вентилів



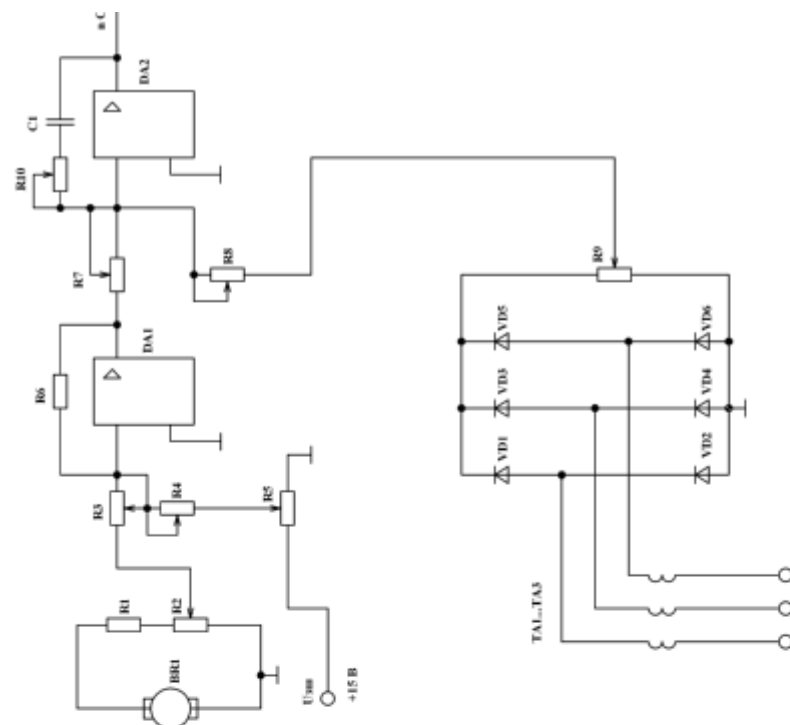
Діаграми напруги і струму на навантаженні



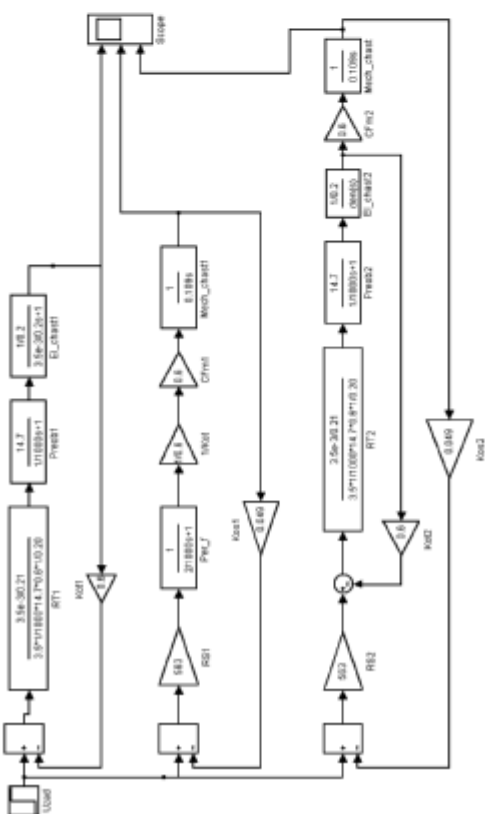
Модель силовій частини перетворювача з системою керування



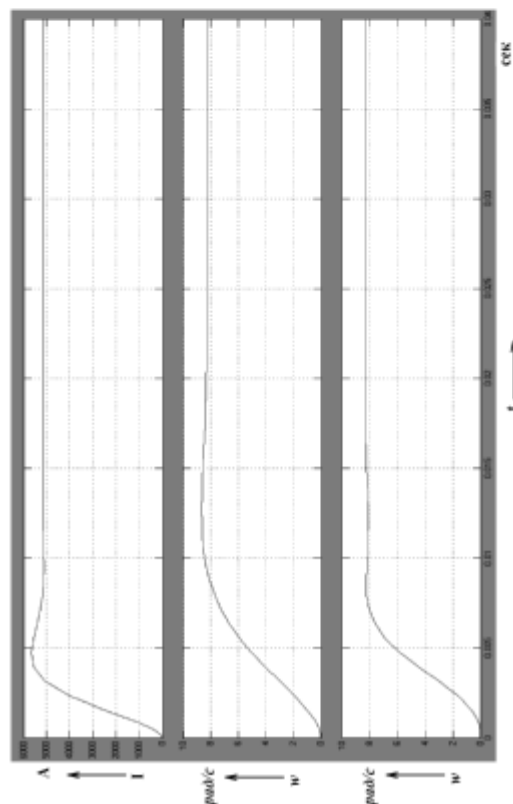
Діаграми входних напруг і струму



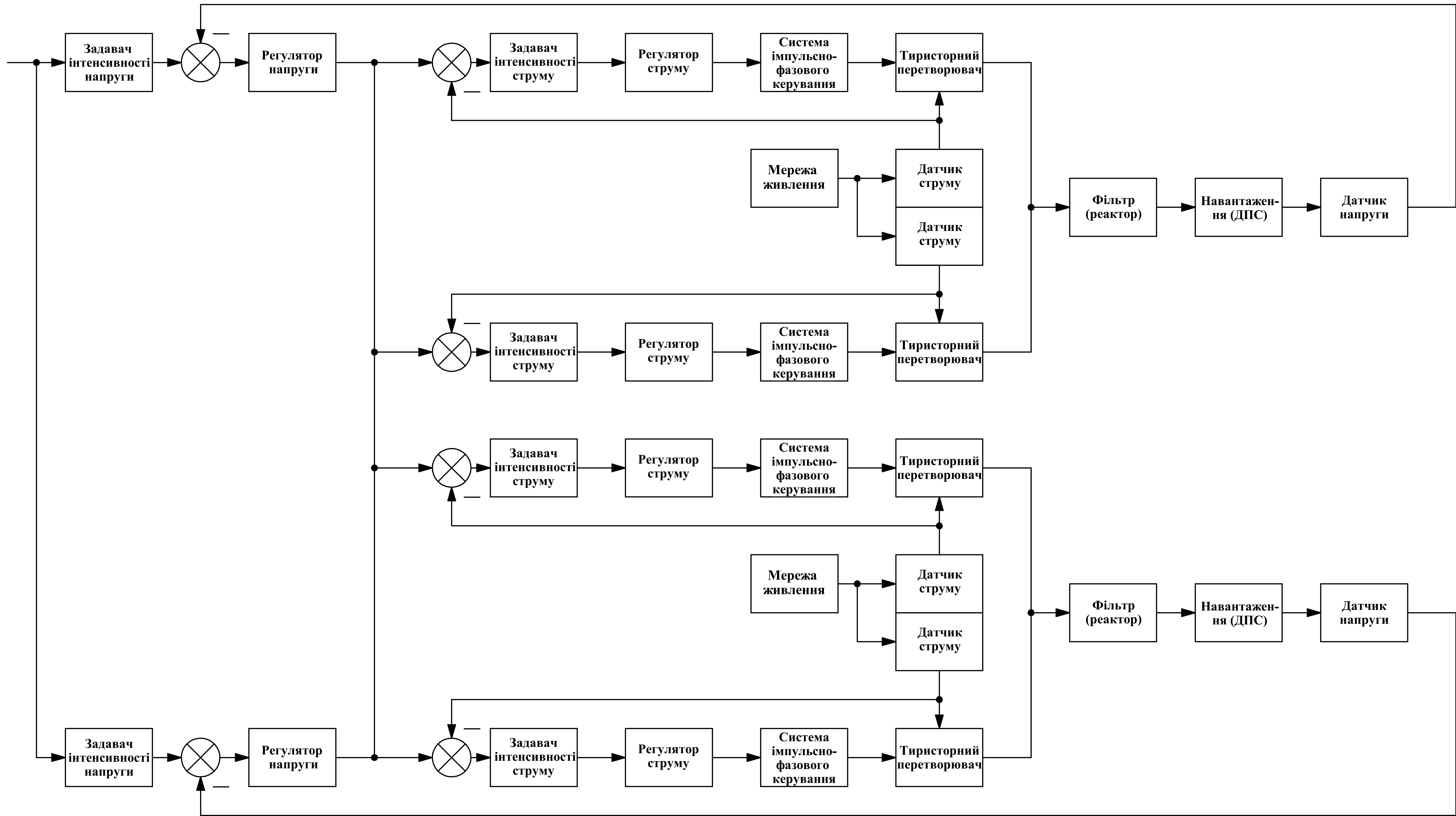
Принципова схема системи автоматичного регулювання



Модель системи автоматичного регулювання

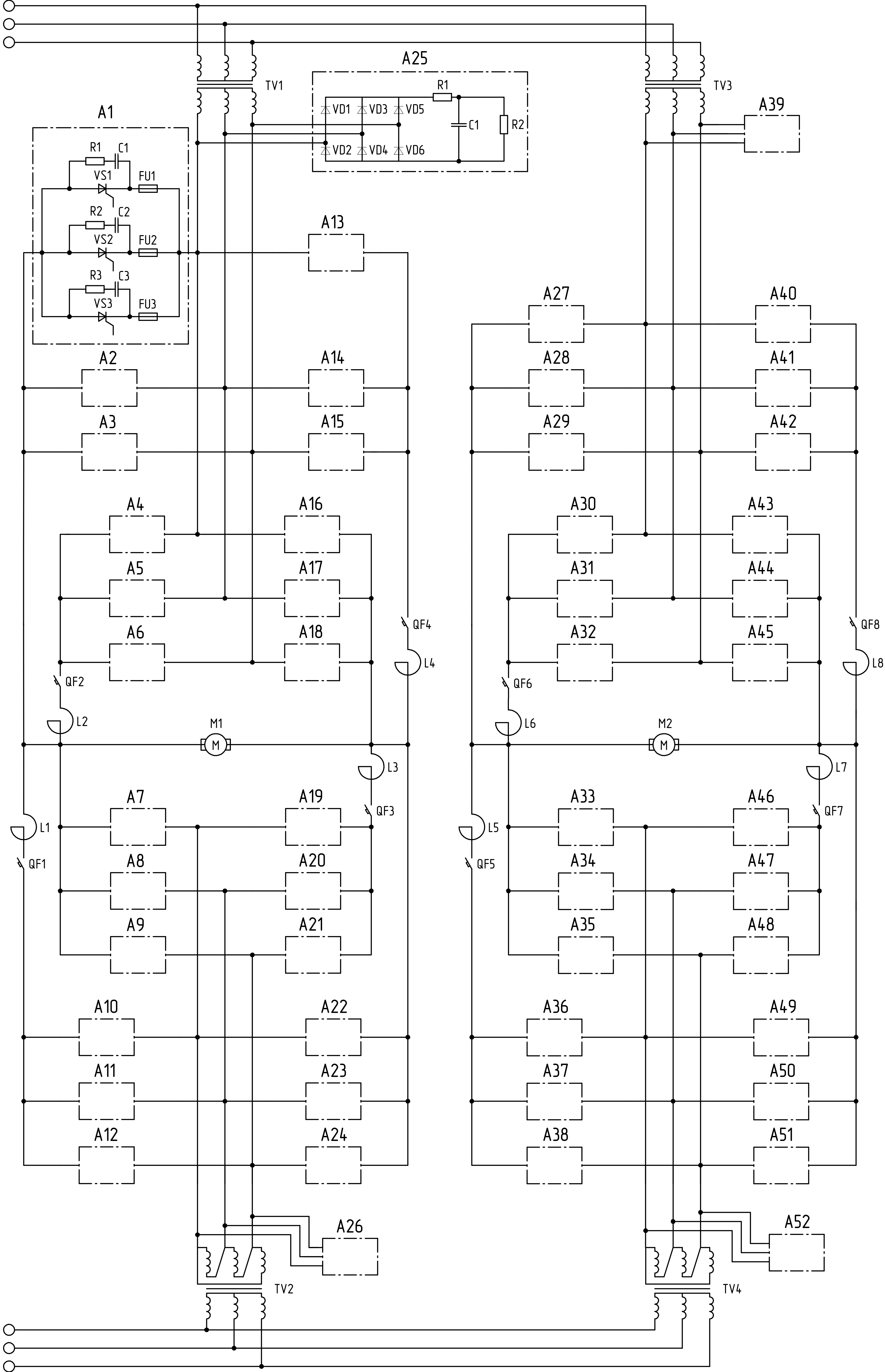


Вихідні сигнали з регулятора струму, швидкості та двоконтурної САР



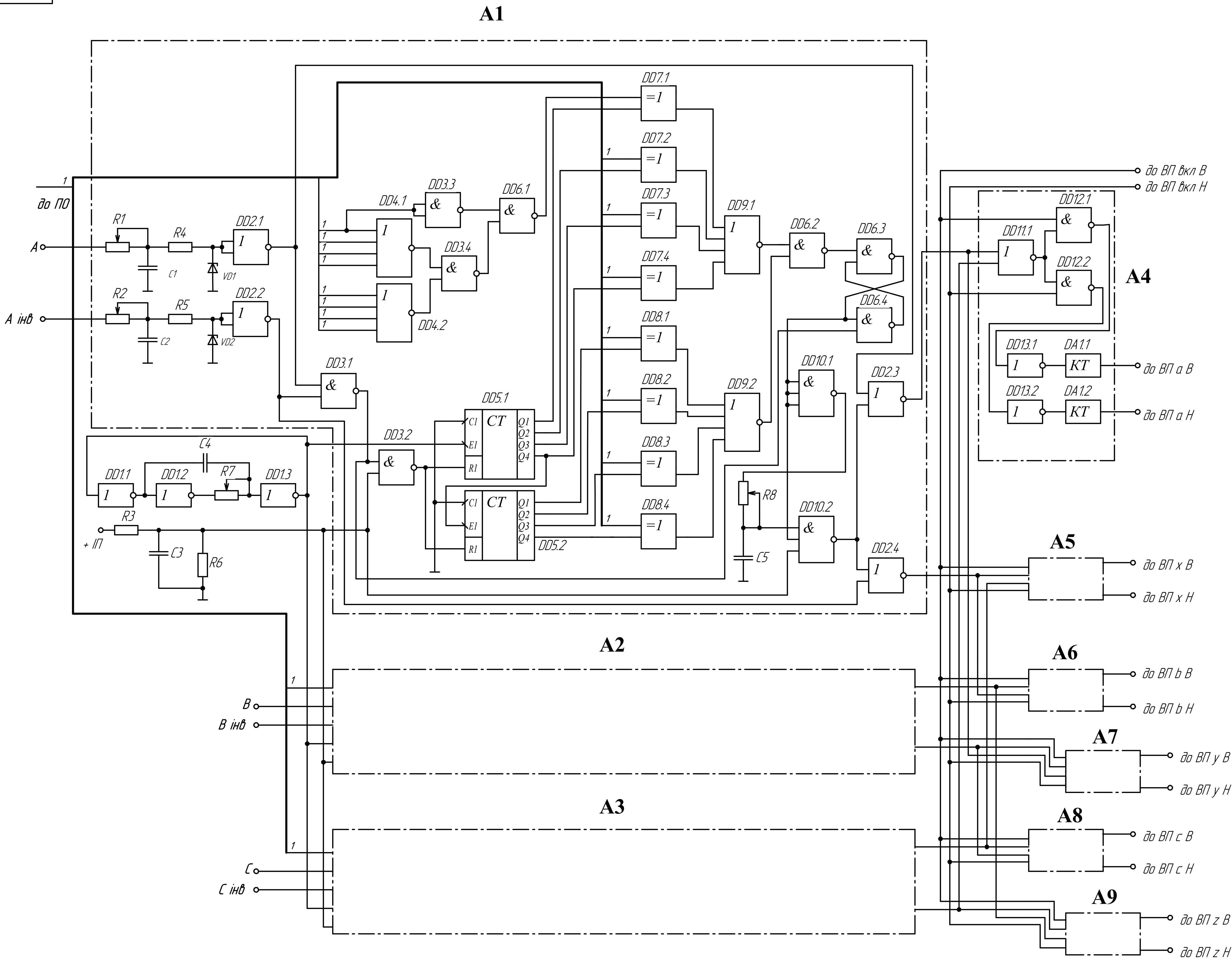
						ДП.14.1003з.004.Е1			
Зм.	Арк.	№ док.	Підпис.	Дат.		Схема електрична структурна Напівпровідниковий перетворювач	Лист	Маса	Масштаб
Розроб.	Гриб М.В.						у		
Перевір.	Антличук Б.						Аркци	1	Аркци
Т.контр.							Аркци	5	
Н.контр.	Антличук Б.						ЖАТФК, Гр. Е-33		
Затверд.	Насінник І.								

6000 В

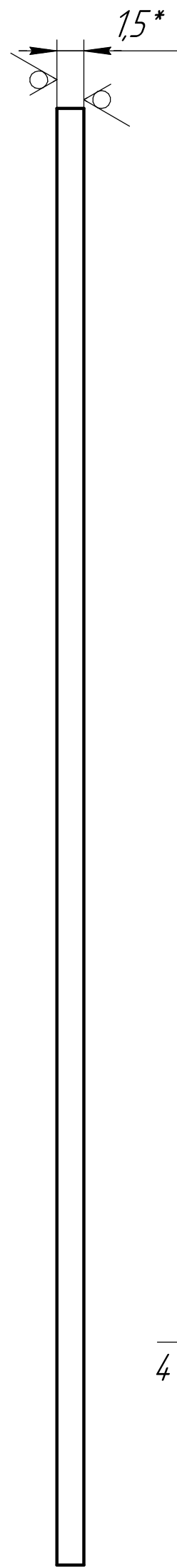
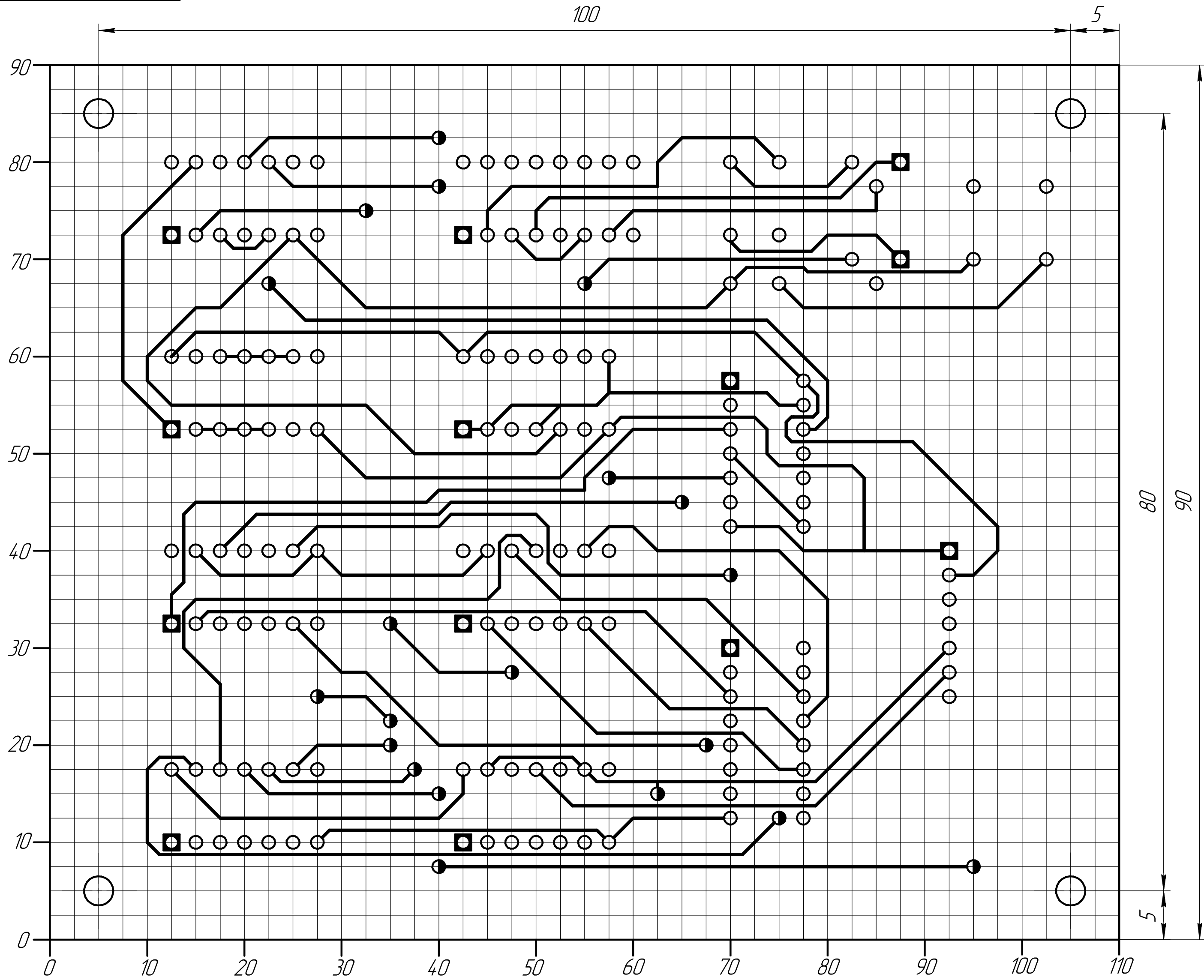


6000 В

					ДП.14.1003з.004.Е3			
Эк.	Арх.	№ докум.	Підпис.	Дат.	Схема електрична принципова Силовий блок перетворювача	Лист	Маса	Масштаб
Розроб.		Гриб М.В.				у		
Перевір.		Антличук Б.				Аркш	2	Аркшів
І.контр.						ЖАТФК, Гр. Е-3з		
Н.контр.		Антличук Б.						
Затверд.		Насінник І.						



ДП 14.1003з.004.ЕЗ						Лит		
Эм. Арк.	№ док-м.	Подпис.	Дат.	Схема электрична принципова. Блок імпульсно-фазового керування перетворювача			Маса	Масштаб
Розроб.	Гриб М.В.						у	
Перевір.	Антличук Б.						Архив	5
Т.контр.							ЖАТФК, Гр. Е-33	
Н.контр.	Антличук Б.							
Затверд.	Насінник І.							



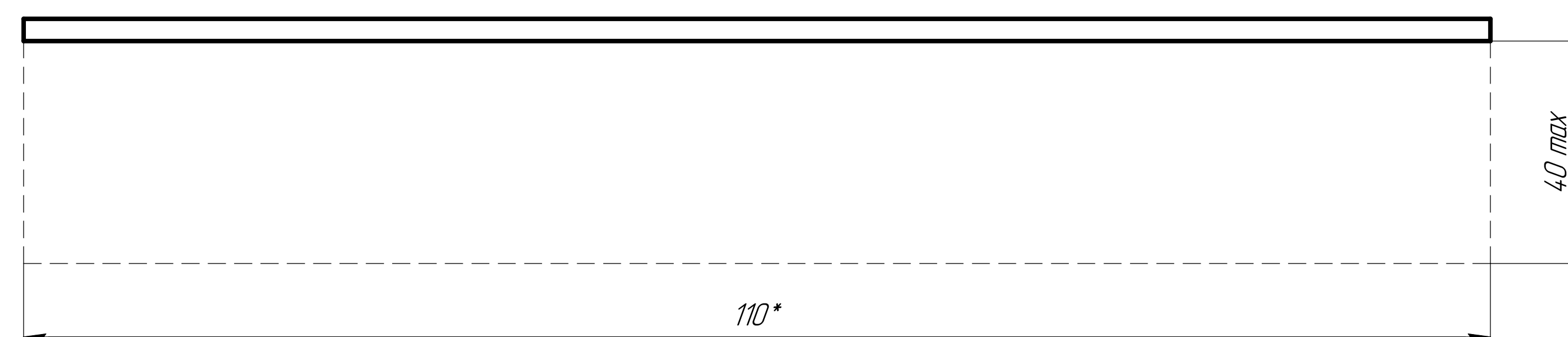
Ø3
4 отб.

Умовне позначення	Діаметр отвору, мм	Діаметр конт. ділянки, мм	Наявність металізації	Кількість отворів
●	0,5	1,4	Так	20
⊙	0,7	1,6	Так	167

- Плату виготовити комбінованим методом
- * Розмір для довідок
- Плата повинна відповідати ДСТУ 2646-94
- Крок координатної сітки 2,5 мм
- Клас точності 2
- Ширина друкованих провідників (0,45±0,1 мм)
- Відстань між провідниками, контактними ділянками, у вузьких місцях 0,45 мм
- Мінімальна відстань від краю друкованого провідника або друкованого отвору до краю друкованої плати не менше 2,5 мм
- H12, h12, ±t1/2

ДП.14.1003з.004.Е4				Схема електрична монтажна			Лист	Маса	Масштаб
Зм.	Арх.	№ док.	Підпис.	Дат.	Розроб.	Гриб М.В.	у		
Перевір.	Антончик Б.				Т.контр.		Архив	4	Архив
Н.контр.	Антончик Б.				Затверд.	Насінник ІІ			
ЖАТФК, Гр. Е-33									

4. Електромонтаж робити відповідно до схеми електричної принципової ДП.14.1.003з.004.ЕЗ (Аркуш 3)



						ДП. 14.1.003з.004.Е8		
						Схема електрична розташування. Напівпровідниковий перетворювач		
Зм.	Арк.	№ докум.	Підпис.	Дат.				
Розроб.		Гриб МВ						
Перевір.		Антипчук Б.						
Г.контр.						Лит.	Маса	Масштаб
						У		
						Аркш. 5	Аркш. 5	
Н.контр.		Антипчук Б.				ЖАТФК, Гр. Е-3з		
Затверд.		Насильник П.						