

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

**Дніпровський національний університет залізничного транспорту
імені академіка В. Лазаряна**

Кафедра Електротехніка та електромеханіка

«ДО ЗАХИСТУ»

Завідувач кафедри

 /А. М. Муха/

« 18 » 12 20__ р.

ДИПЛОМНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня «магістр»

Галузь знань **14 Електрична інженерія**

Спеціальність **141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка**

Освітньо-професійна програма **Електромеханічні системи автоматизації та електропривод**

Тема **Розробка частотного перетворювача для живлення приводу компресора тролейбуса**

Theme **Development of frequency converter for power supply of trolleybus compressor drive**

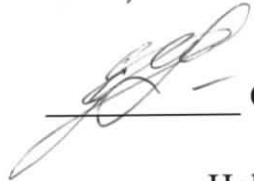
Керівник дипломної роботи

доц.  Д. В. Устименко

Нормоконтролер

доц.  О. О. Карзова

Студент групи ЕП1926

 Є. О. Гога

Student

Hoha Yevhen

Дніпро – 2020

Дніпровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна
Факультет Електрифікація залізниць кафедра Електротехніка та електромеханіка
Спеціальність Електромеханічні системи автоматизації та електропривод

ЗАТВЕРДЖУЮ

завідувач кафедри

 
(підпис) (ПІБ)

« 28 » 06 2020 р.

ЗАВДАННЯ

до дипломної роботи на здобуття ОКР _____ магістр
(освітньо-кваліфікаційний рівень)

студента групи _____ Гоги Євгена Олександровича
(номер групи) (ПІБ)

1. Тема дипломної роботи «Розробка частотного перетворювача для живлення приводу компресора тролейбуса»

затверджена наказом по університету № 849 від « 12 » 11 20 19 р.

2. Термін подання студентом закінченої роботи _____

3. Вихідні дані до дипломної роботи Мотор-компресор

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань до розробки) _____

1. Вступ; 2. Розробка структурного перетворювача для живлення мотор компресора;

3. Огляд літературних джерел; 4. Розрахунок та вибір: – силового транзистора модуля – фільтра; 5. БЖД; 6. Загальні висновки та додатки

5. Перелік креслень (з переліком обов'язкових креслень) _____

1. Вихідні дані та постановка задачі.

2. Аналіз можливих системних рішень, перетворювачів, напівпровідників.

3. Структурна схема перетворювача та вибір схематичної бази.

4. Електрична принципова схема перетворювача.

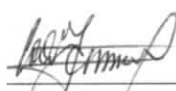
6. Консультанти (з назвами розділів)

Розділ	Консультант	Підпис, дата	
		Завдання видав	Завдання прийняв
Безпека виробничих процесів при обслуговуванні мотор-компресорів	Саблін О. І.	20. 10. 20	
			

Дата видачі завдання: « 25 » 06 20 20 р.

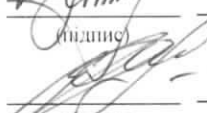
Керівник дипломної роботи

Завдання прийняв до виконання


(підпис)

Устименко

(ПІБ)


(підпис)

Гога

(ПІБ)

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва розділу дипломної роботи	Термін виконання	Примітка
1.	Вступ		5%
2.	Огляд літературних джерел за темою		10%
3.	Розробка структурних перетворювачів для живлення мотор-компресора		30%
4.	Розрахунок та вибір – силового модуля; – фільтра		45%
5.	БЖД		5%
6.	Загальні висновки та додатки		5%

Студент-дипломник

(підпис)

Керівник роботи

(підпис)

РЕФЕРАТ

Дипломна магістерська робота на тему «Розробка частотного перетворювача для живлення приводу компресора тролейбуса» містить: 66 сторінок основного тексту, 19 рисунків, 10 літературних джерел.

Мета роботи – розробка частотного перетворювача для живлення компресора тролейбуса, розробка електричної схеми повітряного поршневого компресора.

В розділі 1 описані переліки та недоліки електроприводу з двигуном постійного струму та асинхронного двигуна, його способи регулювання швидкості. Описані принцип дії та управління інверторами, а також особливості роботи силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором.

У розділі 2 детально описана розробка електричної схеми повітряного поршневого компресора, а саме: описання пристрою, принцип дії, переваги та недоліки такого типу компресора, опис принципової схеми та схеми підключення.

У розділі 3 детально описана розробка перетворювача повітряного поршневого компресора. Проведено розрахунок навантажень інвертора та вибір силових ключів, ємнісного фільтра інвертора. Наведено технічні характеристики повітряного поршневого компресора.

У розділі 4 представлена охорона праці та безпеки життєдіяльності у надзвичайних ситуаціях при експлуатації повітряного поршневого компресора.

Наведені висновки згідно проведеної роботи.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: ПОРШНЕВИЙ КОМПРЕСОР, ЕЛЕКТРИЧНА СХЕМА, ЧАСТОТНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ, ІНВЕРТОР СТРУМУ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, МОДУЛЯЦІЯ, РЕГУЛЮВАННЯ.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		4

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
ВСТУП	8
РОЗДІЛ 1 ВИБІР СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ДВИГУНОМ	11
1.1 Переліки і недоліки електроприводу з двигуном постійного струму і асинхронного двигуна	11
1.2 Способи регулювання швидкості електроприводом з асинхронним двигуном	12
1.3 Регулюємі перетворювачі частоти	22
1.4 Принцип дії і управління інверторами	24
1.5 Силкові біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT). Пристрій і особливості роботи	34
РОЗДІЛ 2 РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ ППК	39
2.1 Пристрій і принцип дії поршневого компресора.	39
2.2 Переваги і недоліки повітряних поршневих компресорів	40
2.3 Опис принципової електричної схеми перетворювача	40
2.4 Опис електричної схеми підключення перетворювача	43
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА ППК	46
3.1 Розрахунок навантажень інвертора і вибір елементів	46
3.2 Вибір силових ключів	47
3.3 Вибір ємнісного фільтра інвертора	51
3.4 Описання розробленої плати інвертора	56
3.5 Основні технічні характеристики ППК	59
РОЗДІЛ 4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ	60

					Розробка частотного перетворювача для живлення приводу компресора тролейбуса			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Гога Є. О.			Пояснювальна записка	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Устименко Д. В.					5	66
Н. Контр.		Карзова О. О.				ДНУЗТ ім. ак. Лазаряна група ЕП1926		
Консультант								
Затверд.		Муха А. М.						

4.1 Питання охорони праці при експлуатації повітряного поршневого компресора тролейбуса	600
4.2 Безпека життєдіяльності в надзвичайних ситуаціях	61
ВИСНОВКИ	64
СПИСОК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ	65
ДОДАТОК А	66

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ППК – повітряний поршневий компресор;
ЕРС – електрорушійна сила;
ККД – коефіцієнт корисної дії;
ПЧ – перетворювач частоти;
ПЧ-АД – перетворювач частоти-асинхронний двигун;
ЕП – електропривід;
FOC– система (Field Oriented Control) – система векторного управління;
АОП – алгоритм одиночного перемикавання;
АГП – алгоритм групового перемикавання;
AIC – автономний інвертор струму;
AII – автономний інвертор напруги;
ШИМ – широко-імпульсна модуляція;
ШИР – широко-імпульсне регулювання;
МЗС – машини змінного струму;
MOSFET – потужні польові транзистори;
ITM – «інтелектуальні» транзисторні модулі;
IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors) – біполярний транзистор з ізольованим затвором, повністю керований напівпровідниковий прилад;
КМ – контактна мережа;
ТКС – температурний коефіцієнт ємкості.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						7
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

ВСТУП

Одним з найважливіших засобів зростання продуктивності праці, підвищення якості продукції, забезпечення безпеки є автоматизація виробничих і транспортних процесів у всіх галузях народного господарства. При автоматизації виробничого процесу машини замінюють не тільки фізичну, а й розумову роботу людини, керуючого цим процесом. У тому випадку, коли людина бере участь в процесі управління, при виробленні відповідальних рішень, система називається автоматизованою. Сучасний етап розвитку автоматизації спирається на широке застосування електронних обчислювальних машин і мікропроцесорної техніки.

При створенні автоматизованих систем істотна роль відводиться електроприводу, здатному в багатьох випадках на основі досягнень електромашинобудування, силової електроніки і мікропроцесорної техніки найкращим чином вирішувати завдання автоматизації виробничих процесів, створення малолюдного виробництва. Сучасні системи керування електроприводом побудовані на цифрових мікроконтролерах.

Найпоширенішими на даний момент електричними машинами є асинхронні машини. Особливо широко вони використовуються в якості електродвигунів і є основними перетворювачами електричної енергії в механічну. В даний час асинхронні двигуни споживають більше половини всієї вироблюваної в світі електроенергії і широко застосовується в якості електроприводу більшості механізмів.

У сучасному електроприводі частина асинхронних двигунів досягає до значення в 70-80%. Однак в своїй більшості це не регульовані машини найчастіше, працюють на своїй природній характеристиці, причому тривалий час навантажені менше 75% своєї номінальної потужності. Таке використання асинхронних двигунів призводить до зниження енергетичних показників установки, а з огляду на велике поширення таких електроприводів до невиправданого використання великої кількості енергоресурсів.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						8
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

Для регулювання частоти обертання асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором зазвичай служать метод частотного регулювання, що представляє собою плавне регулювання частоти обертання магнітного поля шляхом регулювання частоти струму в обмотках статора, і метод зміни числа пар полюсів обертового магнітного поля, при якому частота обертання магнітного поля змінюється стрибком [1].

Для регулювання частоти обертання асинхронного двигуна з фазним ротором застосовується метод реостатного регулювання, що представляє собою плавне регулювання ковзання ротора шляхом зміни активного опору його фазних обмоток.

Колекторні генератори змінної частоти і інші електромашинні перетворювачі отримали обмежене застосування через загальних недоліків, властивих електромашинним перетворювачів, – громіздкість, механічного методу управління частотою, наявності обертових машин і, особливо, колектора.

Це з самого початку стимулювало вишукування статичних способів перетворення частоти на основі керованих напівпровідникових силових ключів (вентилів). Однак проблема створення вентильного перетворювача частоти задовольняє всім необхідним техніко-економічним вимогам управління асинхронним двигуном, виявилася досить складною.

Створення працездатних вентильних перетворювачів частоти зажадало вирішення двох основних завдань:

- а) розробки надійних, економічних, малогабаритних, зручних в монтажі та експлуатації вентилів;
- б) вишукування задовільних схем комутації струму.

У розробках вентильних перетворювачів частоти з самого початку, тобто з кінця тридцятих років, використовувалися вентилі того часу – ртутні вентилі з сіткою, тиратрони, дещо пізніше – контактні вентилі.

Але ті чи інші недоліки, властиві їм (загальний катод у ртутних вентилів, гарячий катод і низька надійність тиратронів, незручності механічної комутації

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		9

контактних пристроїв), перешкоджали застосуванню запропонованих в той час перетворювачів частоти і вентильних приводів з частотним керуванням.

Спроби створити перетворювачі на транзисторах того часу не могли мати серйозного значення через малої потужності транзисторів.

Тільки в кінці 70-х років створені швидкодіючі тиристори з часом вимикання 50 мкс, на струм 400 А і напругою до 2000 В, а також необхідні для цих тиристорів в інверторах напруги потужні діоди, які швидко відновлюються, що поставило проблему вентильного перетворювача частоти, а з ним і безконтактного вентильного приводу з частотним керуванням на міцну, економічно обґрунтовану основу [2].

В кінці 80-х років почалося створення і впровадження третього покоління силових напівпровідникових пристроїв – потужних двоопераційних (замикаються по керуючому електроду, GTO) тиристорів.

З середини 90-х років почалося впровадження силових ключів на базі потужних польових транзисторів MOSFET і біполярних транзисторів з ізольованим затвором IGBT. Характерним режимом використання силового перетворювача ставати режим високочастотної широко-імпульсної модуляції ШІМ (частота ШІМ до 10-20 кГц).

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						10
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

РОЗДІЛ 1

ВИБІР СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ДВИГУНОМ

1.1 Переліки і недоліки електроприводу з двигуном постійного струму і асинхронного двигуна

В кінці 80-х років почалося створення і впровадження третього покоління силових напівпровідникових пристроїв – потужних двоопераційних (замикаються по керуючому електроду, GTO) тиристорів.

Відомо, що в двигуні постійного струму можна управляти однією з координат : електромагнітним моментом $M(t)$, кутовою швидкістю $\omega(t)$. Причому, якщо функцією управління є електромагнітний момент, то кутова швидкість вже не може бути змінена незалежно і навпаки [3].

У двигунах змінного струму канали управління електромагнітним моментом і кутовою швидкістю незалежні один від одного. Тому в приводах з такими двигунами (приводах змінного струму) простіше реалізувати будь-яке управління задане основними координатами $M(t)$ і $\omega(t)$ або їх функціоналами: потужністю двигуна $P(t)$, енергією двигуна $W(t)$ в межах технічних можливостей елементів. Ця важлива перевага електроприводу з асинхронним двигуном в порівнянні з електроприводом з двигуном постійного струму.

Однією з найважливіших причин широкого поширення регульованого електроприводу змінного струму є, значна економія електроенергії. Крім того, за даними фірми «ABB», електропривод змінного струму має значно м'якшу дію на живлячу мережу (менший зміст вищих гармонік в мережевому струмі) в порівнянні з електроприводом постійного струму, що збільшує коефіцієнт потужності (power factor) мережі.

Можливість використання асинхронного двигуна в регульованому електроприводі є дуже актуальним завданням. АД, як відомо, в порівнянні з двигуном постійного струму при одній і тій же потужності і номінальній кутовій швидкості в 1,5-2 рази легше, момент інерції ротора більш ніж в 2 рази менше і вартість його нижче приблизно в 3 рази.

АД будучи безконтактною машиною, є надійнішою порівняно з машиною постійного струму, що має колектор, який ускладнює експлуатацію і обмежує за умовами комутації динамічне навантаження. Також АД має високий коефіцієнтом корисної дії і просту конструкцію.

На даний момент на рухомому складі міського електротранспорту застосовується устаткування постійного струму, зокрема і двигуни компресорів. Однією з причин цього є те, що живляча мережа є мережею постійного струму. Із-за ряду недоліків двигунів постійного струму доцільно замінити їх на двигуни змінного струму.

1.2 Способи регулювання швидкості електроприводом з асинхронним двигуном

Регулювання швидкості асинхронних машин може проводитися трьома способами.

Перший спосіб – параметричне регулювання – пов'язаний зі зміною будь-яких параметрів двигуна: активних або активно-індуктивних опорів в колі статора; активних або активно-індуктивних опорів в колі ротора; числа полюсів машини.

Другий спосіб здійснюється введенням додаткової електрорушійної сили, в колі ротора (каскадні установки) або застосуванням спеціальної додаткової обмотки для створення додаткової ЕРС (колекторні машини змінного струму).

Третій спосіб регулювання швидкості пов'язаний зі зміною параметрів джерела живлення двигуна. Він здійснюється зміною: напруги живлення двигуна; частоти джерела живлення двигуна; імпульсною зміною живлення двигуна [1].

Режими регулювання швидкості пов'язані з тривалим відхиленням параметрів машини від номінальних значень. Тому виявляються дуже важливі втрати енергії, ККД і коефіцієнт потужності установки.

При введенні додаткових симетричних активних опорів (реостатне регулювання) їх величину можна змінювати плавно тільки у двигунів малої

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		12

потужності, а для двигунів середньої і великої потужності необхідно використовувати контактні (контактори) або безконтактні ключі. Тому число ступенів буде обмежено і рівномірного регулювання швидкості отримати неможливо. При цьому знижується критичне ковзання і критичний момент, жорсткість механічних характеристик знижується, а втрати ковзання повністю виділяються в самій машині. Цей спосіб регулювання придатний тільки для двигунів, що мають підвищене ковзання в номінальному режимі. Діапазон регулювання швидкості таким способом становить $1,15 \div 1,2$.

При введенні індуктивних опорів в статор також зменшується критичне ковзання і критичний момент, крім того, знижується не тільки ККД двигуна, але і його коефіцієнт потужності. Втрати енергії ковзання будуть такими ж, як і при введенні активних опорів. Єдина перевага полягає в тому, що, якщо використовувати дроселі з підмагнічуванням – магнітні підсилювачі, то можна отримати плавне регулювання швидкості. Однак діапазон її регулювання вище $1,35 \div 1,50$ можна розширити тільки в замкнутих системах автоматичного управління струмом підмагнічування дроселя насичення.

При введенні симетричних активних опорів збільшується критичне ковзання і залишається незмінним критичний момент. Тому регулювання швидкості можливо і з постійним моментом навантаження. Завдяки тому, що частина енергії ковзання виділяється в додаткових опорах, нагрів машини зберігається приблизно таким же, як і при номінальному режимі (але погіршуються умови охолодження машини з самовентиляцією). Діапазон регулювання швидкості $2,00 \div 3,00$.

Коефіцієнт потужності двигуна при цьому також змінюється. Індуктивні опори знижують значення критичного ковзання і критичного моменту і зменшують коефіцієнт потужності. Тому практично використовуються тільки активно-індуктивні додаткові опори в роторі. Будь-яких переваг перед реостатним цей метод регулювання швидкості не має, крім плавності, якщо використовувати дроселі з підмагнічуванням (магнітні підсилювачі).

При зменшенні напруги критичне ковзання не змінюється, а критичний момент знижується. Характеристики такого способу регулювання близькі до залежностей, отриманих при введенні додаткових опорів в статор. Для збільшення допустимого моменту при знижених швидкостях в двигунах з фазним ротором можна ввести додаткові опору в ротор. Енергетичні характеристики приводу приблизно такі ж, як і при введенні додаткових опорів в статор; зі зниженням швидкості зменшується ККД і коефіцієнт потужності установки. Можливо незначне підвищення швидкості, вище основної, при зростанні напруги на статорі, але при цьому різко збільшується насичення машини і втрати в сталі.

Якщо використовується автотрансформатор, то при зниженні напруги збільшується сумарне активне і індуктивний опір статора, а критичне ковзання зменшується, що ще більше обмежує допустимий момент. Діапазон регулювання швидкості в такій схемі $1,20 \div 1,30$.

Багато механізмів, що виконують прості технологічні або виробничі операції, не вимагають плавного регулювання швидкості. В цьому випадку в приводі можна використовувати багатошвидкісні асинхронні двигуни. Такі двигуни мають два конструктивних виконання: з укладеними в одні пази статора декількома обмотками на різне число пар полюсів; з однією обмоткою, що допускає таке перемикання її секцій, що утворюється різне число пар полюсів. Очевидно, якщо змінити в асинхронної машині число полюсів статора, то необхідно зробити таким же і число полюсів ротора.

Так як ця операція відбувається автоматично в машинах з ротором у вигляді «білячої клітини», то багатошвидкісні двигуни бувають тільки короткозамкненими.

Багатошвидкісні двигуни з декількома обмотками в одному пазу статора істотно поступаються іншого різновиду за габаритами, масі, меншим значенням ККД і коефіцієнта потужності. Регулювання швидкості в приводах з багатошвидкісними двигунами в результаті різного включення обмоток, можна виробляти як в режимі постійного моменту, так і постійної потужності.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		14

Потужність втрати ковзання асинхронного двигуна при глибокому регулюванні швидкості двигунів з фазним ротором дорівнюють:

$$\Delta p = P_{\Pi} s, \quad (1)$$

де P_{Π} – потужність підведена з мережі;

s – ковзання.

Тому розсіювання потужності в регулювальних резисторах знижує економічні показники електроприводу, особливо в потужних установках. Для усунення цього недоліку використовуються каскадні включення асинхронних машин.

Каскадними називають такі включення асинхронного двигуна, які дозволяють введенням додаткової ЕРС в коло ротора машини регулювати її швидкість обертання.

Одночасно енергія ковзання повертається в мережу або перетворюється в механічну, передану на вал головного двигуна.

У сучасній практиці каскадні схеми втратили значення через складність пускових режимів, режимів регулювання швидкості і отримання надсинхронних швидкостей, а також великої встановленої потужності електрообладнання.

Єдиною, але іноді вирішальною, перевагою каскадних схем є порівняно мала встановлена потужність перетворювачів, які вибираються на величину $P_{\Pi} s$, а в системах частотного управління на повну потужність.

Їх основними конкурентами є системи частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів.

Принцип реалізації такого способу регулювання досить простий і заснований на тому, що синхронна швидкість машини визначається наступним співвідношенням:

$$\omega_0 = 2\pi f_1 / p, \quad (2)$$

де f_1 – частота джерела живлення ротора;

p – число пар полюсів.

Електромагнітний момент є основною вихідною координатою силового приводу. При частотному управлінні його значення залежить від частоти і напруги змінного струму, що прикладається до статора машини (механічні характеристики приводу перетворювач частоти-асинхронний двигун зображені на рис. 1).

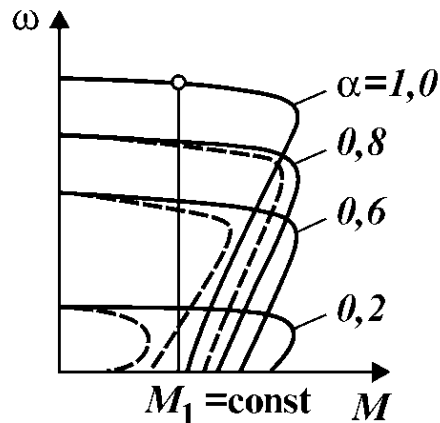


Рис. 1. Механічні характеристики приводу ПЧ-АД

Тому наявність двох незалежних каналів управління дає можливість реалізувати в системах перетворювач частоти-асинхронний двигун (ПЧ-АД) раціональне управління. Закон раціонального управління встановив М. П. Костенко, обґрунтувавши його наступним чином. Нехай при регулюванні швидкості приводу повинна зберігатися перевантажувальна здатність двигуна:

$$\lambda M = M_K \cdot M_{1H}^{-1}, \quad (3)$$

де M_K – критичний момент двигуна;

M_{1H} – номінальний момент двигуна.

Тоді, нехтуючи активним падінням напруги в обмотці статора, можна записати наближені рівності:

$$\left(\frac{\Phi_1}{\Phi_2}\right)^2 = \frac{M_1}{M_2}; \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{f_1 \Phi_1}{f_2 \Phi_2}, \quad (4)$$

де Φ_1, Φ_2 – потік в повітряному зазорі;

M_1, M_2 – момент двигуна;

U_1, U_2 – напруга двигуна;

f_1, f_2 – частота двигуна.

Отже,

$$\frac{U_1}{U_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M_1}{M_{1H}}}, \quad \text{або} \quad \gamma = \alpha \sqrt{\mu}, \quad (5)$$

де U_1 – напруга статора;

U_{1H} – номінальне діюче значення фазної напруги статора;

f_1 – частота живлення статора;

f_{1H} – номінальна частота живлення статора;

M_1 – момент двигуна;

M_{1H} – номінальний момент двигуна;

γ – відносна напруга, прикладена до статора АД;

α – відносна частота живлення статора;

μ – відносне значення моменту двигуна.

Формула (5) в абсолютних або відносних одиницях являє собою математичне формулювання раціонального закону частотного управління при $\lambda_M = const$.

Як видно з графіків, зображених пунктирними лініями (рис. 1), розраховуючи напругу за формулою (5), не вдається зберегти сталість перевантаження двигуна, особливо при постійному статичному моменті [1]. Це пов'язано з тим, що при зменшенні частоти зростає вплив падіння напруги в активному опорі обмотки кола, яка не враховується при такому управлінні у формулі (5). Особливо це помітно в приводах малої потужності. Тому скоригована форма оптимального закону частотного управління з компенсацією падіння напруги на статорі при постійній перевантаженні може бути записана у вигляді:

$$\frac{|\dot{U}_1 - I_1 \dot{z}_1|}{U_{1H}} = \alpha \sqrt{\mu}, \quad (6)$$

де $\dot{U}_1, I_1, \dot{z}_1, U_{1H}$ – параметри двигуна.

Механічні характеристики приводу, розраховані за формулою (6), зображені суцільними лініями (рис. 1).

Раціональний закон частотного управління при сталості перевантаження є не єдиним, використовуваним на практиці. Наприклад, часто реалізуються інші закони: сталості магнітного потоку машини, мінімуму втрат і інші.

Для того щоб реалізувати принцип частотного управління, необхідно відповідно до формул (5) або (6) взаємопов'язане керувати напругою і струмом в статорі асинхронної машини при зміні частоти живлення. Тому в розімкнутих системах ПЧ-АД не вдається досягти великого діапазону регулювання швидкості, так як в сильному ступені проявляється статизм (вплив змін моменту навантаження) на механічні характеристики приводу.

При частотно-струмовій системі управління інвертор напруги (рис.2) набуває властивостей керованого джерела струму за рахунок глибокої негативного зворотного зв'язку по струму статора АД, а основне завдання керуючої частини системи полягає в забезпеченні параметричної залежності між струмом статора I_1 і абсолютним ковзанням (частотою струму в роторі) β .

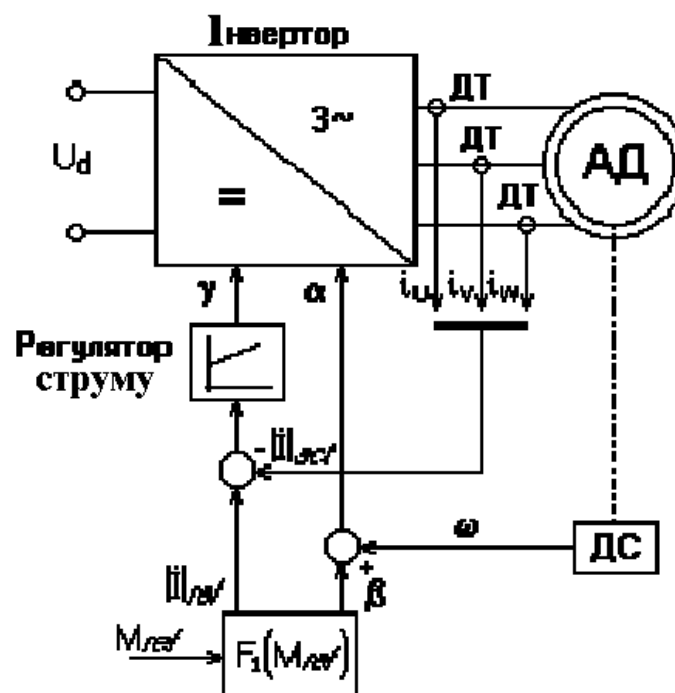


Рис. 2. Механічні характеристики приводу ПЧ-АД

Для найбільш популярного випадку сталості потоку ця залежність набуває вигляду:

$$I_1 = \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{2\pi f_{1H} \cdot (b^2 \beta^2 + d^2 R_2'^2)}{\beta \cdot p \cdot m_1 \cdot R_2'}} M_{ref}, \quad (7)$$

де I_1 – повний струм статора;

R_1 – активний опір статора;

m_1 – число фаз статора;

R_2 – активне приведення опір ротора;

M_{ref} – заданий момент;

b, d – параметри двигуна;

Величина β визначається наступним виразом:

$$\beta = F_1(M_{ref}) \frac{2X_{2\sigma}' R_2' \cdot \left[pm_1 U_{1H}^2 - \sqrt{(pm_1 U_{1H}^2) - (4\pi f_{1H} M_{ref} X_{2\sigma}' (d^2 + e^2))^2} \right]}{M_{ref} \cdot 2\pi f_{1H} (d^2 + e^2)}, \quad (8)$$

де $X_{2\sigma}'$ – індуктивне приведення опір розсіювання ротора;

Цю залежність реалізує функціональний блок $F_1(M_{ref})$ (рис. 2).

$$|i|_{ref(act)} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sqrt{3i_{Uref(act)} + (i_{Vref(act)} - i_{Wref(act)})^2}, \quad (9)$$

де $|i|_{ref(act)}$ – заданий (вимірний, поточний) модуль статорної струму АД.

Система частотно-струмового управління простіша в реалізації в порівнянні з системою частотного регулювання швидкості. Зокрема, вона містить лише один функціональний блок.

Система частотно-струмового управління дозволяє забезпечити порівняно високу якість статичних і динамічних характеристик електроприводу.

Використання законів оптимального управління (зокрема $\Phi_0 = const$) в частотно-струмового системі дозволяє отримати при всіх робочих частотах високу перевантажувальну здатність АД, в 2-2,5 рази перевищує перевантажувальну здатність на природній характеристиці і максимально використовувати магнітну систему машини [7].

Виключені поштовхи навантаження інвертора, що дозволяє стабільно працювати йому на граничній потужності. До недоліків слід віднести складність

настройки регулятора струму тому параметри налаштування двигуна залежать від частоти.

Термін «система векторного управління» був введений стосовно систем типу «Field Oriented Control» і дуже часто, їх вважають синонімами. Однак таке ототожнення уже кілька застаріло, тому що з'явилися інші методи управління АТ, які істотно відрізняються від FOC-систем, але використовують ту ж векторну методологію при описі АД. Вперше FOC-система була запропонована Ф. Блашке на початку 70-х рр.

Нехай є три вектори, виміряні в нерухомій по відношенню до статора системі координат $(\alpha; \beta)$: струм статора $\bar{I}_1$; струм ротора $\bar{I}_2$ і потокозчеплення в зазорі (рис. 3).

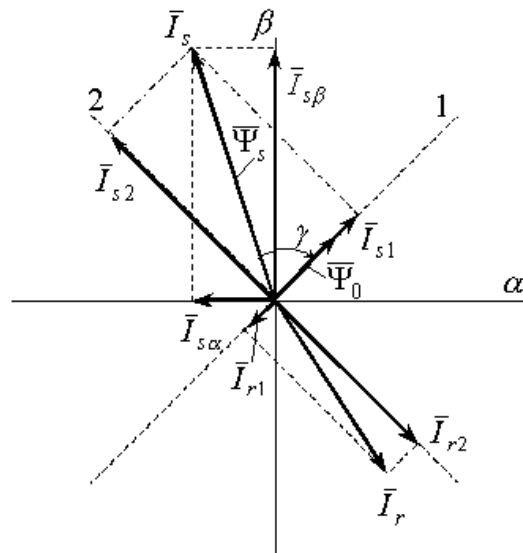


Рис. 3. Векторна діаграма струмів і головного потокозчеплення в рухомій і нерухомій системі координат

Всі три вектора обертаються зі швидкістю поля ω . Візьмемо обертову систему координат $(d; q)$, причому вісь d сумісний з напрямком вектора ψ_0 . Тепер проекції струмів на нову систему координат представляють в кращому випадку постійні величини, а в гіршому – пульсуючі, тобто в новій обертається синхронно з вектором ψ_0 системі координат, АТ може бути інтерпретований як еквівалентна машина постійного струму.

Складова струму статора, синфазна потокозчеплення в зазорі, може інтерпретуватися як струм збудження машини постійного струму, складова I_{1q} – як струм компенсаційної обмотки, складова I_{2q} – як поперечна складова струму якоря, а I_{2d} – як розмагнічує поздовжня реакція якоря.

Зі співвідношення $\dot{\psi}_0 = L_0 \cdot (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)$, де L_0 – індуктивність намагнічування слід, що:

$$\begin{aligned}\psi_0 &= \psi_{0d} + j\psi_{0q} = L_0(i_{1d} + ji_{1q}) + L_0(i_{2d} + ji_{2q}) \\ j\psi_{0q} &= 0 \Rightarrow j(i_{1q} + i_{2q}),\end{aligned}\tag{10}$$

$$I_{1q} = -I_{2q},\tag{11}$$

де $|\dot{\psi}_0| = L_0 \cdot (I_{1d} + I_{2d})$ – модуль вектора потокозчеплення.

Можна організувати управління АТ, окремо впливаючи на складові I_{1q} та I_{1d} . Векторна система управління оперує з постійними сигналами, тому застосовні всі методи синтезу систем на базі машин постійного струму. Векторна система управління в може функціонувати без вимірювача швидкості.

Спостерігач потоку будується на базі відомого співвідношення:

$$\frac{d}{dt}\psi_0 = \dot{U}_1 - R_1 \cdot \dot{I}_1 - L_{\sigma 1} \cdot \frac{d}{dt}\dot{I}_1,\tag{12}$$

де $L_{\sigma 1}$ – індуктивність розсіювання статора.

У ряді випадків використовують пряме вимірювання складових потокозчеплення в зазорі. Незважаючи на ускладнення системи виграш істотний: усувається ідентифікатор, робота якого в більшій мірі залежить від знання параметрів АД. Установка датчиків потокозчеплення залежить від конструктивних особливостей машини. Іноді вигідно встановити їх не під кутом 90° , а по осях будь-яких двох фаз, тобто під кутом 120° .

Взагалі, в технічному відношенні ФОС-системи виявилися дуже непогано опрацьовані. Під час налаштування регуляторів прагнуть реалізувати стандартні настройки.

1.3 Регулюємі перетворювачі частоти

Для перетворення напруги мережі постійного струму в напругу змінного струму зазвичай використовують перетворювачі частоти. Силкові перетворювачі частоти, призначені для регульованого електроприводу, повинні перетворювати напругу мережі в змінну напругу яке можна змінювати в певному діапазоні.

Найважливішою складовою частиною перетворювача частоти (ПЧ) є інвертор. Інвертування – це процес перетворення постійного струму в змінний, або процес передачі електричної енергії з кола постійного струму в коло змінного струму за допомогою керованих ключових елементів (транзисторів).

Пристрій, за допомогою якого реалізується цей процес, називається інвертором. Інвертори поділяють зазвичай по виду навантаження і по співвідношенню потужностей інвертора і приймальні кола на автономні (незалежні) і залежні (ведені мережею).

Автономний інвертор – це інвертор, що працює на автономну навантаження, що не містить джерел активної енергії тієї ж частоти, що і вихідна частота інвертора. При цьому частота, напруга і його форма на виході автономного інвертора визначаються його режимом роботи або принаймні інвертор справляє помітний вплив на ці вихідні параметри.

Інвертор, ведений мережею (залежний) – це інвертор, який чи енергію в мережу змінної напруги, в якій вже є джерела активної енергії зі значно більшою потужністю в порівнянні з віддається інвертором і тієї ж частоти, що і вихідна частота інвертора. При цьому на параметри вихідного напруги залежного інвертора не впливає режим його роботи; ці параметри повністю визначаються мережею, в яку інвертор віддає енергію.

Всі інвертори (автономні і залежні) за типом комутації діляться на дві групи:

- а) з природною комутацією;
- б) з примусовою комутацією.

Для інвертора, веденого мережею, характерна природна комутація ключових елементів; система управління ключами такого інвертора зазвичай є відомою (синхронізованою) мережею, як у випрямляча.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		22

Для автономного інвертора характерні примусова комутація і зовнішнє (не залежно ні від живильної, ні від приймальної мережі) управління ключовими елементами. Основним типом інвертора, використовуваним в перетворювачах частоти, є автономний інвертор.

Автономний інвертор – це по суті комутатор, перемикач, який по черзі підключає фази навантаження в колі змінного струму до позитивного і негативного полюсів джерела постійного струму. Частота перемикачів визначає вихідну частоту інвертора.

Залежно від режиму роботи джерела постійного струму і особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори можна розділити на інвертори напруги і інвертори струму [8].

Автономний інвертор напруги – це інвертор, форма напруги на виході якого визначається тільки порядком перемикачів ключових елементів інвертора, а форма струму залежить від характеру навантаження. Живлення АІН має проводитися від джерела напруги. При роботі АІН на реактивну навантаження повинна бути забезпечена можливість обміну реактивної енергією між навантаженням і джерелом постійної напруги, для чого паралельно входу АІН встановлюється конденсатор досить великої ємності, а зустрічно-паралельно перемикаючої схемою АІН підключається так званий зворотний випрямляч. Це дозволяє току в навантаженні протікати зі зрушенням по фазі по відношенню до напруги.

Автономний інвертор струму – це інвертор, форма струму на виході якого визначається тільки порядком перемикачів ключових елементів інвертора, а форма напруги залежить від характеру навантаження. Живлення АІТ має проводитися від джерела струму. Переклад випрямляча в режим регульованого джерела струму при роботі на АІТ зазвичай досягається або шляхом включення реактора, що згладжує дуже велику індуктивність, або за допомогою охоплення випрямляча сильною негативним зворотним зв'язком по струму і використання реактора, що згладжує, індуктивність якого достатня для згладжування пульсацій випрямленого струму.

1.4 Принцип дії і управління інверторами

У сучасних системах електроприводу змінного струму практично повсюдно в якості силових регуляторів використовуються транзисторні автономні інвертори. Кінцевий каскад трифазного автономного інвертора містить шість транзисторів із зворотними діодами.

Для управління трифазними машинами змінного струму в електроприводі використовується схема автономного інвертора (АІН), що містить шість транзисторних ключів VT1-VT6 (рис. 4).

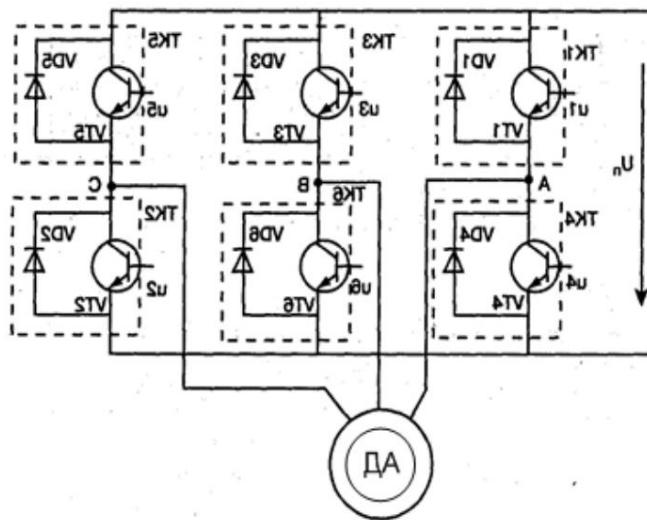


Рис. 4. Вихідний каскад АІН

Статорні обмотки машини при живленні від такого інвертора включаються або за схемою «зірка», або за схемою «трикутник». Як в першому, так і в другому випадку перемикання транзисторних ключів будь-якої фази інвертора (наприклад, VT1, VT4) викликає зміна напруги на всіх обмотках двигуна. Ця обставина сильно ускладнює аналіз електромагнітних процесів. В даний час відомо велика кількість різних способів управління силовими ключами інвертора.

Для порівняльної оцінки різних схем і способів управління інвертором доцільно розділити їх на ряд груп, поклавши в основу поділу структуру силового кола інвертора і регульовані параметри результуючого просторового вектора напруги і струму виході на інвертора. Залежно від структури силового

кола все інвертори поділяються на два класи: інвертори постійної структурою силового кола і зі змінною структурою силового кола.

Тут протягом $1/6$ періоду вихідної напруги (протягом періоду повторюваності T_0) включені три транзисторних ключа.

Послідовність управління ключами наступна: 123, 234, 345, 456, 561, 612. Найпростішими способами управління транзисторними ключами, при яких змінюється структура силового кола інвертора, є способи з $\alpha = 120^\circ$ і $\alpha = 150^\circ$. Послідовність управління транзисторними ключами при $\alpha = 120^\circ$ наступна: 12, 23, 34, 45, 56, 61. При $\alpha = 150^\circ$ транзисторні ключі перемикаються в такій послідовності: 12, 123, 23, 234, 34, 345, 45, 456, 56, 561, 61, 612. Загальним недоліком цих способів є необхідність застосування керованого випрямляча для зміни напруги на виході інвертора. Розгляд складних способів управління зручно здійснити, користуючись поняттям результуючого, (просторового) вектора. Наприклад, при управлінні $\alpha = 180^\circ$ і з'єднанні обмоток машини змінного струму зіркою вектор напруги дорівнює:

$$\bar{U}_s = \frac{2}{3} U_n e^{j\frac{\pi}{3}(l-1)}, \quad (13)$$

де l – номер інтервалу (цілі числа 1, 2, 3,....);

U_n – напруга живлення інвертора.

З рівняння (13) видно, що просторовий вектор статорної напруги постійний на інтервалі і стрибкоподібно змінює фазу при перемиканні з інтервалу на інтервал. При управлінні з $\alpha = 180^\circ$ на періоді вихідної напруги АІН укладаються шість періодів повторюваності T_0 кожному з яких відповідає певний поєднання включених напівпровідникових ключів інвертора і положення просторового вектора U_s .

На рис.5 представлені зображують вектори $\bar{U}_s$ і $\bar{I}_s$, для загального випадку індуктивно-активного навантаження. Номери в квадратних дужках відповідають тим транзисторним ключам, на які подані відмикаючі сигнали. При цьому кожному поєднанню відповідають певні положення вектора $\bar{U}_s$ помічені цифрами 1-6.

Годограф вектора струму $\bar{I}_S$ при цьому є кривою а-б-в-г-д-е. В круглих дужках позначені транзисторні ключі інвертора, які проводять струм. Так, при включенні VT6, VT1 VT2 вектор $\bar{U}_S$ займе положення а1, а вектор $\bar{I}_S$ почне переміщатися з положення а в положення б.

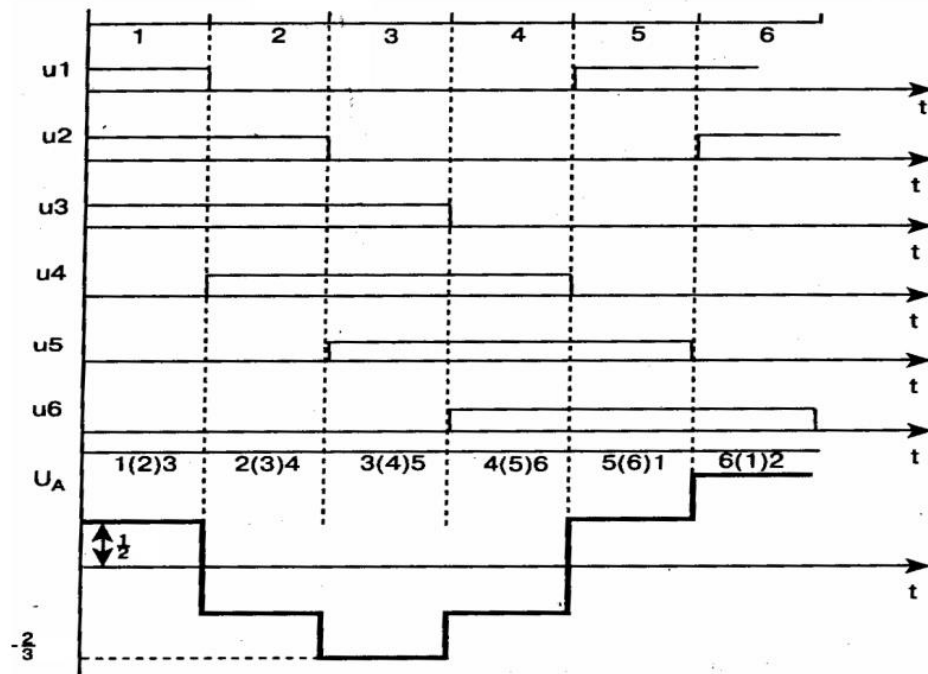


Рис. 5. Вихідний каскад АІН з $\alpha = 180^\circ$

До перетину годографа вектора $\bar{I}_S$ з прямою, що відстає на від $\pi/6$ вектора $\bar{U}_S$ тобто до точки а1 струм проводять ключі VT6, VT1 і зворотний діод VD2 (цей діод входить до складу транзисторного ключа VT2; аналогічно всі інші діоди є складовою частиною відповідних транзисторних ключів), а в момент, відповідний точці а1, струм в фазній обмотці двигуна С змінює напрям, діод VD2 закривається і проводять стають ключі VT6, VT1, VT2. Тривалість зазначених двох станів силового кола інвертора залежить від постійної часу навантаження $\tau_H = \frac{L_H}{r_H}$ при збільшенні якої збільшується тривалість стану (6, 1, VD2); при певному значенні τ_H на цьому інтервалі VT2 не включається.

З метою більш докладної класифікації схем використовуємо такі величини:

а) модуль результуючого вектора $U_s = \text{mod}(\bar{U}_s)$;

б) середній модуль результуючого вектора $U_{ср} = \gamma \text{mod}(\bar{U}_s)$, де $\gamma = \frac{t_2}{T_c}$ відносна тривалість стану, при якому обмотки машини змінного струму приєднані до джерела;

в) $1 - \gamma = \frac{t_2}{T_c}$ – відносна тривалість стану, при якій обмотки закорочені через анодні або катодні транзисторні ключі;

г) T_c – період напруги несучої частоти на виході інвертора. В окремому випадку, при регулюванні на основній частоті період дорівнює періоду повторюваності.

Фаза результуючого вектора:

$$\varphi_H = \arg(\bar{U}_s) = \frac{\pi}{3}(l - 1). \quad (14)$$

Середня фаза результуючого вектора:

$$\varphi_{ср} = \arctg\left(\frac{\sqrt{3}(T_c - t_1)}{T_c + t_1}\right). \quad (15)$$

Зміна середньої фази результуючого вектора досягається за рахунок багаторазових перемикань двох ключів однієї фази, наприклад VT3, VT6, протягом періоду повторюваності T_0 . При цьому результуючий вектор напруги переміщується між двома сусідніми фіксованими положеннями. З цих двох фіксованих положенні вектора $\bar{U}_s$ віддалених один від одного на $\pi/3$ рад, шляхом його багаторазових переміщень з одного положення в інше і назад на основі принципу геометричного підсумовування може бути отримано будь проміжне положення за рахунок зміни часу знаходження вектора в одному і в іншому положенні. Фазовий зсув між проміжним і вихідним положенням вектора являє собою середню фазу.

З точки зору поведінки результуючого вектора $\bar{U}_s$, всі способи управління інвертором можна розділити на чотири групи:

а) регулювання модуля результуючого вектора; до цієї групи належать АІН з регулюванням напруги на вході і трьома розглянутими способами управління ($\alpha = 120^\circ, 150^\circ, 180^\circ$);

б) регулювання середнього модуля результуючого вектора; до цієї групи належать схеми з широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги на основній та несучої частоті.

Регулювання модуля і середньої фази результуючого вектора; до цієї групи належать схеми з регулюванням напруги на вході інвертора і спеціальним керуванням, поліпшує гармонійний склад вихідної напруги.

Регулювання середнього модуля і середньої фази результуючого вектора; по суті, це схеми з широтно-імпульсним модулюванням за синусоїдальним, трикутного і іншим законам, що дозволяє поліпшити гармонійний склад вихідної напруги.

Надалі все інвертори будемо позначати цифрами, перша з яких (римська) буде відповідати класу, а друга (арабська) – групі схеми.

До типу I-1 відносяться АІН з $\alpha = 180^\circ$ і регулюванням напруги на вході. Властивості цих схем досить докладно описані в літературі.

До типу II-1 відносяться інвертори з $\alpha = 120^\circ, 150^\circ$ і регулюванням напруги на вході. При цих способах управління в схемі вихідного каскаду утворюються гілки, замикаються тільки через діоди зворотного моста, що володіють односторонньою провідністю. Структура вихідний кола такого інвертора буде залежати від напрямку струму в цих гілках. У свою чергу момент зміни струму в тій чи іншій галузі схеми залежить від характеру навантаження. Тому форма вихідної напруги при $\alpha = 120^\circ$ також залежить від характеру навантаження. При $\alpha = 120^\circ$ структура силового кола залишається незмінною, якщо $\cos(\varphi_H) = 0.55$; форма напруги на обмотці двигуна в цьому випадку аналогічна формі з $\alpha = 180^\circ$.

До другої групи належать інвертори з ШІР на основній і несучої частоті. Розглянемо найбільш простий спосіб управління при ШІР на основній частоті. Епюри напруг на вході ключів VT1-VT6 (рис.6) напруги на виході АІН представлені на рис. 6.

Протягом кожного періоду повторюваності T_0 для підключення навантаження до джерела живлення відмикаються три транзисторних ключа

(наприклад, VT1, VT2, VT3); для відключення навантаження від джерела один з них закривається. Причому закривається той ключ, який дозволяє відключити всю групу анодних або катодних силових ключів. Так, для відключення навантаження при відімкненого ключах VT1, VT2, VT3, замикається ключ VT2, а при відімкненого ключах VT2, VT3, VT4 – ключ VT3 і т.д. Такий спосіб управління називається алгоритмом одиночного перемикавання.

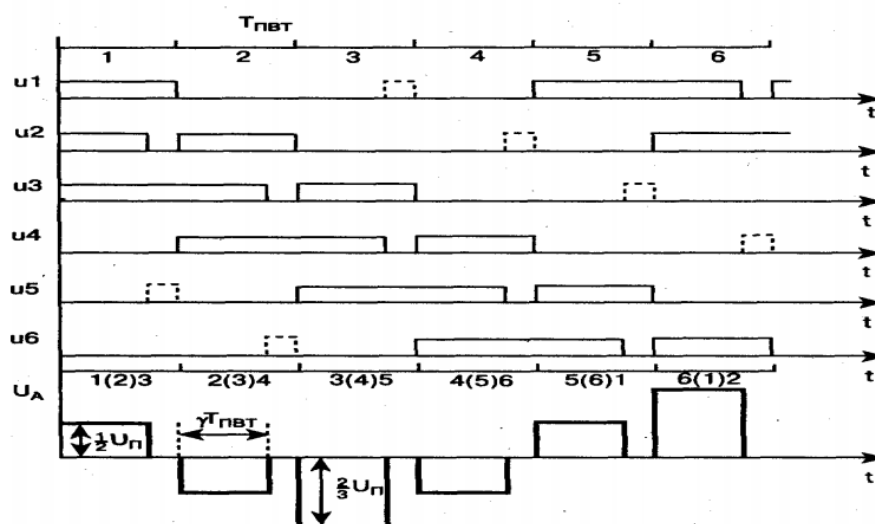


Рис. 6. Управління АИ при ШІР на основній частоті

Широтно-імпульсне регулювання напруги на виході АИ на основній частоті та АОП здійснюється зміною відносної тривалості включення навантаження в коло джерела живлення. Є й інша можливість ШІР на основній частоті, коли в паузі між імпульсами замикаються два силових ключа однієї групи. Тут при відкритих VT1, VT2, VT3 для створення паузи в напрузі на навантаженні замикаються VT1 і VT3.

При алгоритмі групового перемикавання створюється пауза в напрузі на навантаженні, якщо до моменту замикання двох транзисторних ключів однієї групи, струм змінить знак. Це має місце при малих постійних часу навантаження τ_H . Якщо значення τ_H велике і до оскільки він розглядався моменту струм знака не змінить, то паузу в вихідній напрузі сформувати не вдається.

Звернувшись до рис. 6, неважко показати, що регулювання напруги на виході АІН, можливо поки миттєва різниця фаз між зображують векторами $\varphi = \varphi_u - \varphi_i < \frac{\pi}{6}$. Алгоритм одиночного перемикавання здатний формувати паузу в вихідній напрузі інвертора при будь-яких значеннях τ_H . Проте в системах електроприводу при переході АТ в генераторний режим з рекуперацією енергії в джерело живлення, ні АГП, ні АОП не формують паузу в вихідній напрузі.

Тому переваги АОП проявляються лише в режимах споживання енергії АД. Розглянуті способи управління інвертором не дозволяють реалізувати постійну структуру силового кола інвертора і відносяться до типу П-2. Слід підкреслити, що саме ця обставина обумовлює зазначені вище негативні особливості роботи інвертора при АОП і АГП.

Якщо реалізувати постійну структуру в інвертор, то зазначені особливості виключаються. Для цього необхідні додаткові перемикавання транзисторних ключів в кожній фазній групі. Приклад такого управління для АОП представлений на рис. 7 штриховими лініями. Тут при замиканні ключа VT2, відмикається ключ VT5, при замиканні ключа VT3, відмикається ключ VT6 і т.д.

При ШІР на основній частоті гармонійний склад вихідної напруги і струму різко погіршується в області малих напруг і частот. Для виключення цього небажаного явища, використовується ШІР на несучої частоті. У цьому випадку протягом періоду частоти повторюваності T_0 кілька разів з періодом T_c відбувається включення і відключення одного з силових ключів.

При цьому обмотки двигуна виявляються підключеними до джерела живлення на інтервалі γT_c , а на інтервалі $(1 - \gamma)T_0$ вони відключені і закорочені. На рис. 6 представлений випадок, коли $T_0 = 2T_c$. Гармонійний склад вихідної напруги при ШІР на несучої частоті, поліпшується зі збільшенням кратності:

$$k = \frac{T_0}{T_c} = \frac{f_c}{f_0} = \frac{6f_c}{f}. \quad (16)$$

Однак великі значення k важко реалізувати.

Поліпшення гармонійного складу вихідної напруги здійснюється під час переходу до широтно-імпульсної модуляції. Розглянемо типовий для ШІМ спосіб управління АІН. Сутність цього способу пояснюється рис. 7, де показані закони управління ключами і вихідна напруга на фазі «А».

В інтервалі від 0 до $2\pi/3$ на керуючий вхід транзисторного ключа (наприклад, VT1) подається постійний відмикаючий сигнал, а в інтервалі від $2\pi/3$ до π – широтно-модульований сигнал – 4 імпульсу, тривалість яких лінійно убиває.

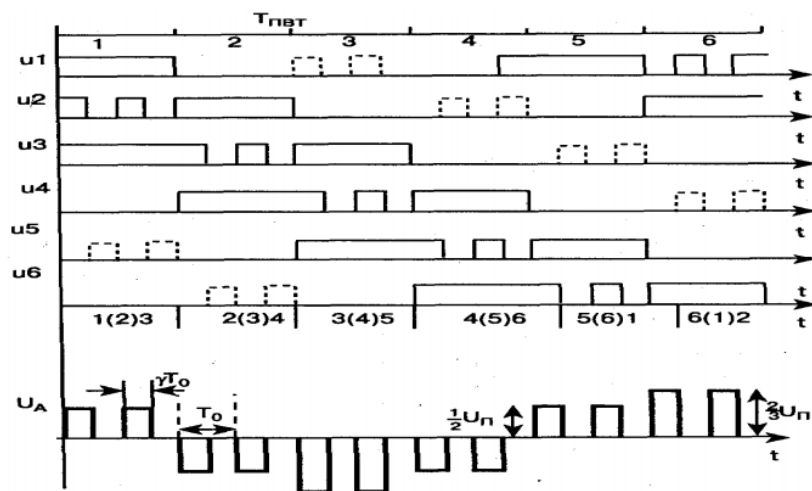


Рис. 7. Управління АІН при ШІР на несучій частоті

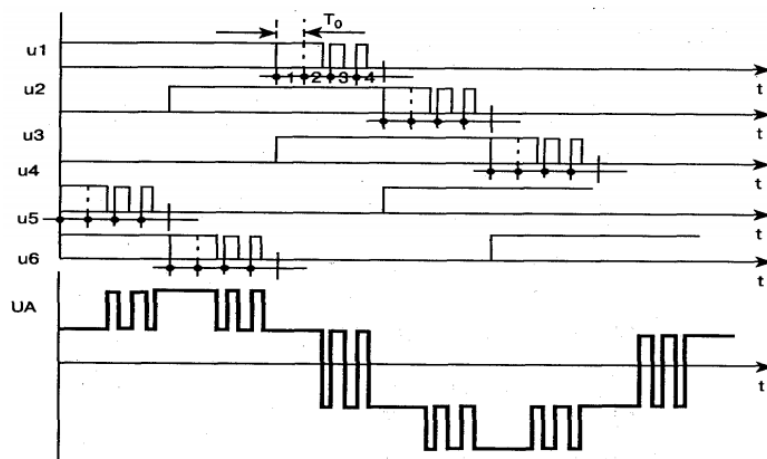


Рис. 8. Управління АІН при ШІР на несучій частоті

Аналогічні сигнали, але з відповідним фазовим зрушенням, подаються на входи інших джерел. При даному способі управління, сигнали подаються по черзі то на два, то на три транзисторних ключа. Такий алгоритм управління несе в собі можливість зміни структури силового кола, тобто відноситься до типу П-3. Дійсно, дослідження показали, що незмінність структури зберігається поки $\cos(\varphi_H) < 0.87$.

При замиканні ключа VT1, який зображає вектор $\bar{U}_S$ переходить з положення 2 в положення 3 (рис.6). Протягом імпульсу 1 (рис. 7) ключ VT1 відімкнутий, тому $t_1 = T_c$ і маємо $\varphi_{CP} = 0$. Три чверті періоду імпульсу 2 ключ VT1 відімкнутий, а чверть періоду він замкнений.

$$\text{Тому тут } t_1 = \frac{3}{4}T_c \text{ та } \varphi_{CP} = \arctg\left(\sqrt{\frac{3}{7}}\right) = 14^\circ.$$

Тривалість імпульсу 3 буде $t_1 = \frac{T_c}{2}$, а четвертого $t_1 = \frac{T_c}{4}$. При цьому середня фаза зображує вектора напруги приймає послідовно значення $0; 14^\circ; 30^\circ; 46^\circ$.

Таким чином, зображає вектор $\bar{U}_S$, переміщаючись між положеннями 2 і 3 (рис. 7), займає деякі проміжні положення, що відрізняються один від одного середньої фазою. Чим більше цих проміжних положень, тим ближче до синусоїди напруга на виході інвертора. Для того, щоб побудувати схеми інверторів з незмінною структурою, що відносяться до групи І-3, необхідно після замикання чергового ключа, відмикати інший ключ тієї ж фазної групи інвертора. Так, при замиканні ключа VT1, слід відімкнути ключ VT4. При цьому електромагнітні процеси не будуть залежати від коефіцієнта потужності навантаження. Схеми інверторів, віднесені згідно з поданою класифікації до типу І-3, відрізняються великою різноманітністю, але по суті своїй зводяться до багаторазового переміщення результуючого вектора $\bar{U}_S$, між основними сусідніми станами. Оптимальний алгоритм управління транзисторними ключами АІН, який полягає в багаторазовому перемиканні ключів тільки однієї фази протягом $1/6$ періоду вихідна напруги інвертора.

Дійсно, сусідні стану результуючого вектора напруги (наприклад, 2 і 3 на рис. 4) відрізняються тим, що в другому стані відкритий ключ VT1, а в третьому

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						32
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

– ключ VT4. Тому для того, щоб середня фаза результуючого вектора могла приймати проміжне значення від 0 до $\pi/3$, необхідно на даному інтервалі перемикає тільки ключі VT1 і VT4, на наступному (рис. 4) – ключі VT2, VT5 і т.д.

Для зміни середнього модуля результуючого вектора (формуванням паузи вихідній напрузі) слід в стані 2 замкнути ключ VT2 і відімкнути ключ VT5; в стані 3 замкнути ключ VT3 і відімкнути ключ VT6; в стані 4 замкнути ключ VT4 і відімкнути ключ VT1 і т.д. Таким чином, на підставі поведінки 37 результуючого вектора розробляється спосіб управління транзисторними ключами інвертора.

Останнім часом у зв'язку зі значними досягненнями технології виготовлення силових транзисторів, практично повсюдно стали використовуватися алгоритми з синусоїдальним ШІМ. Методи широтно-імпульсної модуляції напруги на виході автономного інвертора реалізуються в розімкнутих і замкнутих системах. Розімкнутий спосіб реалізації ШІМ в одне фази ілюструє рис. 9. Генератор пилоподібної напруги генерує напруга пилоподібної форми високої частоти. Ця напруга порівнюється з синусоїдальною напругою, частота і величина якого задається вхідним сигналом. При розглянутому способі модуляції інвертор представляє собою регульований джерело напруги.

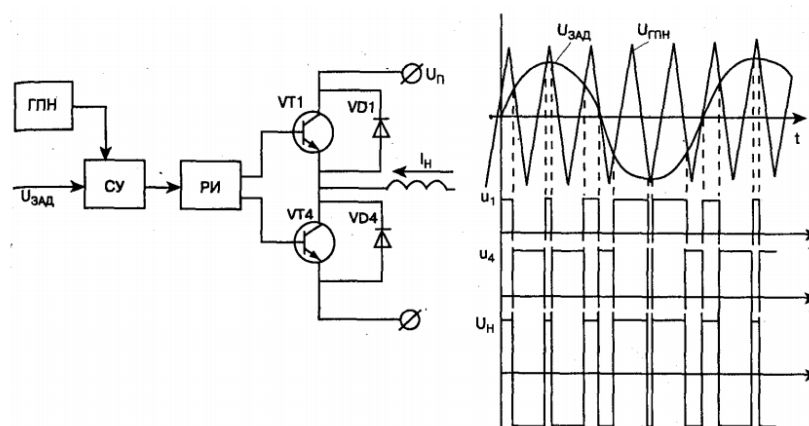


Рис. 9. Реалізація ШІМ в АІН

Пристрої управління інвертором повинні реалізувати спосіб, який забезпечив би задоволення двох основних вимог, що пред'являються до системи перетворювач – машина змінного струму:

а) мінімальні втрати в двигуні і мінімальні пульсації моменту, обумовлених впливом полів першої і вищих гармонік;

б) мінімальні втрати в елементах перетворювача.

Ці вимоги суперечливі. Так як для поліпшення роботи двигуна слід підвищувати несучу частоту, а для зменшення втрат в перетворювачі її слід зменшувати; крім того, двостороння енергетична зв'язок вимагає додаткових перемикачів в перетворювачі. Компроміс в задоволенні зазначених вимог знаходиться на підставі аналізу електромагнітних процесів

1.5 Силі біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT). Пристрій і особливості роботи

Біполярний транзистор з ізолюваним затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors) – повністю керований напівпровідниковий прилад, в основі якого тришарова структура [6]. Його включення і виключення здійснюються подачею і зняттям позитивної напруги між затвором і витоком. На рис. 10 наведено умовне позначення IGBT.



Рис. 10. Умовне позначення IGBT

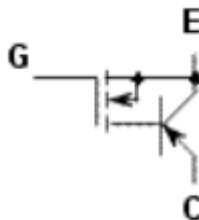


Рис. 11. Схема з'єднання транзисторів в єдиній структурі IGBT

IGBT є продуктом розвитку технології силових транзисторів зі структурою метал-оксид-напівпровідник, керованих електричним полем (MOSFET-Metal-Oxid-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) і поєднують в собі два транзистора в одній напівпровідникової структурі: біполярний (утворює силовий канал) і польовий (утворює канал управління). Еквівалентна схема включення двох транзисторів приведена на рис. 11.

Прилад введений в силовий коло висновками біполярного транзистора E (емітер) і C (колектор), а в коло управління – висновком G (затвор). Таким чином, IGBT має три зовнішніх виведення: емітер, колектор, затвор.

З'єднання емітера і стоку (D), бази і витоку (S) є внутрішніми. Поєднання двох пристроїв в одній структурі дозволило об'єднати гідності польових і біполярних транзисторів: високий вхідний опір з високою струмовим навантаженням і малим опором у включеному стані.

Схематичний розріз структури IGBT показаний на рис. 12. Біполярний транзистор утворений шарами p^+ (емітер), n (база), p (колектор); польовий – шарами n (витік), n^+ (стік) і металевою пластиною (затвор). Шари p^+ і p мають зовнішні висновки, що включаються в силове коло. Затвор має висновок, що включається в коло управління.

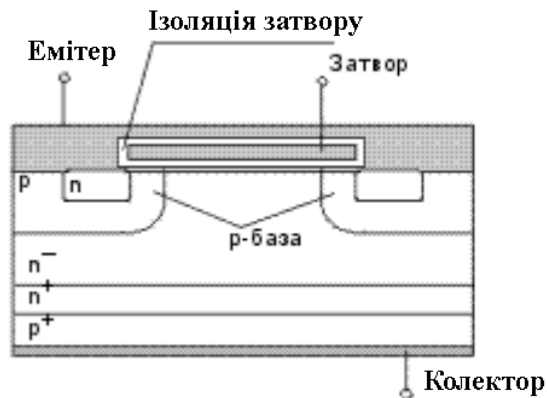


Рис. 12. Схематичний розріз структури планарного IGBT

На рис. 13 зображена структура IGBT IV покоління, виконаного за технологією «утопленого» каналу (trench-gate technology), що дозволяє виключити опір між p-базами і зменшити розміри приладу в кілька разів.

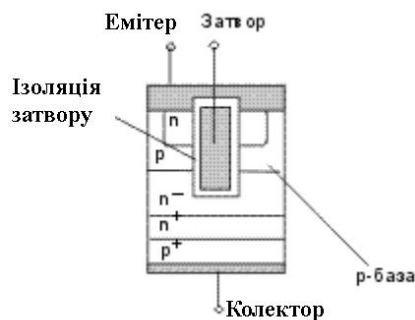


Рис. 13. Схематичний розріз структури IGBT виконаного по «trench-gate technology»

Процес включення IGBT можна розділити на два етапи: після подачі позитивного напруги між затвором і витоком відбувається відкриття польового транзистора (формується n – канал між витоком і стоком). Рух зарядів з області n в область p призводить до відкриття біполярного транзистора і виникнення струму від емітера до колектора. Таким чином, польовий транзистор управляє роботою біполярного транзистора.

Для IGBT з номінальною напругою в діапазоні 600-1200 В в повністю включеному стані пряме падіння напруги, так само як і для біполярних транзисторів, знаходиться в діапазоні 1,5-3,5 В. Це значно менше, ніж

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ

Арк.

36

характерне падіння напруги на силових MOSFET в провідному стані з такими ж номінальними напругами.

За швидкодією IGBT поступаються MOSFET, але значно перевершують біполярні. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду і спадання струму при виключенні IGBT знаходяться в діапазонах 0,2-0,4 і 0,2-1,5 мкс, відповідно.

Область безпечної роботи IGBT дозволяє успішно забезпечити його надійну роботу без застосування додаткових кіл формування траєкторії перемикання при частотах від 10 до 20 кГц для модулів з номінальними струмами в кілька сотень ампер.

В даний час транзистори IGBT випускаються, як правило, у вигляді модулів в прямокутних корпусах з одностороннім притиском і охолодженням («Mitsubishi», «Siemens», «Semikron» і ін.) І таблетковому виконанні з двостороннім охолодженням («Toshiba Semiconductor Group»). Модулі з одностороннім охолодженням виконуються в міцному пластмасовому корпусі з паяними контактами і ізолюваною підставою.

Всі електричні контакти знаходяться у верхній частині корпусу. Відведення тепла здійснюється через підставу. Типова конструкція модуля в прямокутному корпусі показана на рис. 14.

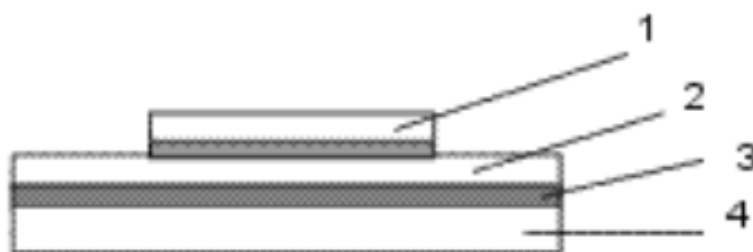


Рис. 14. Типова конструкція IGBT-модуля:

1 – кристал, 2 – шар кераміки, 3 – спайка, 4 – нижня тепловивідна основа

Струм управління IGBT малий, тому коло управління – драйвер конструктивно компактний. Найбільш доцільно розташовувати коло драйвера в

безпосередній близькості від силового ключа. У модулях IGBT драйвери безпосередньо включені в їх структуру.

«Інтелектуальні» транзисторні модулі, виконані на IGBT, також містять «інтелектуальні» пристрої захисту від струмів короткого замикання, системи діагностування, що забезпечують захист від зникнення сигналу, одночасної провідності в протилежних плечах силової схеми, зникнення напруги джерела живлення та інших аварійних явищ.

У структурі ІТМ на IGBT передбачається в ряді випадків система управління з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) і однокристальна ЕОМ. У багатьох модулях є схема активного фільтра для корекції коефіцієнта потужності і зменшення вмісту вищих гармонійних в мережі живлення.

IGBT-модуль по внутрішній електричній схемі може являти собою одиничний IGBT, подвійний модуль (half-bridge), де два IGBT з'єднані послідовно (напівміст), переривник (chopper), в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом, однофазний або трифазний міст.

У всіх випадках, крім переривника, модуль містить паралельно кожному IGBT вбудований зворотний діод.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						38
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

РОЗДІЛ 2

РОЗРОБКА ЕЛЕКТРИЧНОЇ СХЕМИ ППК

2.1 Пристрій і принцип дії поршневого компресора.

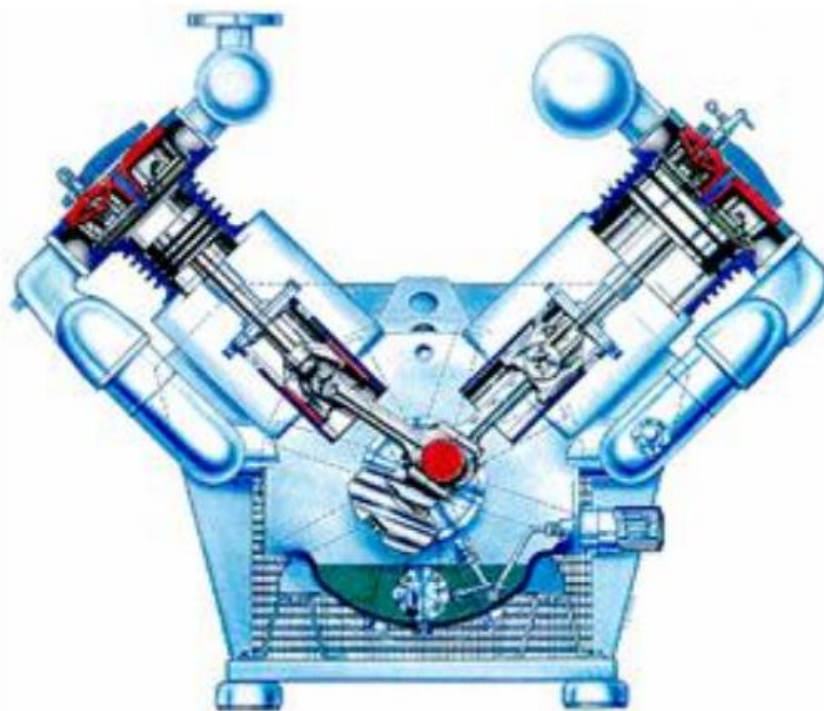


Рис. 15. Поршковий компресор

Принцип роботи поршневого компресора представлено на рис. 15:

- а) коли поршень опускається, в циліндрі утворюється вільний простір, і в результаті перепаду тиску відкривається впускний клапан, через який повітря всмоктується в камеру стиснення;
- б) потім, коли поршень проходить точку повороту, відповідну найбільшому обсягу камери стиснення, впускний клапан закривається, і тиск повітря починає зростати;
- в) у міру скорочення обсягу камери стиснення тиск повітря збільшується;
- г) коли тиск в камері досягає заданих параметрів, відкривається нагнітальний клапан, і стиснене повітря залишає камеру стиснення.

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата

0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ

Арк.

39

2.2 Переваги і недоліки повітряних поршневих компресорів

Повітряні поршневі компресори є простим, надійним обладнанням. Вони здатні подавати повітря під тиском до 10 бар і зі швидкістю до $100 \text{ м}^3/\text{хв}$.

Конструктивний основний недолік поршневих компресорів полягає в тому, що їх роботу завжди супроводжує шум і вібрація. Це особливо стосується великогабаритних агрегатів. Рівень вібрації можна знизити, використовуючи відповідні вібропоглинаючі монтажні плити, проте вони дуже громіздкі і їх установка може викликати певні труднощі. Крім того, внаслідок великої кількості рухаються деталей поршневих компресорів проведення їх технічного обслуговування стає тривалим і дорогим.

2.3 Опис принципової електричної схеми перетворювача

До складу схеми електричної принципової представленої на рис. 16 входять: плата вхідна, плата інвертора, плата управління, плата індикації.

До складу вхідної плати включено:

а) нелінійний обмежувач (RV1), призначений для захисту від перенапруги в мережі живлення. Напруга спрацьовування 980В;

б) дросель (L2) складається з сердечника і двох обмоток включених послідовно, для досягнення найбільшої індуктивності. Він призначений для захисту від пульсацій струму – при роботі модулів IGBT і при скачках в мережі.

До складу плати інвертора U1 включено:

а) силовий модуль IGBT;

б) ємкісний фільтр;

в) драйвери транзисторів;

г) датчики струму і напруги.

Наявність випрямляча на вході дозволяє перетворювача працювати при зміні полярності вхідної напруги. У трифазному інверторі, постійна напруга перетворюється в змінну.

Плата управління U2, на якій з напруги власних потреб +24 В формуються напруги, необхідні для живлення драйверів транзисторів інвертора, датчиків

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						40
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

струму і напруги. На вході плати встановлені діод і самовідновлюється запобіжник, тим самим при неправильному підключенні забезпечується захист джерела живлення плати [6].

Плата індикації (схема розташування індикаторів зображена на рис. 16):

а) «ПУСК (ON / OFF)» сигналізує про готовність ППК до роботи (є живлення 24 В, подано напругу КС, $UDC > 400$ В);

б) «U > 645 V (OV)» – напруга КС більше 645 В;

в) «ЖИВЛЕННЯ (POWER)» сигналізує про справності вбудованого джерела живлення плати управління U2 (побічно – про наявність 24 В);

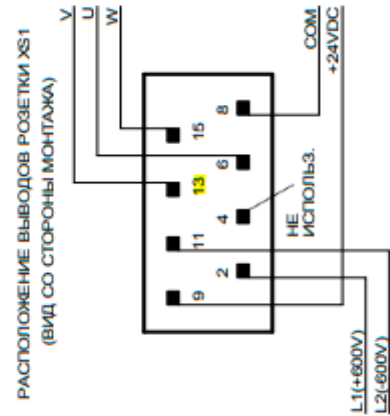
г) «РОБОТА (RUN)» сигналізує про роботу ППК;

д) «Перевантажування (OCP)» сигналізує про спрацьовування захисту від перевантаження;

е) «ПЕРЕГРІВ (TEMP)» сигналізує про спрацьовування теплового захисту;

ж) «ЗАХИСТ (FAULT)» сигналізує про спрацьовування захисту від короткого замикання.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		41



0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ

2.4 Опис електричної схеми підключення перетворювача

Підключення до контактної мережі рис. 17 виробляється через захисний апарат QF1, контактор KM1, а також реле струму KA1.

Якщо тиск повітря в повітряній системі нижче верхньої установки по тиску, то через замкнуті контакти тумблера «мотор-компресор» і реле тиску KP1 напруга, бортовий мережі 24 В надійде на котушку контактора KM1 і на паралельно підключений до нього ППК.

Напруга контактної мережі подається на ППК через включений автомат QF1, замкнуті контакти контактора KM1 і котушку реле KA1.

Якщо напруга власних потреб знаходиться в діапазоні 18..30 В, загориться індикатор «ЖИВЛЕННЯ (POWER)».

При наявності на вході ППК напруги контактної мережі не менше 400 В (але не більш 750 В), загориться індикатор «ПУСК (ON / OFF)».

Через 0.3..0.5 з загориться індикатор «РОБОТА (RUN)», а мікропроцесор надішле команду на частотний запуск АД з виходом на необхідну напругу і частоту.

Для полегшення умов запуску компресора (це залежить від характеристик застосовуваного компресора і величини необхідного тиску) встановлюється електропневматичний клапан KP2.

При відсутності живлення на котушці клапана робота компресора на засунений блокується.

При успішному запуску спрацьовує реле струму KA1, котушка клапана KP2 отримує живлення, і компресор включається на нагнітання повітря в пневмосистему.

Коли тиск повітря в пневмосистемі досягне верхньої установки реле тиску KP1, воно розімкнеться свої контакти в колі контактора KM1, в результаті чого ППК автоматично вимкнеться за рахунок відключення напруги контактної мережі, а реле KA1 розірве коло живлення котушки клапана KP2.

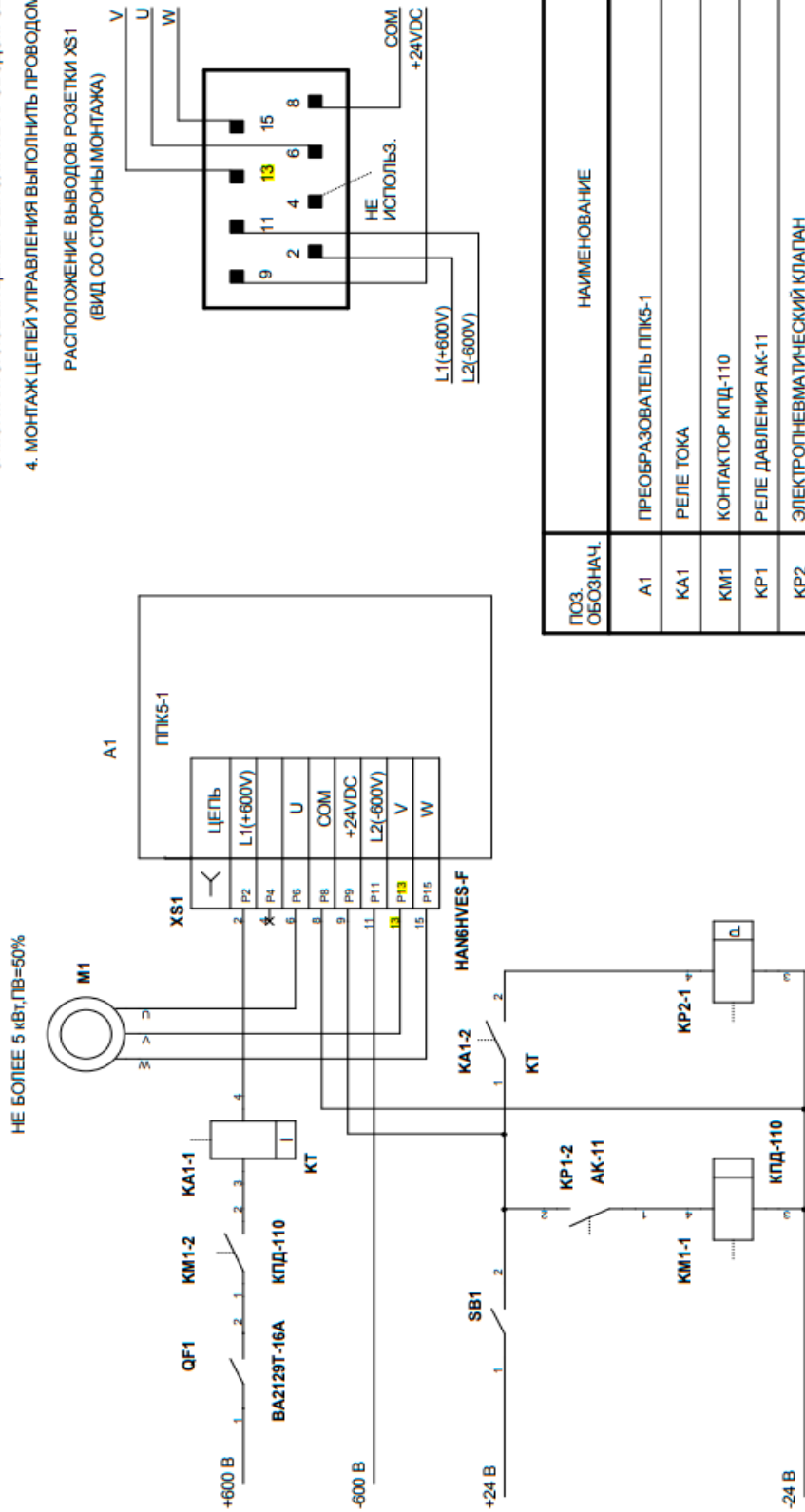
Якщо під час роботи напруга контактної мережі вийде за обумовлені межі, то станеться вимикання ППК, а після появи на вході ППК напруги контактної мережі відбудеться автоматичне повторне включення з затримкою 1..2 с.

При виникненні короткого (внутрішнього або зовнішнього) замикання відбувається миттєве відключення навантаження, при цьому загориться індикатор «ЗАХИСТ (FAULT)». Подальша робота буде неможлива без скидання захисту. Для скидання захисту необхідно вимкнути тумблер SB1 «мотор-компресор» і через 2..3 с зробити повторне включення ППК.

При перевантаженні також відбувається відключення навантаження ППК, при цьому світиться індикатор «Перевантажування (ОСР)». Для скидання захисту необхідно вимкнути тумблер SB1 «МОТОР-КОМПРЕССОР» і через 2..3с зробити повторне включення ППК).

Перевищення температури транзисторів вище 85° призведе до вимикання ППК і світіння індикатора «ПЕРЕГРІВ (TEMP)». Після зниження температури, зазначений індикатор згасне, потім після паузи 1..2 з відбудеться автоматичне включення ППК.

1. ПОДКЛЮЧЕНИЕ ППК-1 ПОКАЗАНО ДЛЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОВМЕСТНО С ЭЛЕКТРОКОМПРЕССОМ КУТ-2. ПРИ ИНОМ ПРИМЕНЕНИИ ТРЕБУЕТСЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ.
2. НАЗНАЧЕНИЕ И ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ С ВНЕШНИМИ ЭЛЕМЕНТАМИ-СМ. РУКОВОДСТВО ПО ЭКСПЛУАТАЦИИ ИДВГ.435334.002.00 РЗ, РАЗДЕЛ №2.
3. МОНТАЖ СИЛОВЫХ ЦЕПЕЙ ВЫПОЛНИТЬ ПРОВОДОМ СЕЧЕНИЕМ 2.5 мм².
4. МОНТАЖ ЦЕПЕЙ УПРАВЛЕНИЯ ВЫПОЛНИТЬ ПРОВОДОМ СЕЧЕНИЕМ 0.75 мм².



ПОЗ. ОБОЗНАЧ.	НАИМЕНОВАНИЕ	КОЛ.	ПРИМЕЧАНИЕ
A1	ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ППК-1	1	
KA1	РЕЛЕ ТОКА	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
KM1	КОНТАКТОР КТД-110	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
KP1	РЕЛЕ ДАВЛЕНИЯ АК-11	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
KP2	ЭЛЕКТРОПНЕВМАТИЧЕСКИЙ КЛАПАН	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
QF	АВТОМАТИЧЕСКИЙ ВЫКЛЮЧАТЕЛЬ ВА2129Т-16А-6х1ном	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
M1	ПРИВОДНОЙ ДВИГАТЕЛЬ	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ
SB1	КЛЮЧ УПРАВЛЕНИЯ	1	В КОМПЛЕКТ ПОСТАВКИ НЕ ВХОДИТ

Рис. 17 Перетворювач ППК. Схема електрична підключення

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ПЕРЕТВОРЮВАЧА ППК

3.1 Розрахунок навантажень інвертора і вибір елементів

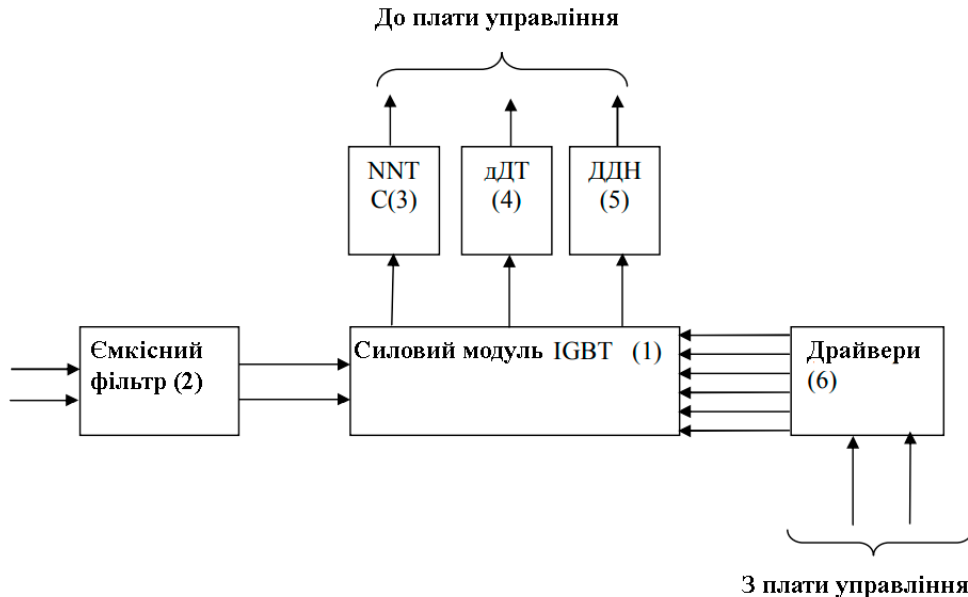


Рис. 18. Структурна схема плати інвертора

На рис. 18 представлена структурна схема плати інвертора, в неї входять:

- а) «1» – силовий модуль IGBT;
- б) «2» – ємнісний (згладжує) фільтр. Служить для згладжування пульсацій струму як живлення так і навантажувальних частин;
- в) «3» – терморезистор NTC, призначений для зняття параметрів температури зі збірки IGBT модуля;
- г) «4» – датчик струму. Необхідний для зняття значення вхідного струму з силовій плати;
- д) «5» – датчик напруги. Призначений для зняття вхідної напруги перетворювача. Ємнісний фільтр (2). Силовий модуль IGBT (1). Драйвери (6). NNT C (3). ДДТ (4). ДДН (5);
- е) «6» – драйвери транзисторів інвертора з джерелом їх живлення, призначеним для гальванічної розв'язки керуючої і силовий частин.

В якості інвертора використано АІН.

Через використання фільтра необхідно передбачити способи зниження струму при заряді ємності. Знизити струм за допомогою таких дій:

- а) плавно подавати напругу на фільтр;
- б) установка дроселя;
- в) використовувати опір, включене між джерелом і батареєю конденсаторів, з подальшим шунтуванням.

Для плавного збільшення вхідної напруги необхідний регульований джерело напруги автотрансформатор або регульований випрямляч.

Скористаємося дроселем. Застосування дроселя обумовлено необхідність зменшити струм заряду конденсаторів фільтра і зниження змінної складової струму, що протікає через конденсатори.

3.2 Вибір силових ключів

Зробимо вибір і розрахунок силових напівпровідникових ключів.

В даний час основними приладами силової електроніки в області комутованих струмів до 50А є: діоди (Diodes) тиристори (Thyristors, SCR); біполярні транзистори (ДРТ); біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT); польові транзистори з ізолюваним затвором (MOSFET).

В областях середніх напруг (300-600В і вище) найбільш переважними для застосування є біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors).

В даний час IGBT забезпечують комутацію струмів до 1800А і напруг до 4,5 кв. При цьому часи перемикання біполярних 52 транзисторів з ізолюваним затвором лежать в діапазоні 200-400нсек. Поява в останні роки IGBT з напругою понад 1,2 кВ (4,5 кВ) призвело до витіснення замикаються тиристорів (GTO) в пристроях потужністю до 1 МВт і до 3,5 кВ.

Самі GTO в останні роки були модернізовані (ABB Mitsubishi) і з'явився новий клас пристроїв – тиристор, комутований по затвору (GCT – Gate Thyristor або IGCT – Integrated Gate Commutated Thyristor).

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		47

На сьогоднішній день і в найближчому майбутньому клас пристроїв силової електроніки «Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT)» займає і буде займати домінуюче становище для діапазону потужностей від одиниць кіловат до одиниць мегават. Подальший розвиток IGBT буде йти по шляху:

- а) підвищення діапазону граничних комутованих струмів і напруг (одиниці кілоампер, 5-7 кВ);
- б) підвищення швидкодії;
- в) підвищення стійкості до перевантажень і аварійним режимам;
- г) зниження прямого падіння напруги;
- д) розробки нових структур з густиною струмів, що наближаються до тиристорних;
- е) розвиток «інтелектуальних» IGBT (з вбудованими функціями діагностики та захистів) і модулів на їх основі;
- ж) створення нових високонадійних корпусів, в тому числі притискної конструкції.

В якості силових ключів виберемо IGBT транзистори. Номінальне ковзання: Розрахунок навантажень інвертора проведемо по основній гармоніці. Це забезпечує точність розрахунку в межах 5%

За розрахунковий режим приймемо режим 180° – управління з урахуванням заданого коефіцієнта навантажень. Крім того, при розрахунку нехтуємо втратами в основних елементах інвертора. В якості застосовуваного двигуна, для визначеності, будемо орієнтуватися на двигун серії АІР, у якого синхронна швидкість дорівнює 1500 об / хв, а номінальна потужність 5 кВт. Зробимо вибір транзисторів [2]. Розрахунок навантажень інвертора проведемо по основній гармоніці. Це забезпечує точність розрахунку в межах 5%.

Номінальна потужність на валу двигуна: $P_m = 5$ кВт.

Розрахункова потужність, підведена до статора двигуна:

$$P = \frac{P_m}{\eta} = \frac{5000}{0.83} = 6024 \text{ Вт.} \quad (17)$$

Розрахунковий струм навантаження інвертора:

$$I = \frac{P}{\sqrt{3}U_1 \cos(\varphi)} = \frac{6024}{\sqrt{3} \cdot 220 \cdot 0,78} = 20,3 \text{ A.} \quad (18)$$

Граничний струм навантаження інвертора:

$$I_m = K_p \cdot I_1 = 20,3 \cdot 1,4 = 28,4 \text{ A,} \quad (19)$$

де K_p – коефіцієнт перевантаження

Граничний середній струм через транзистор:

$$I_{CAVE} = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \cdot (1 - \cos(\varphi)) = \frac{28,4}{\sqrt{2\pi}} \cdot (1 - 0,78) = 11,4 \text{ A.} \quad (20)$$

Граничний середній струм через зворотний діод:

$$I_{dave} = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \cdot (1 - \cos(\varphi)) = \frac{27,7}{\sqrt{2\pi}} \cdot (1 - 0,78) = 1,4 \text{ A.} \quad (21)$$

Квадрат діючого значення струму через транзистор:

$$I_{crms}^2 = \frac{I_{lpp}^2}{\sqrt{2\pi}} (\pi - \psi + \sin\psi_1 + \cos\psi_1) =$$

$$= \frac{28,4^2}{\sqrt{2\pi}} (\pi - 0,676 + 0,626 \times 0,78) = 379,4 \text{ A.} \quad (22)$$

Попередньо вибираємо модуль MWI75-12E8 фірми IXYS.

Розрахунок втрат в транзисторі для $T_{jmax} = 80$.

Як відомо транзистор в провідному стані являє собою резистор, тому втрати провідності дорівнюватимуть:

$$\Delta P_p = I_{crms}^2 \cdot R_{DS} = 379,4 \cdot 0,017 = 6,45 \text{ Вт,} \quad (23)$$

де R_{DS} – опір транзистора в відкритому стані.

Для вибору транзистора $R_{DS} = 0,017 \text{ Ом}$.

Комутаційні втрати в транзисторі:

$$\Delta P_{sw} = E_{tot} f_c \frac{1}{\pi} = 1,18 \cdot 7 \cdot \frac{1}{\pi} = 2,63 \text{ Вт,} \quad (24)$$

де $E_{tot} = 1,18 \text{ мДж}$ – сумарна енергія виділяється при включенні і виключенні транзистора [6];

f_c – частота перемикачів транзистора.

При заданій частоті ШІМ комутаційні втрати в транзисторі врахуємо за допомогою коефіцієнта $K_K = 1,2$. При роботі інвертора в пульсовому режимі

вихідна частота становить одиниці герц і багато більше теплової постійної часу кристала.

Тому при розрахунку втрат вважають їх принаймні в 2 рази більшими, з тим, щоб при перевірці на граничну потужність розсіювання враховувалися коливання температури кристала від максимально допустимої до температури корпусу транзистора. Таким чином, повні втрати становлять:

$$\Delta P_{tot} = 1,2 \cdot 2 \cdot (\Delta P_{sw} - \Delta P_{ON}) = 1,2 \cdot 2 \cdot (6,42 + 2,63) = 41 \text{ Вт.} \quad (25)$$

Максимально допустима потужність втрат:

$$\Delta P_{max} = \frac{T_{jmax} - T_{cmax}}{P_{thj-c}} = \frac{125 - 80}{0,41} = 109,8 \text{ Вт,} \quad (26)$$

де T_{jmax} – максимально допустима температура кристала: $T_{jmax} = 80$;

P_{thj-c} – тепловий опір кристал корпус, $P_{thj-c-c} = 0,41$.

Так як $\Delta P_{max} > \Delta P_{tot}$, то вважаємо вибір транзистора правильним. Розрахунок втрат в транзисторі $T_{jmax} = 125$.

Як відомо IGBT – транзистор в провідному стані являє собою резистор, тому втрати провідності дорівнюватимуть $\Delta P_{on} = 2,13 \text{ Вт}$.

Комутаційні втрати в транзисторі:

$$\Delta P_{sw} = E_{tot} f_c \frac{1}{\pi} = 1,18 \cdot 7 \cdot \frac{1}{\pi} = 2,63 \text{ Вт,} \quad (27)$$

При роботі інвертора в пульсовому режимі вихідна частота становить одиниці герц і багато більше теплової постійної часу кристала. Тому при розрахунку втрат вважають їх принаймні в 2 рази більшими, з тим, щоб при перевірці на граничну потужність розсіювання враховувалися коливання температури кристала від максимально допустимої до температури корпусу транзистора. Таким чином повні втрати становлять:

$$\Delta P_{tot} = 1,2 \cdot 2 \cdot (\Delta P_{sw} - \Delta P_{ON}) = 1,2 \cdot 2 \cdot (0,5 + 2,63) = 3,13 \text{ Вт.} \quad (28)$$

Максимально допустима потужність втрат:

$$\Delta P_{max} = \frac{T_{jmax} - T_{cmax}}{P_{thj-c}} = \frac{125^\circ - 80^\circ}{1,2} = 37,5 \text{ Вт,} \quad (29)$$

де T_{jmax} – максимально допустима температура кристала: $T_{jmax} = 125$;

P_{thj-c} – тепловий опір кристал корпус, $P_{thj-c} = 1,2$.

Так як $\Delta P_{max} > \Delta P_{tot}$, то вважаємо вибір транзистора правильним.

3.3 Вибір ємнісного фільтра інвертора

Особливості застосування електролітичних конденсаторів Конденсатори мають властивість швидко накопичувати і віддавати електричну енергію. Завдяки цій властивості вони знайшли широке застосування в електричних та електронних пристроях в якості накопичувача енергії при роботі в імпульсному режимі (генератори імпульсів струму і напруги різного призначення, захист обладнання від перенапруги, примусова комутація струму, множник напруги і т.д.).

Властивість конденсаторів змінювати в залежності від частоти напруги своє реактивне опір зумовило їх застосування в різних фільтрах кіл змінного і пульсуючого напруги (резонансні, широкосмугові, режекторні, смугові та ін.) Для фільтрації вищих гармонік струму і напруги, захисту від перешкод, розв'язки кіл і т.д.

Конденсатори використовуються також для створення фазового зсуву між струмом і напругою (фазообертачі, однофазні конденсаторні електродвигуни, симетрувальні і фазорасщеплюючі пристрої і т. п.). Крім того, конденсатори застосовуються в дільниках напруги, пристроях відбору потужності (ємнісні трансформатори), колах динамічного примусового розподілу напруги, вимірювальних приладах високої і надвисокої напруги і т.д.

Області застосування конденсаторів надзвичайно широкі – електроенергетика, транспорт, зв'язок, телебачення, радіомовлення, локація, вимірювальна та обчислювальна техніка та ін.

При цьому конденсатори використовуються як самостійні елементи електронних і електротехнічних пристроїв і як елементи батарей конденсаторів, конденсаторних установок.

Застосування конденсаторів в стаціонарних умовах, на транспортних засобах при різних електричних режимах навантаження, кліматичних і

механічних впливах обумовлює велику різноманітність пропонованих до них вимог.

Класифікація конденсаторів. Класифікацію конденсаторів можна проводити на основі різних ознак (вид діелектрика, вид виконання, функціональне призначення і т.д.).

Залежно від конструкції і призначення конденсатори поділяються на три групи: постійної ємності, на півзмінні (підрядкові), що дозволяють змінювати ємність в невеликих межах і змінної ємності. Незалежно від групи і виду діелектрика конденсатори характеризуються певними параметрами: номінальним значенням ємності, допустимим відхиленням ємності, електричної міцністю (робочою напругою), температурним коефіцієнтом ємності, допустимої реактивної потужністю і тангенсом кута втрат.

Номінальне значення ємності конденсатора залежить від геометричних розмірів пластин і виду діелектрика. Одиницею вимірювання ємності є фарад (Ф). Ємність конденсаторів вимірюється в мікрофарадах (мкФ), нанофарадах (нФ) або пікофарад (пФ): $1 \text{ мкФ} = 10^{-6} \text{ Ф}$, $1 \text{ нФ} = 10^{-9} \text{ Ф}$, $1 \text{ пФ} = 10^{-12} \text{ Ф}$.

Допустиме відхилення ємності конденсатора показує відхилення в процентах від номінального значення. Конденсатори широкого застосування виготовляються з допустимим відхиленням $\pm 5\%$ $\pm 10\%$ $\pm 20\%$ окремі типи з допустимим відхиленням ємності $\pm 2\%$ від номінального значення і менші.

Електричною міцністю конденсатора називається здатність витримувати прикладена до нього напруга без пробоя діелектрика. Воно характеризується значеннями робочого і випробувального напруги, які визначаються властивостями і товщиною діелектрика.

Температурним коефіцієнтом ємності (ТКЄ) називається відносна зміна ємності конденсатора при зміні температури на 1°C . Залежно від виду конденсатора ТКЄ може бути позитивним так і негативним. Позитивний відповідає збільшенню ємності при нагріванні, негативний – зменшенню.

Допустимої реактивної потужністю конденсаторів називається коливальна потужність, яка прикладається до конденсатору, не руйнуючи його ізоляції.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		52

Реактивну потужність враховується в разі їх застосування в радіочастотних колах і коливальних системах.

Тангенсом кута втрат $tg\delta$ називається відношення потужності втрат до реактивної потужності, що запасається конденсатором при роботі. Коли через конденсатор протікає змінний струм, то напруга і струм виявляються зсунутими по фазі один відносно іншого менше ніж на 90° (фазовий кут ω). Кут, що доповнює фазовий кут до 90° , називається кутом втрат. В ідеальному конденсаторі не мають діелектричних втрат, кут $\delta = 0$.

Залежно від конструкції, параметрів і призначення конденсатори постійної ємності поділяють на дві групи: низькочастотні (паперові, металопаперові і електролітичні, а також деякі плівкові конденсатори) і високочастотні (слюдяні, керамічні, склокерамічні, скляні).

Живлення інвертора здійснюється від мережі постійного струму, що призводить до використання полярних конденсаторів. Розглянемо питання, що цікавлять низькочастотні конденсатори для мереж постійного струму.

Паперові конденсатори. Діелектриком у них служить паперова стрічка товщиною 5-10 мкм (іноді 2-3 шари для збільшення електричної міцності), добре просочена воскоподібні ізолюючим матеріалом. Для обкладок застосовують алюмінієву (рідше червономідну) фольгу приблизно такої ж товщини. Паперові конденсатори випускають в різноманітному конструктивному оформленні та на різні номінальні значення ємності. Вони використовуються в якості розв'язують, розділових і фільтруючих елементів в колах постійного і змінного струму.

Металопаперові конденсатори. Таку назву вони отримали тому, що в якості обкладок застосований тонкий шар металу, а в іншому аналогічні паперовим конденсаторів.

Плівкові і метало плівкові конденсатори. По конструкції і технології виготовлення плівкові і метало плівкові конденсатори мало, чим відрізняються від паперових і металопаперові. В якості діелектрика в них застосовується органічна плівка товщиною 5-20 мкм з полістиролу, лавсану або фторопласта.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		53

Дані типи конденсаторів хоча і є фільтрову ємкостями, але не мають достатньої питомої ємності на відміну від електролітичних конденсаторів.

Електролітичні конденсатори мають більшу питому ємністю (десятки і сотні микрофарад) при порівняно невеликих габаритах. Однак для цього типу конденсаторів характерний ряд недоліків: нестабільність параметрів; сильна залежність значення ємності від температури; обмежений термін служби. Вони в основному використовуються в колах з пульсуючим струмом для фільтрування змінних напруг.

Алюмінієвий електролітичний конденсатор являє собою анодний і катодний фольги, розділені електротехнічним папером і просочені робочим електролітом, який виступає в якості катодного обкладання [3].

Анод – це алюмінієва фольгова пластина, площа якої за рахунок електрохімічного травлення збільшена в 50-300 разів, в порівнянні з гладкою, і на якій електрохімічним способом сформований шар оксиду алюмінію Al_2O_3 . Товщина шару оксиду, прямо пропорційна величині постійної напруги, що подається на фольгу при формуванні оксиду. Al_2O_3 виступає в якості діелектрика в алюмінієвих конденсаторах.

Катод – це алюмінієва фольгова пластина, площа якої збільшена в 50-300 разів у порівнянні з гладкою. Ємність катодного фольги не менше ніж в 10 разів вище анодною.

Для згладжування пульсацій струму, як живлення, так і навантажувальних частин використовують конденсаторний фільтр (конденсаторних батарей), ємністю від десятків до десятків тисяч микрофарад, зібрану з окремих конденсаторів.

Розрахунок вхідного фільтра починається з визначення потужності на вході інвертора:

$$P_d = \frac{P}{\eta} = \frac{6024}{0,92} = 6548 \text{ Вт}, \quad (30)$$

де η – КПД інвертора.

Ємність конденсаторного фільтра, виходячи з умови 20% пульсацій напруги щодо номіналу:

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
						54
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		

$$C_{tot} = \frac{2P_d}{2 \cdot f_1 \cdot (U_{max}^2 - U_{min}^2)} = \frac{2 \cdot 6548}{6 \cdot 50 \cdot (660^2 - 440^2)} = 180 \text{ мкФ}, \quad (31)$$

З каталогу вибираємо електролітичний конденсатор типу «snpin» ELP-400В-470мкф. Ємність C_{totcur} отримаємо з двох паралельно включених гілок, по три конденсатора, включених послідовно в кожній гілці. Наведемо розрахунок повної ємності фільтра:

$$C_{totcur} = \frac{1}{\frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_H} + \frac{1}{C_H}} \cdot 2 = 313 \text{ мкФ}, \quad (32)$$

Час заряду конденсатора:

$$t_c = \frac{1}{2\pi f_1} \arccos\left(\frac{U_{min}}{U_{max}}\right) = \frac{1}{2\pi \cdot 50} \cdot \arccos\left(\frac{440}{660}\right) = 51,2 \text{ мс}, \quad (33)$$

Час розряду конденсатора:

$$t_{dc} = \frac{1}{2f_i} - t_c = 47,8 \text{ мс} \quad (34)$$

Струм через конденсатор на стадії заряду:

$$I_c = \frac{C_H U_{AC}}{2t_c} = \frac{(0,00047 \cdot 220)}{2 \cdot 0,0512} = 1,01 \text{ А}. \quad (35)$$

Середньоквадратичне значення струму через конденсатор на стадії заряду:

$$I_{crms} = I_c \sqrt{2t_c f_i} = 5,17 \text{ А}. \quad (36)$$

Струм через конденсатор на стадії розряду:

$$I_{dc} = \frac{C U_{AC}}{2t_{dc}} = 1,08 \text{ А}. \quad (37)$$

Середньоквадратичне значення струму через конденсатор на стадії розряду:

$$I_{dcrms} = I_{dc} \sqrt{6t_{dc} f_i} = 4,09 \text{ А}. \quad (38)$$

Повний значення середньоквадратичного значення струму через конденсатор частотою 100 Гц:

$$I_{crms(300)} = \sqrt{I_{crms}^2 + I_{dcrms}^2} = 3,16 \text{ А}. \quad (39)$$

Граничне значення струму через конденсатор при робочій температурі 85 градусів:

$$I_{rac(300)} = 2,8 \text{ А}.$$

З огляду на, що батарея конденсаторів складається з двох паралельних гілок, значить для правильного вибору конденсаторів по току необхідно виконання наступної нерівності.

$$2I_{rac(300)} > I_{crms(300)} \quad 2 \cdot 2,8A \geq 3,16 A. \quad (40)$$

Умова виконано. Вибираємо батарею конденсаторів складається з конденсаторів типу «snar-in» ELP-400B-470мкф з двох паралельно включених гілок, по три конденсатора, включених послідовно в кожній гілці.

3.4 Описання розробленої плати інвертора

Шість керованих ключових елементів, виконаних у вигляді силових модулів IGBT (V1-V6). V7 – гальмівний ключ (в даному випадку не використовується). До складу модуля входить: випрямляч, виконаний за трифазної мостовою схемою.

NTC терморезистор, призначений для зняття параметрів температури IGBT модуля. При температурі більше 85°C відбувається спрацьовування теплового захисту і надходить сигнал на плату управління та підсвічується індикатор («ПЕРЕГРІВ» (TEMP)).

Ємнісний (згладжує) фільтр. Служить для згладжування пульсацій струму як живлення так і навантажувальних частин. Він зібраний з шести конденсаторів (C19, C20, C23, C24, C27, C28), підключених в дві гілки по три послідовно, для досягнення робочої напруги 1350В. Паралельно кожної з ланцюжків включені розрядні резистори (R18-R20), які крім розряду після його виключення, забезпечують рівномірний розподіл напруги по східцях. Постійна часу розряду близько 1 хв.

Датчик струму (X1-X2), необхідний для зняття параметрів струму з IGBT модуля. При струмі перевантаження, рівному $1.6I_H$, спрацьовує струмовий захист, надходить сигнал на плату управління та підсвічується індикатор («Перевантажування» (OCP)).

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		56

При струмі короткого замикання, що дорівнює $2.5I_H$, спрацює максимальний струмовий захист, надходить сигнал на плату управління та підсвічується індикатор («ЗАХИСТ» (FAULT)).

Датчик напруги (BU1). Він призначений для зняття параметрів напруги з IGBT модуля. Якщо напруга власних потреб знаходиться в діапазоні 18..30В, надійде сигнал на плату управління та підсвітиться індикатор («ЖИВЛЕННЯ» (POWER)). При наявності на вході ППК напруги контактної мережі не менше 400 В (але не більш 750 В), надійде сигнал на плату управління та підсвітиться індикатор («ПУСК» (ON / OFF)).

Баластні резистори (R37-R40).

Управління всіма транзисторними ключами забезпечується індивідуальними драйверами, призначеними для узгодження електричних, потужних і часових параметрів імпульсів управління, з параметрами, необхідними транзисторним ключам для їх відкриття і замикання.

Плата інвертора зображена на рис. 19.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		57

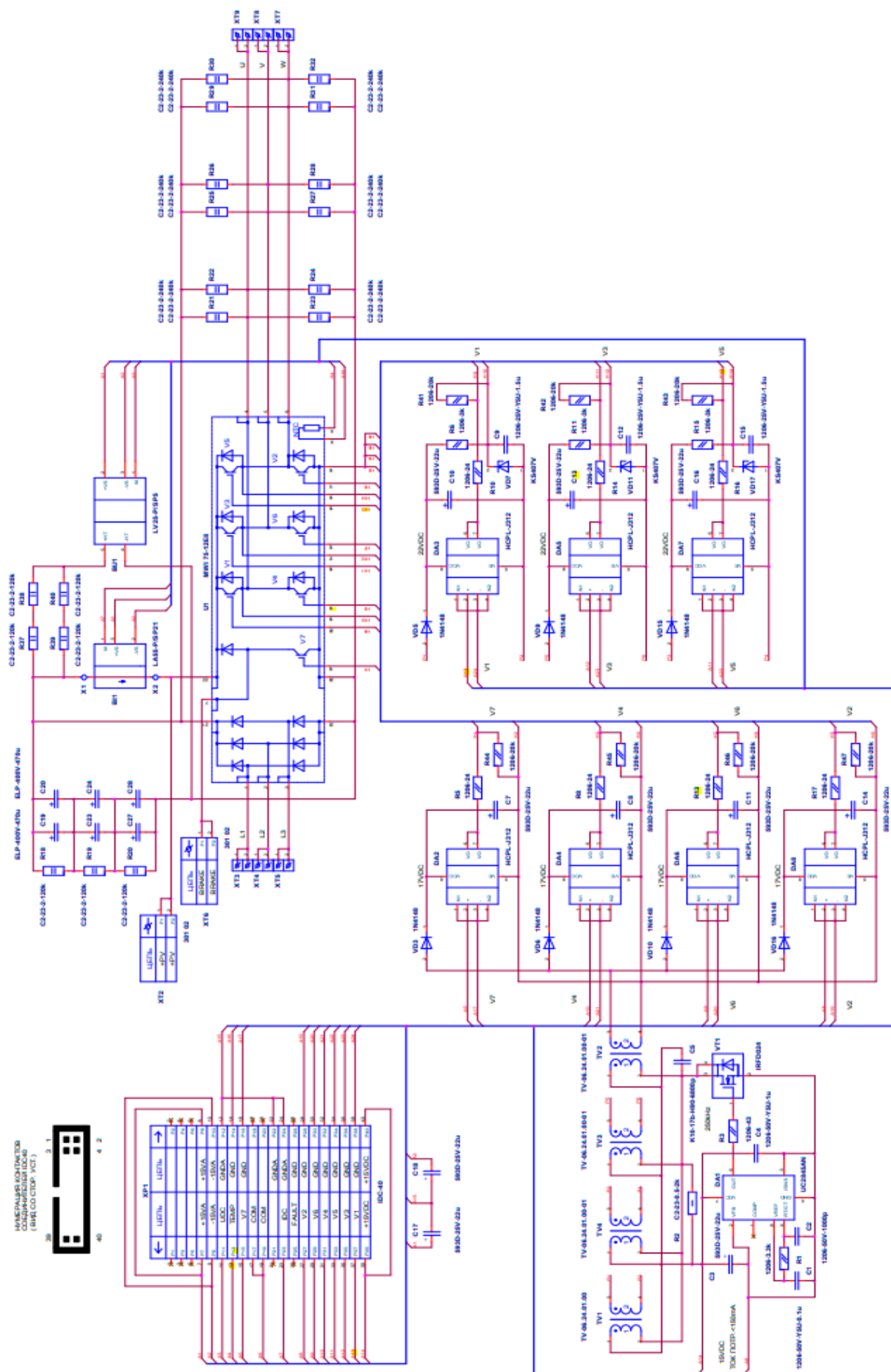


Рис. 19 Плата інвертора. Схема електрична принципова

3.5 Основні технічні характеристики ППК

Напруга живлення – мережа постійного струму 400-720 В.

Номінальна напруга живлення 600 В.

Потужність на виході 6.6 кВА.

Номінальна напруга на виході 400 В.

Номінальний струм на виході 9.2 А.

Номінальна вихідна частота 53 Гц.

Прискорення / уповільнення 102 Гц/сек.

ККД 92% Закон регулювання V/F.

Режим роботи повторно-короткочасний, 10 хв, ПВ = 50%.

Ступінь захисту IP-54.

Маса 5 кг.

Перетворювач виконаний в сталевому корпусі.

Види захистів:

- а) підключення до мережі через автоматичний вимикач;
- б) захист від неприпустимих перевантажень;
- в) захист від струмів к.з.;
- г) захист від неприпустимих відхилень напруги живлення;
- д) тепловий захист силового блоку.

Струмові захисту спрацьовують при неприпустимою перевантаження або при к.з. в навантаженні:

а) при токах понад 50 А $\pm 5\%$ перетворювач ППК відключається і необхідно виконати його повторний пуск (тумблером «мотор-компресор»);

б) при перевантаженні понад 26А перетворювач ППК автоматично знижує вихідна напруга. Тривала (більше 5 с) перевантаження викликає спрацьовування захисту від перекидання двигуна. Після трьох невдалих спроб запуску двигуна в одному циклі ППК відключається.

Тепловий захист спрацьовує при температурі радіатора транзисторних модулів, що перевищує $T > 75^{\circ}\text{C}$. При цьому перетворювач відключається. Після зниження температури радіатора $T \leq 65^{\circ}\text{C}$ відбувається пуск перетворювача.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		59

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА ЖИТТЄДІЯЛЬНОСТІ У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Питання охорони праці при експлуатації повітряного поршневого компресора тролейбуса

В даний час поршневі компресори є найпопулярнішими і затребуваними представниками компресорного устаткування. Це пояснюється тим, що їх часто використовують в різних сферах діяльності: в автосервісі, на будівельних об'єктах для обслуговування пневмоінструменту, для побутових і професійних потреб.

Перед запуском, необхідно перевірити справність супутнього обладнання, мастильних систем компресора і наявність в них масла, а також підключення та справність засобів автоматики, вимірювальних приладів і стан кріплення. Тільки переконавшись у справності перерахованих систем варто починати запуск компресора.

Для початку, необхідно запустити поршковий компресор без навантаження, послухати його роботу, перевірити тиск і подачу масла в мастильній системі. Якщо все в порядку, тоді на компресор послідовно подається навантаження.

У процесі роботи необхідно тримати під контролем температуру на всмоктуванні і нагнітанні, тиск і роботу мастильних систем, герметичність одиниць установки, звертати увагу на наявність стороннього шуму.

Поршкові компресори, як і інше обладнання вимагає відповідного догляду за ним. Необхідно проводити регулярний огляд, очищати зовнішні поверхні від пилу і бруду, не допускати витоків води і масла. При виявленні витоків, негайно їх усувати.

Для полегшення експлуатації, а також для забезпечення вентиляції, компресор повинен бути встановлений або розташований так, щоб в радіусі 50 см від нього не перебували ніякі предмети.

Особливу увагу, при експлуатації поршневих компресорів повинна бути приділена змазування. Своєчасна заміна масла і вживання необхідних сортів мастильних матеріалів, забезпечує безпечну і надійну роботу компресора.

Для забезпечення ефективності експлуатації компресора необхідно переконатися в тому, щоб параметри його продуктивності відповідали необхідним параметрам споживачів. При підборі фільтрів, рукавів і трубопроводів слід враховувати споживання повітря, тому, перед покупкою обов'язково проконсультуйтеся з фахівцями [9].

4.2 Безпека життєдіяльності в надзвичайних ситуаціях

Пожежна безпека – стан об'єкта, при якому виключається можливість пожежі, а у випадку його виникнення попереджається дія на людей небезпечних факторів, і забезпечується захист матеріальних цінностей. Забезпечення пожежної безпеки є невід'ємною частиною державної діяльності з охорони життя й здоров'я людей, національного багатства, оточуючого природного середовища й виконується відповідно до Закону України «Про пожежну безпеку» від 17 грудня 1993 р. і Правил пожежної безпеки України від 22.06.95 р. № 400.

Для захисту різних об'єктів від пожеж використовуються засоби сигналізації й пожежогасіння. Швидко й точно про пожежу повідомляє пожежна сигналізація. Вона включає пожежний оповіщувач, звукові й світлові засоби оповіщення сигналізації, забезпечує автоматичне включення установок пожежогасіння й димопоглиначів.

Найважливішим елементом системи сигналізації є пожежний оповіщувач, що перетворюють фізичні параметри в електричні сигнали. Залежно від факторів, що викликають спрацювання оповіщувачів, вони поділяються на теплові, димові, світлові й Н комбіновані.

За способом з'єднання оповіщувачів із прийомною станцією розрізняють дві системи – променеву й кільцеву.

Телефонний зв'язок широко використовують для виклику пожежної допомоги. Оперативний зв'язок між пожежними частинами, що беруть участь у гасінні пожежі, а також між ними й керівництвом пожежної охорони здійснюють за допомогою короткохвильових або ультракороткохвильових радіостанцій. Цей вид зв'язку особливо зручний тим, що радіостанції встановлені безпосередньо на пожежних автомобілях, завдяки чому здійснюється безперервний зв'язок з диспетчерським пунктом.

Комплекс заходів, спрямованих на усунення причин виникнення пожежі й створення умов, при яких подальше горіння буде неможливим, називається пожежогасінням.

Основні способи гасіння пожеж базуються на наступних принципах:

- а) зниження температури горючих речовин до рівня нижче температури її горіння;
- б) зниження концентрації кисню повітря в зоні горіння до 14 - 15%;
- в) зупинка доступу парів і газів горючої речовини (більшість горючих речовин при нагріванні переходять у газо- або пароподібний стан).

Для досягнення таких ефектів як засоби гасіння використовують:

- а) воду, що подається суцільним або розпиленням струменем;
- б) різні види піни (хімічна або повітряно-механічна);
- в) інертні газові розріджувачі, наприклад: вуглекислий газ, азот, аргон, водяна пара, димові гази й т.д.;
- г) гомогенні інгібітори — галогеновуглеводні з низькою температурою кипіння;
- д) гетерогенні інгібітори - вогнегасні порошки;
- е) комбіновані суміші.

Найбільше широко застосовується вода.

Вимоги до систем протипожежного водопостачання викладені в Сніп 2.04. 02-84 «Водопостачання. Зовнішні мережі й спорудження» і в Сніп 2.04. 01-85 «Внутрішній водопровід і каналізація будинків».

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		62

Витрати води на пожежогасіння складається з витрат на зовнішнє й внутрішнє пожежогасіння. Визначаючи витрати води на зовнішнє пожежогасіння беруть можливе числа одночасних пожеж у населеному пункті, які можуть виникнути протягом трьох суміжних годин, залежно від числа жителів і поверховості будинків. Норми витрат й напір води у внутрішніх водопроводах у суспільних, житлових і допоміжних будинках розраховують залежно від їхньої поверховості, довжини коридорів, об'єму, призначення.

Для пожежогасіння в приміщеннях використовують автоматичні вогнегасні пристрої. Широкого поширення набули установки, які як розподільні пристрої використовують спринклерні або дренчерні голівки. Конструкція й робота цих пристроїв представлена в роботах С. В. Белова, О. Н. Русака.

Як вогнегасна речовина широкого поширення набула піна такого складу: 80% вуглекислого газу, 19.7% – рідини (води) і 0.3% – піноутворюючої речовини.

Крім стаціонарних установок, для гасіння пожеж у початковій стадії розвитку можуть застосовуватися первинні засоби пожежогасіння. Найпоширенішими первинними засобами пожежогасіння є пінні, вуглекислотні, вуглекислотно-брометилові, аерозольні й порошкові вогнегасники, азбестові полотна, грубошерсті тканини (повстини, повсть), пісок висушений і просіяний.

Розміщати первинні засоби гасіння пожежі треба поблизу місць найбільш імовірного їхнього застосування із забезпеченням вільного доступу до них. При цьому доцільно первинні засоби гасіння пожежі розміщати на сходових площадках при вході на поверхи [10].

ВИСНОВКИ

Мета дипломної роботи – розробка частотного перетворювача для живлення приводу компресора тролейбуса.

В роботі вироблено опис переваг і недоліків електроприводу з двигуном постійного струму і асинхронного двигуна, способів регулювання швидкості електроприводом з асинхронним двигуном.

Розглянуто регульовані перетворювачі частоти, принцип дії та управління інверторами, силові біполярні транзистори з ізольованим затвором (IGBT). Пристрій і особливості роботи.

Обрано структуру перетворювача живлення асинхронного двигуна ППК5-1, що складається з силового модуля IGBT, ємнісного (згладжує) фільтра, терморезистора, датчика струму, датчика напруги, драйверів транзисторів інвертора з джерелом їх живлення.

Описано принцип дії схеми електричної принципової і схеми електричної підключення перетворювача.

Зроблено вибір ємнісного фільтра інвертора, силових транзисторів і перевірки теплової розрахунок, в результаті рекомендовано використовувати модуль MWI75-12E8 фірми IXYS, обрана батарея конденсаторів, що складається з конденсаторів типу «snap-in» ELP-400B470мкф.

					0024.ДМР 20.13 БФ.ПЗ	Арк.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата		64

СПИСОК ЛІТЕРАТУРНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Ковчин С. А. Теория электропривода [Текст]: учеб. пособие для вузов / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – СПб. : Энергоиздат, 1994. – 496 с.
2. Касаткин А. С. Курс Электротехники [Текст] / А. С. Касаткин, М. В. Немцов. – М. : Высшая школа, 2003. – 543 с
3. Герасимов В. Г. Основы промышленной электроники [Текст] / В. Г. Герасимов, О. М. Князьков. – М. : Высшая школа, 1998. – 336 с.
4. Комплектные тиристорные электроприводы [Текст] / [гл. ред. Евзеров И. Х.]. – М. : Энергоиздат, 1988. – 319 с.
5. Сандлер А. С. Электроприводы с полупроводниковым управлением. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями [Текст] / А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. – М. : Энергия, 1966. – 144 с.
6. Хоровиц П. Искусство схемотехники [Текст] / П. Хоровиц, У. Хилл. . – М. : МИР, 1993. – 367 с.
7. Бродовский В. Н. Приводы с частотно-токовым управлением [Текст] / В. Н. Бродовский, Е. С. Иванов. – М. : Энергия, 1974. – 169 с.
8. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными двигателями. [Текст] / А. А. Булгаков. – М. : Энергия, 1982. – 216 с.
9. Эксплуатация поршневого компрессора [Електрон. ресурс] – Режим доступу: <http://www.compressor-rnd.ru/page/ekspluatatsiya-porshnevogo-kompressora.php>
10. Безпека життєдіяльності в умовах надзвичайних ситуацій [Електрон. ресурс] – Режим доступу: <https://dl.sumdu.edu.ua/textbooks/87803/272998/index.html>