

Полтавський національний технічний університет імені Юрія Кондратюка
(повне найменування вищого навчального закладу)

Електромеханічний факультет
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

Кафедра автоматики та електропривода
(повна назва кафедри (предметної, циклової комісії))

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

бакалавр

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему «Модернізація електроприводу нафтоперекачувальної станції на базі
перетворювачів частоти»

Виконав: студент 4 курсу, групи 401-МЕ
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Удовіченко Д.П.
(прізвище та ініціали)

Керівник Сільвестров А.М.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Кислиця С.Г.
(прізвище та ініціали)

Полтава - 2025 рік

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
 Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій та
 робототехніки
 Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій
 Ступінь вищої освіти Бакалавр
 Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри автоматки,
 електроніки та телекомунікацій



О.В. Шефер

«01» квітня 2025 р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ БАКАЛАВРУ СТУДЕНТУ

Удовіченку Дмитру Павловичу

1. Тема роботи «Модернізація електроприводу нафтоперекачувальної станції на базі перетворювачів частоти»
 керівник роботи Сільвестров Антон Миколайович, д.т.н., професор
 затверджена наказом вищого навчального закладу від 03.03.2025 року № 306/1-ф.а.
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 10.06.2025 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) нафтоперекачувальна станція потужністю перекачки 8 млн.т. в рік, максимальний робочий тиск насоса – 2,8 МПа.
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Вступ. 1. Дослідження технологічних особливостей роботи потужних електроприводів нафтоперекачувальних станцій. 2. Аналіз систем частотного регулювання потужних електроприводів. 3. Задачі дослідження та розробка систем електропривода насосних агрегатів. 4. Аналіз електромагнітних процесів в системах автономний інвертор струму – асинхронний двигун. 5. Математична модель системи АІС-АД. 6. Математична модель електромагнітних процесів в системі АІС-АД з урахуванням роботи відсікаючих діодів. 7. Оптимізація параметрів елементів автономного інвертора струму та аналіз схем. 8. Аналіз процесів в автономних інверторах струму з різними схемами та напівпровідниковими елементами. Висновки.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
 1. Функціональна схема перетворювача частоти.
 2. Схеми автономних інверторів струму для потужних перетворювачів частоти.
 3. Математична модель системи АІС-АД.
 4. Схеми АІС з діодним мостом та тиристорним обмежувачем напруги.
 5. Структурна схема системи електропривода.
 6. Структурна схема системи керування.
 7. Графіки.

6. Дата видачі завдання 01.04.2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів кваліфікаційної роботи бакалавра	Термін виконання етапів роботи			Примітка (плакати)
		Дата	Категорія	Відсоток	
1	Дослідження технологічних особливостей роботи потужних електроприводів нафтоперекачувальних станцій Постановка задач на кваліфікаційну роботу	22.04.25	I	20%	Пл. 1
2	Аналіз електромагнітних процесів в системах автономний інвертор струму – асинхронний двигун	08.05.25		40%	Пл. 2,3
3	Математична модель електромагнітних процесів в системі АІС-АД з урахуванням роботи відсікаючих діодів	22.05.25	II	60%	Пл. 4,5
4	Аналіз процесів в автономних інверторах струму з різними схемами та напівпровідниковими елементами	30.05.25		80 %	Пл. 6
5	Оформлення кваліфікаційної роботи бакалавра	10.06.25	III	100%	Пл. 7,8

Студент



(підпис)

Удовіченко Д.П.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи



(підпис)

Сільвестров А. М.

(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

кваліфікаційної роботи бакалавра

«Модернізація електроприводу нафтоперекачувальної станції на базі перетворювачів частоти»

Робота містить 78 сторінок, 34 літературних джерел і додатки на 10 арк.

Ключові слова: нафтоперекачувальна станція, перетворювач частоти, частотно-регульовані електроприводи.

Метою роботи є розробка та впровадження об'єктно-орієнтованого частотно-регульованого електроприводу відцентрових насосних агрегатів нафтоперекачувальної станції. Широке впровадження потужних частотно-регульованих електроприводів в останні роки підтвердило їх унікальні можливості як засобу комплексного забезпечення завдань автоматизації та енергозбереження. Найбільш ефективно їх використання в електроприводі центрових насосів, момент навантаження яких пов'язаний з частотою обертання квадратичною залежністю. Окрім зниження споживаної потужності при регулюванні продуктивності центрових насосів, досить значний і ресурсозберігаючий ефект визначається зниженням витоків і навантажень на елементи агрегату.

ABSTRACT

of the bachelor's qualification work

"Modernization of the electric drive of an oil pumping station based on frequency converters"

The work contains 78 pages, 34 references and appendices on 10 sheets.

Keywords: oil pumping station, frequency converter, frequency-controlled electric drives.

The purpose of the work is to develop and implement an object-oriented frequency-controlled electric drive of centrifugal pump units of an oil pumping station. The widespread introduction of powerful frequency-controlled electric drives in recent years has confirmed their unique capabilities as a means of comprehensively ensuring automation and energy saving tasks. Their use is most effective in the electric drive of centrifugal pumps, the load moment of which is related to the speed of rotation by a quadratic dependence. In addition to reducing power consumption when regulating the performance of centrifugal pumps, a fairly significant and resource-saving effect is determined by reducing leaks and loads on the elements of the unit.

ЗМІСТ

	стор
Список скорочень і умовних позначень	6
Вступ	7
1. Дослідження технологічних особливостей роботи потужних електроприводів нафтоперекачувальних насосних станцій.....	10
1.1. Способи та методи вирішення проблем енергозбереження на насосних станціях транспортування нафти.....	11
1.2. Аналіз систем частотного регулювання потужних електроприводів, завдання створення спеціальних схем.....	15
1.3. Завдання дослідження і розробки системи електроприводу насосних агрегатів.....	23
2. Аналіз електромагнітних процесів в системах автономний інвертор струму - асинхронний двигун.....	39
2.1. Математична модель системи АНТ-АД.....	39
2.2. Методика вибору та розрахунку ємності комутуючого конденсатора.....	52
3. Оптимізація параметрів елементів автономного інвертора струму і порівняльний аналіз схем.....	57
3.1. Спеціальні тиристори для потужних інверторів струму.....	57
3.2. Аналіз процесів в автономних інверторах струму з різними схемами і напівпровідниковими елементами.....	63
3.3. Оцінка можливостей АІТ з повністю керованими тиристорами...	68
Висновки.....	75
Література.....	76
Додатки.....	78

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ І УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ЧРП - частотно-регульований привод

НПС - нафтоперекачувальна станція

ЦН - центровий насос

АД - асинхронний двигун

АПВ - автоматичне повторне включення

РСУ - роздільна система управління

ПІД- пропорційно інтегрально диференціальний

ТР - трансформатор

АІС - автономний інвертор струму

АІН - автономний інвертор напруги

РТ - регулятор тиску

ШІМ - широтно-імпульсний модулятор

ВД - відтинаючий діод

ККД - коефіцієнт корисної дії

M_c - момент статичного навантаження

ПЧ - перетворювач частоти

P_c - потужність статичного навантаження

Φ - магнітний потік

ЕРС - електрорушійна сила

s - ковзання двигуна

U - напруга

Q - продуктивність насоса

$\cos \varphi$ - коефіцієнт потужності

ВСТУП

Ефективне та раціональне використання електричної енергії – основа розвитку всіх галузей промисловості. Одним з найважливіших і перспективних напрямків сучасної електротехніки є застосування силової перетворювальної техніки для керування електроприводами змінного струму. Широке впровадження потужних частотно-регульованих електроприводів (ЧРП) в останні роки підтвердило їх унікальні можливості як засобу комплексного забезпечення завдань автоматизації та енергозбереження. Найбільш ефективно використання ЧРП в електроприводі центрових насосів (ЦН), момент навантаження яких пов'язаний з частотою обертання квадратичною залежністю. Окрім зниження споживаної потужності при регулюванні продуктивності ЦН, досить значний і ресурсозберігаючий ефект, який визначається зниженням витоків і навантажень на елементи агрегату, винятком гідравлічних ударів у системі. Незважаючи на настільки очевидні достоїнства ЧРП, підтверджені досвідом роботи в комунальному господарстві та на промислових підприємствах, до недавнього часу залишалися невирішеними питання впровадження регульованих електроприводів на нафтоперекачувальних станціях (НПС) магістральних нафтопроводів.

Проведений аналіз режимів роботи ЦН НПС і досвід більш ніж річної експлуатації двох ЧРП потужністю 1250 кВт, а також здійснюване в даний час впровадження електроприводів потужністю до 3150 кВт дозволили сформулювати основні вимоги до розглянутого типу електроприводу, які полягають в наступному:

- велика одинична потужність ЧРП для насосних агрегатів (основний діапазон потужностей використовуваних електродвигунів 630-8000 кВт при напрузі 6 і 10 кВ);
- насос і двигун у вибухозахищеному виконанні знаходяться на значній відстані від джерела напруги і можливого розташування перетворювального устаткування;

- складна енергетична обстановка на фідері живлячої напруги, обумовлена можливими аваріями на високовольтних, повітряних лініях і, як наслідок, значними перенапруженнями на вході перетворювача частоти (ПЧ);
- загальні високі вимоги до безвідмовної роботи перетворювального устаткування, які диктуються стратегічним значенням об'єктів.

Розробка ЧРП, що враховують вказані особливості роботи ЦН НПС, підвищить енергоефективність і якість процесів транспортування нафти, що дуже актуально в даний час у зв'язку з постійним зростанням вартості електроенергії. Аналіз стану та перспектив розвитку електроприводів НПС підтверджує необхідність досліджень в області вдосконалення та модернізації приводів НПС.

Метою роботи є розробка та впровадження об'єктно-орієнтованого ЧРП відцентрових насосних агрегатів НПС. Зазначена мета визначила такі основні завдання кваліфікаційної роботи:

1. Провести дослідження режимів роботи електроприводів НПС, що підлягають вдосконаленню та модернізації.
2. Провести порівняльний аналіз можливих систем регульованого електроприводу ЦН. Обґрунтувати доцільність ЧРП, як найбільш економічного способу регулювання подачі і напору на НПС.
3. Визначити раціональні схеми ЧРП для побудови ПЧ з урахуванням існуючого рівня розвитку силової елементної бази.
4. Створити методику і алгоритми розрахунку електромагнітних процесів, провести дослідження та аналіз процесів і енергетичних показників ЧРП в системі з асинхронним електродвигуном (АД), розробити рекомендації з розрахунку параметрів елементів силової схеми.
5. Розробити систему ЧРП для насосних агрегатів НПС, впровадити і провести експериментальні дослідження на промисловому об'єкті.

Обґрунтованість і достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій підтверджується коректним використанням при теоретичному

аналізі методів, що базуються на фундаментальних законах теорії автоматизованого електроприводу та електромеханіки, методів математичного моделювання та оптимізації, методів аналітичного і чисельного вирішення поставлених завдань, адекватністю результатів математичного моделювання та експериментальних досліджень на промисловому об'єкті.

Підтримка стабільного робочого тиску на виході насосної станції спричинило за собою ще одну проблему – забезпечення герметичності і справного технічного стану торцевих ущільнень насосів, так як у внутрішній порожнині корпусу насоса і на ділянці напірного трубопроводу, між насосним агрегатом і регулятором тиску, постійно присутній максимальний робочий тиск насоса в межах 2,8 МПа.

Робота насосних агрегатів в таких режимах супроводжувалася підвищеними шумами та вібрацією, що у свою чергу знижувало загальну надійність роботи агрегатів, призводило до передчасного підвищеного зносу вузлів, як насосів, так і електродвигунів, скорочувало період міжремонтного циклу. Виникла проблема вдосконалення та модернізації насосної станції з урахуванням сучасних досягнень в науці і техніці, що зажадало використання систем дозволяють плавно регулювати частоту обертання електродвигунів в режимах перекачування і пуску.

1 Дослідження технологічних особливостей роботи потужних електроприводів нафтоперекачувальних насосних станцій

Нафтоперекачувальна станція розрахована на продуктивність 8 млн. т. на рік. Для цих цілей проектом була закладена схема перекачування магістральними агрегатами типу НМ 1250 з електродвигунами 4АЗМП потужністю 1250 кВт і підпірними агрегатами 14 НДСН з асинхронними електродвигунами ВА02-500 потужністю 160 кВт.

Розширення обсягів видобутку нафти на родовищах з часом спричинило за собою збільшення енергоспоживання в даному регіоні, і відповідно, існуюча система енергопостачання вже не витримувала зростання електричних навантажень. У зв'язку з цим, періодичне введення в роботу насосних агрегатів ставав проблематичним через затяжні і важкі пускові моменти асинхронних електродвигунів, що в свою чергу, призводило до відключення їх пристроями релейного захисту автоматики. Насосні агрегати представлені на рис.1.1.

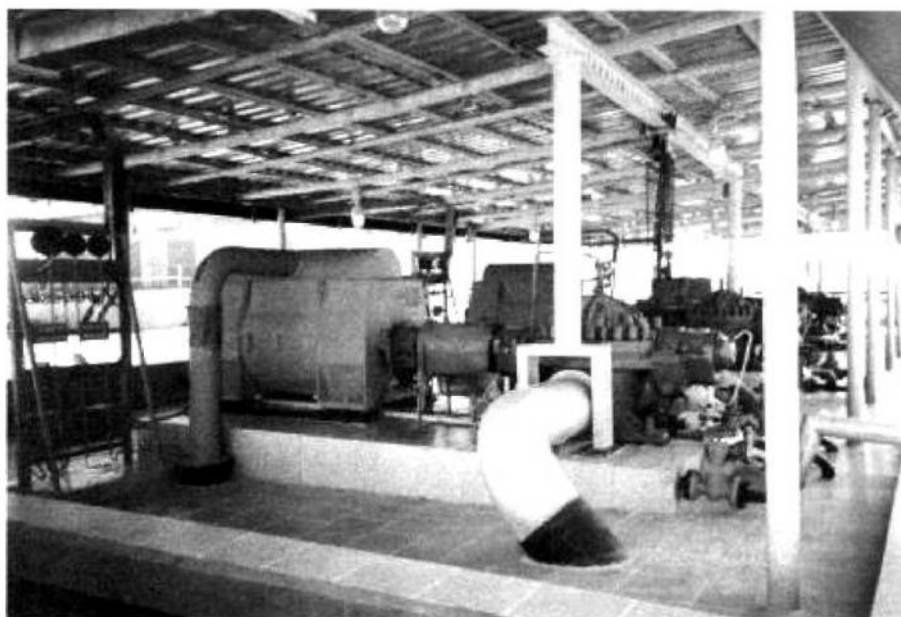


Рисунок 1.1 – Насосні агрегати насосної станції

Зміна режимів перекачування нафти вироблялося вже застарілими традиційними методами, а саме, регулюванням тиску на виході насосної станції регулятором тиску і застосуванням насосних агрегатів з різними діаметрами робочих коліс. Підтримка стабільного робочого тиску на виході насосної станції спричинило за собою ще одну проблему – забезпечення герметичності і справного технічного стану торцевих ущільнень насосів, так як у внутрішній порожнині корпусу насоса і на ділянці напірного трубопроводу, між насосним агрегатом і регулятором тиску, постійно підтримується максимальний робочий тиск насоса в межах 2,8 МПа.

Робота насосних агрегатів в таких режимах супроводжувалася підвищеними шумами та вібрацією, що у свою чергу знижувало загальну надійність роботи агрегатів, призводило до передчасного підвищеного зносу вузлів, як насосів, так і електродвигунів, скорочувало період міжремонтного циклу. Виникла проблема вдосконалення та модернізації насосної станції з урахуванням сучасних досягнень в науці і техніці, що потребує використання систем, які дозволяють плавно регулювати частоту обертання електродвигунів в режимах перекачування і пуску.

1.1 Способи та методи вирішення проблем енергозбереження на насосних станціях транспортування нафти

Аналіз можливих способів управління потоком нафти на НПС

1. За допомогою дроселювання на виході.

Дроселювання насоса широко використовується в нафтовій промисловості. При цьому керуюча засувка встановлюється на виході насоса, як показано на рис.1.2.

При цьому методі управління керуюча засувка змінює падіння тиску на засувці і, таким чином, подачу. В результаті відбувається збільшення крутизни характеристики і, внаслідок цього, зміщення робочої точки по кривій характеристики насоса, як показано на рис.1.3.

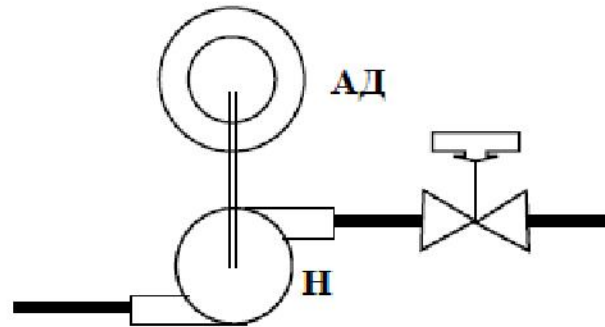


Рисунок 1.2 – Керування насосом за допомогою дроселювання на вході

Втрати на включення в трубопровід широко відкритої засувки зазвичай складають близько 10% від інших динамічних втрат. Це вимагає того, щоб напірна характеристика насоса була вище розрахункової точки для компенсації цих втрат.

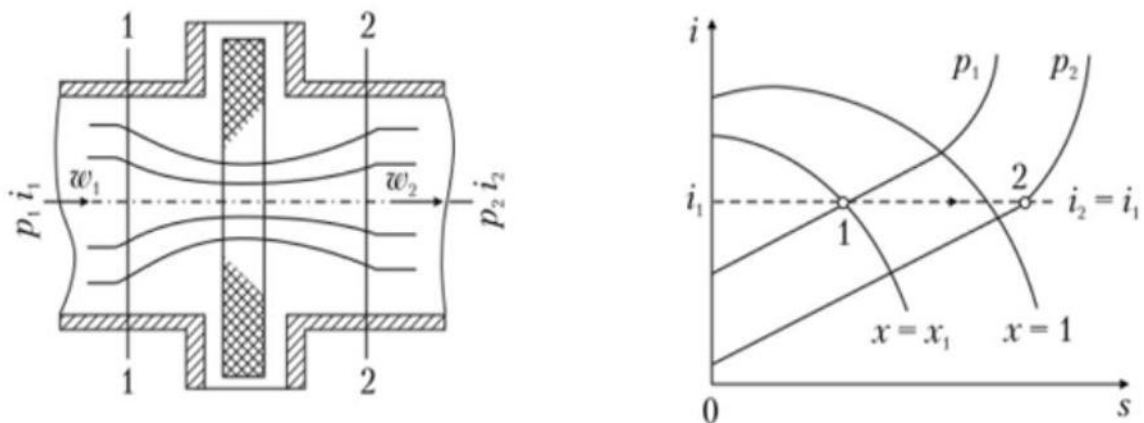


Рисунок 1.3 – Вплив дроселювання на характеристику мережі

Є деякі фактори, які потрібно відзначити при цьому способі управління. Збільшене падіння тиску, викликане закриттям керуючої засувки, є втратою енергії (рис.1.4).

Корисний напор насоса – H_s , проте дійсний напор насоса дорівнює H_p . Тому різниця $(H_p - H_s)$ означає енергію, втрачену через дроселювання. Це тільки частина загальних втрат ККД. Зрушення робочої точки також знижує ККД насоса (рис.1.5). У цьому випадку ККД насоса знижується з 83% до 73%.

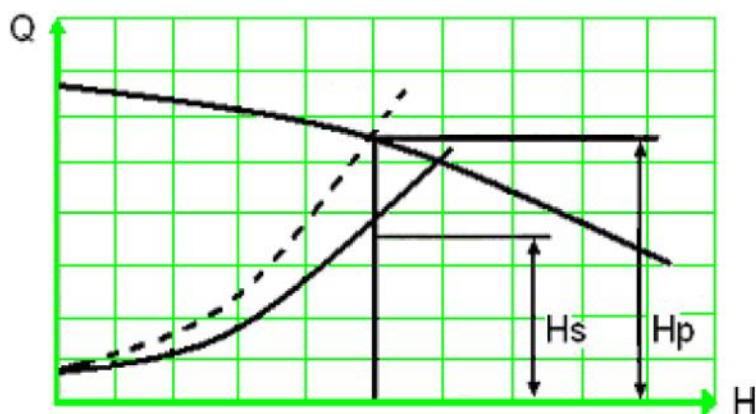


Рисунок 1.4 – Втрати енергії при дроселюванні

Трубопровідна система на рис.1.1 занадто спрощена. Необхідні труби і вентилі для ізоляції та ремонту керуючої засувки. Також необхідно взяти заходів для забезпечення мінімального потоку через насос для уникнення пароутворення рідини і пошкодження насоса. Звідси конфігурація для цього виду управління може бути більш складною. Зазвичай повна система вимагає дві керуючі засувки і пов'язані з ними труби та інструменти. Вимоги до систем з великими подачами зазвичай пов'язані з економічно вибраними насосами з «горбатими» характеристиками, це створює схожі труднощі незалежно від того, використовується чи ні частотне керування.

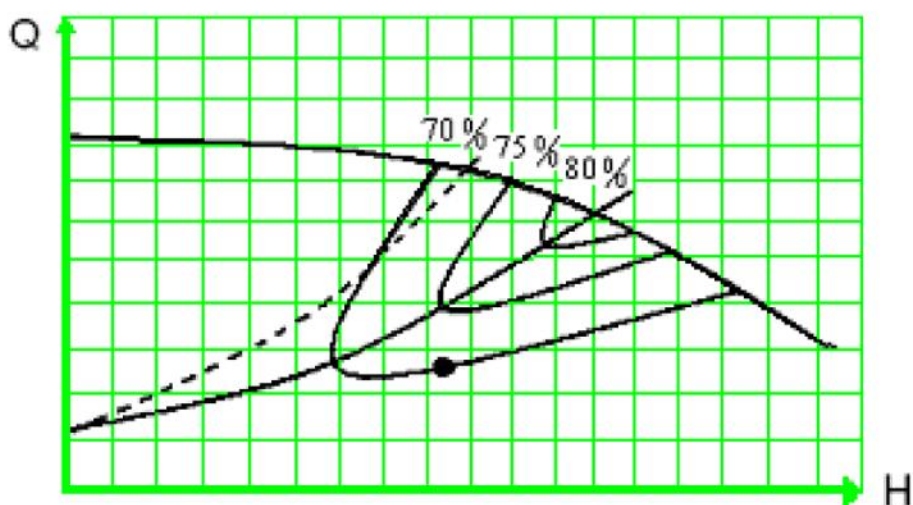


Рисунок 1.5 – Втрати та ККД насосу при використанні дроселювання

2. Управління подачею насоса за допомогою зміни швидкості.

Коли використовується зміна швидкості для управління подачею насоса, крива характеристики насоса рухається вгору або вниз по характеристиці мережі, як показано на рис.1.6.

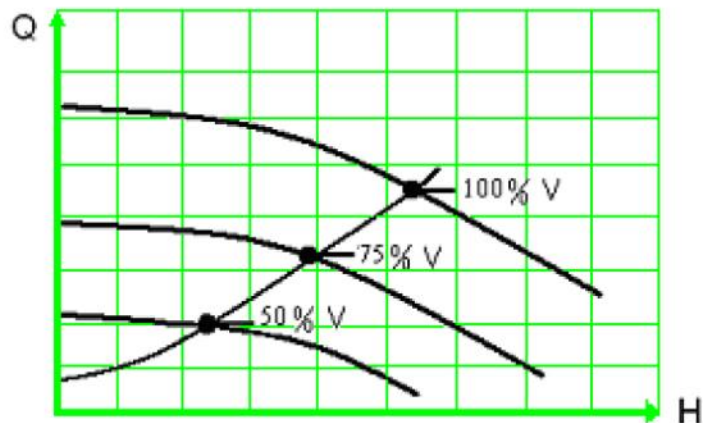


Рисунок 1.6 – Вплив управління швидкістю на характеристику насоса

Цей метод забезпечує достатнє підведення енергії для отримання необхідної подачі.

На відміну від управління за допомогою дроселювання на виході, цей метод управління набагато більше енергоефективний. Однак і тут існує кілька факторів, на які потрібно звернути увагу при виборі цього способу управління.

Ефективність цього типу управління дуже сильно залежить від характеристик насоса і мережі. Діаграма, показана на рис.1.6, є «ідеалістичною» для цілей демонстрації робочої точки. Необхідно знати про ефекти характеристик з різними формами кривих, і як краще застосувати частотне регулювання для цих випадків.

Існують конструкції насосів (осьові, змішаного типу), що не апроксимуються параболічними виразами, і деякі з них не можуть управлятися за допомогою дроселювання. Вони зазвичай маються на конструкціях турбінних насосів в глибоких свердловинах. Управління швидкістю таких насосів часто є неефективним.

Може існувати втрата ККД в роботі насоса, подібним чином, як це відбувається при дроселюванні насоса, але в меншому ступені.

Регулювання режимів роботи насосних агрегатів за рахунок зміни частоти обертання приводних двигунів в даний час, наприклад, можливо за рахунок застосування наступних видів обладнання:

- гідравлічні й електромагнітні муфти, для зміни частоти обертання валу насоса при збереженні постійної частоти обертання валу електроприводу;
- електронні регулятори частоти обертання валу електроприводу і, відповідно, частоти обертання валу насоса.

1.2 Аналіз систем частотного регулювання потужних електроприводів, завдання створення спеціальних схем

Провівши аналіз вирішення аналогічних проблем в інших галузях промисловості нами було віддано перевагу частотному регулюванню обертів вала електроприводу насосних агрегатів, оскільки, за попередніми розрахунками, це при порівняно невисоких витратах, результативно вирішувало цілий комплекс існуючих проблем. Вибір на користь технології застосування частотнорегульованих електроприводів був зроблений з огляду на те, що дана технологія є найбільш економічно ефективною при експлуатації магістральних нафтопроводів, що працюють в змінних технологічних режимах перекачування нафти.

Потужність, споживана від мережі при управлінні перетворювачем частоти, обчислюється за формулою:

$$P_{\text{ел пч}} = P_{\text{мех}} / \eta_{\text{двиг}} \eta_{\text{пч}}$$

де $P_{\text{мех}}$ – механічна потужність на валу електродвигуна, рівна корисній потужності механізму, $\eta_{\text{двиг}}$ – ККД електродвигуна, $\eta_{\text{пч}}$ – ККД перетворювача частоти.

При виконанні робіт з впровадження частотних регуляторів необхідно максимально використовувати основні функції застосовуваних частотних перетворювачів:

- плавний пуск і гальмування електродвигунів з регульованим темпом;
- плавне регулювання або підтримання на заданому рівні параметрів електроприводу;
- рекуперація енергії при гальмуванні (ця здатність характерна для перетворювачів частоти на базі автономних інверторів струму);
- зниження зусиль в обмотках двигунів;
- обмеження струму і моменту при динамічних режимах роботи;
- автоматичне повторне включення (АПВ) після короткочасного зникнення напруги;
- діагностика несправностей;
- зв'язок через інтерфейси з системами управління та візуалізації більш високого рівня;
- автоматичне регулювання технологічного параметра за допомогою вбудованого пропорційно - інтегрального регулятора.

Економія енергії при використанні частотнорегульованих електроприводів

Один з головних стимулів для використання частотнорегульованих електроприводів є економія електроенергії, яку можна отримати при їх впровадженні [1,2]. Це відбувається завдяки законам подібності, які визначають роботу відцентрового насоса (або вентилятора). Ці закони можуть бути узагальнені наступним чином:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad (1.1)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2}, \quad (1.2)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^3, \quad (1.3)$$

де Q – подача насоса на виході м³/с, H – напір на виході насоса м, P – вхідна потужність на валу насоса кВт, N - частота обертання насоса об/хв.

З цих формул очевидно, чому використовують енергозбереження, як головний стимул при використанні частотнорегульованих електроприводів. Якщо, наприклад, потрібно знизити подачу насоса на 50% (і тому швидкість на 50%), з формули (1.3) випливає, що потрібна вхідна потужність 12,5% від потужності, необхідної при 100% швидкості. Це означає економію енергії 87,5%.

Однак це твердження не зовсім коректно так як, рівняння (1.3) залишається справедливим, якщо не потрібний статичний напір. Для того, щоб розуміти, що відбувається, необхідно побудувати базову модель характеристик мережі та насоса.

Потреба в енергії пропорційна добутку $H \cdot Q$, але в розрахунку також бере участь ККД приводу (частотнорегульований привід і двигун) і ККД насоса, які всі є функціями робочої швидкості і потужності. Існують публікації, які описують методи для складання таблиць витрат на електроенергію і також норму прибутку для частотнорегульованих електроприводів.

На додаток до енергозбереження і більшої точності в управлінні при використанні частотнорегульованих електроприводів існує ще ряд переваг в роботі, на які необхідно звернути увагу.

Зниження ефекту «гідравлічного удару»

Гідравлічний удар – це проблема, викликана швидким зниженням подачі нафти. Ці зміни подачі створюють швидкі сплески тиску, що викликає ушкодження труб або зсув опор трубопроводу. Пристрої, які знаходяться по ходу потоку, такі як вентиля, можуть бути також пошкоджені.

Прямий пуск насосів може викликати ці наслідки гідравлічного удару, так як не передбачає можливості для плавного пуску насоса. Є пристрої

плавного пуску із зниженою напругою, які здатні взяти на себе ці типи проблем. Якщо ЧРП розглядається для управління насосом, це може принести додаткову перевагу. ЧРП дозволяє користувачеві поступово збільшувати темп розгону на бажаному рівні, при цьому розвиваючи все ж повний момент в діапазоні зміни швидкостей, і також обмежуючи пусковий струм на рівні не більше 100% від повного струму навантаження або менше. У деяких випадках, коли використовуються потужні насоси в місцях зі слабкими джерелами електроживлення, це може бути єдиним можливим способом для запуску насосного агрегату.

Зменшення проблем з кавітацією

Кавітація – це явище, яке виникає, коли статичний тиск падає нижче тиску пароутворення рідини. (Згідно з теоремою Бернуллі там, де рідина тече через опір, динамічний тиск зростає, а статичний – падає). Результатом кавітації є формування бульбашок пари рідини, які потім руйнуються далі за течією від точки з низьким статичним тиском. Бульбашки пару, які руйнуються, мають дуже високу і концентровану ударну силу, які з плином часу утворюють на поверхні ефект, подібний до дії піщаного струменя.

Коли насос працює в такому режимі, можлива, поява кавітації, що руйнує, яка залежить від деяких параметрів насоса. Hydraulic Institute (ANSI/HI 9.6.1 - 1988) пропонує метод для визначення можливості виникнення проблеми руйнуючої кавітації.

Метод розрахунку заснований на визначення критичної «енергії всмоктування» (Suction Energy - SE) [3].

$$S_E = D_e \cdot n \cdot S \cdot s.g. \quad (1.4)$$

де D_e – діаметр робочого колеса, у дюймах; n – частота обертання насоса, об/хв; S – специфічна швидкість всмоктування (Suction Specific Speed); $s.g.$ – питома маса рідини.

Стандарт Hydraulic Institute визначає, коли кавітація може викликати проблеми для відцентрового насоса. Він встановлює обмеження на величину енергії всмоктування, при $S_E = 160 \times 10$ коли величина енергії всмоктування

досягає значних значенні, і при $S_E = 240 \times 10$ початок неприпустимо великих величин енергії всмоктування.

Необхідно відзначити, що в режимах роботи насосних агрегатах, коли насос може перейти в точку з неприпустимою високою енергією всмоктування, зниження частоти обертання агрегату викличе зниження енергії всмоктування в квадратичній залежності, що треба враховувати при проектуванні системи управління.

Зниження зносу ущільнень і підшипників

Зниження частоти обертання насоса знижує знос ущільнень і підшипників. Це можна простежити, досліджуючи індекс надійності (Reliability Index) (R_i) виробника насоса [3]. В окремому випадку R_i визначається як добуток трьох величин.

$$R_i = F_R \times F_D \times F_Q, \quad (1.5)$$

де значення F_R – залежить від робочої частоти обертання насоса; значення F_D – залежить, від діаметра робочого колеса насоса; значення F_Q – залежить, від величини подачі.

За даними заводу виробника значення $F_R = 0,2$, коли насос працює на номінальній швидкості. Якщо насос працює нижче номінальної швидкості, значення приймається рівним від 0,2 до 1 в пропорції до робочої швидкості. Якщо, наприклад, насос сконструйований для роботи на номінальній частоті обертання 3000 об/хв, і при використанні ЧРП працює на 50% швидкості (1500 об/хв), то $F_R = 0,6$.

F_D залежить від частоти обертання насоса і діаметра робочого колеса. Цей фактор враховує сили, що впливають на підшипники і ущільнення через нерівномірного розподілу тиску в корпусі, і сил, що виникають через взаємодії лопатей робочого колеса з вихідною продуктивністю насоса. Таким чином, якщо насос має діапазон підрізування від 250 мм до 150 мм, то приймається значення $F_D = 1,0$, якщо робоче колесо підрізати до 225 мм, від оптимального діаметру, показник впаде по кубічному закону. При повному діаметрі і повній

швидкості $F_D = 0,015$, але при зниженні частоти обертання до 50%, величина $F_D = 0,5$.

F_Q , є чинником для врахування впливу величини подачі на виході насоса на ККД насосного агрегату. При зміні ККД від максимуму по кривій ККД, коли подача управляється дроселюванням, відбувається збільшення рівня вібрацій в підшипниках і ущільненнях, що знижує надійність роботи всього агрегату. Величина фактора знижується від $F_Q = 0,6$ до $F_Q = 0,45$.

Розглянемо вплив зміна індексу надійності R_i у випадку, коли насос працює на повній номінальній частоті обертання і дроселюється керуючою засувкою на рівні 50% від номінальної подачі, підрізка робочого колеса 60% від стандартного діаметра. У цьому випадку ККД насоса 62,5%, на верхній межі подачі ККД - 77%, $F_R = 0,2$, $F_D = 0,8$, $F_Q = 0,905$. Отже, при управлінні дроселюванням індекс надійності $R_i = 0,144$.

При цих же умовах, коли використовується ЧРП для зниження подачі до 50% за допомогою управління частотою обертання насосного агрегату (подача пропорційна швидкості, статичний напір відсутній). $F_R = 0,6$, $F_D = 0,9$, $F_Q = 1,0$. І показник надійності, значно вище $R_i = 0,54$.

Тобто у разі регулювання швидкості надійність збільшується в 3,75 разів порівняно з випадком дроселювання.

Звичайно коефіцієнти, вказані тут, демонструють дані одного з виробників насосів, засновані на експериментах, і наведені тут як приклад. При використанні регульованого електроприводу відцентрових насосів, в кожному конкретному випадку для розрахунку індексу надійності необхідно мати дані заводів виробників насосних агрегатів.

Застосування частотнорегульованого електроприводу дозволяє використання цифрового зв'язку для керування електроприводом, передачі сигналів завдання і контролю параметрів системи приводу, дає значні переваги при експлуатації системи в транспортуванні нафти. Це означає не тільки більш точні сигнали управління, а й можливість відслідковувати в режимі реального часу такі дані двигуна, як швидкість, потужність, струм, напруга, несправності

в системі, теплові здатності до перевантаження, виходи різних датчиків в системі і кількість годин роботи. Дозволяє операторам ретельно стежити за роботою, шукати несправності, і використовувати ці дані в пакетах програмного забезпечення для більш якісного та безаварійного технічного обслуговування.

Зниження витоків

Якщо можливо усунути керуючі засувки і пов'язані з ним труби, це може дозволити значне зниження витоків у ущільненнях керуючих засувок і фланців. Використовуючи дані фірми SOCME для легких рідин, отримують дані про витік тільки в ущільненнях керуючих засувок і фланців - близько пів тонни на рік.

На даний момент використання ЧРП в системах управління для відцентрових насосів зі зворотним зв'язком по навантаженню, досліджено недостатньо повно. Зустрічаються рекомендації по налаштуванню контурів управління по витраті і тиску, з використанням вентилів управління, немає конкретних рекомендації по налаштуванню цих контурів при використанні ЧРП, як кінцевого елемента управління.

Одним з основних переваг ЧРП в порівнянні з керуючою засувкою є усунення непостійності, яке вносить керуюча засувка в роботу контуру зворотного зв'язку. Ця непостійність викликана зоною нечутливості, яка притаманна фрикційним компонентам керуючої засувки таким, як шток і ущільнення. При подачі сигналу на засувку, вона починає рух із затримкою часу. Ця зона нечутливості, обумовлена тертям, може бути в межах 2% в нових засувках і збільшується за термін служби засувки. Іноді використовуються цифрові системи позиціонування для зменшення ефекту зони нечутливості. Однак якщо можливо використовувати керування швидкістю насоса для досягнення того ж самого управління, відпадають проблеми із зоною нечутливості.

Є питання, на які потрібно звернути увагу при застосуванні ЧРП в системі управління зі зворотним зв'язком. Одним з них є швидкість реакції,

темп, з яким насос може змінити швидкість по заданому сигналу системою управління. Визначається темп моментом інерції комплексу насос-трансмсія-двигун, інерцією стовпа рідини та наявним надлишковим моментом (більшим, ніж потрібно для підтримки поточної швидкості під навантаженням). Це задає темп розгону.

Рекомендуються заходи при налаштуванні замкнутого контуру управління. Неприйнятний вихідний сигнал з перешкодами з розподіленої системи управління (PCY) до ЧРП. Контур управління може добре працювати від екранованої PCY (яка повільно оновлює свої дані), при цьому насос може прискорюватися (сповільнюватися) для підтримки усередненої подачі. Коливається керуюча засувка призводить до витоків в сальниках, а коливний потужний насос може викликати пошкодження підшипників, ущільнень і збій в розподільчій системі. Така ситуація створює негативний ефект. Це також є хорошим аргументом при використанні цифрової мережевої технології для передачі сигналу завдання приводу, замість варіанта аналогового сигналу з шумами, що дає неточне завдання швидкості.

Існує ряд прикладів застосування ЧРП в нафтовій промисловості. Крім насосів для транспортування нафти, насоси закачування води, для підтримки пластового тиску, вентиляторні охолоджувачі ребер (на дегідратори газу) та ін. [4,5,6]. Занурювальні електронасоси характеризуються великою довжиною силового кабелю, необхідного для підведення енергії до двигуна, використовуються як низьковольтні (з знижувальними і підвищувальними трансформаторами), так і високовольтні ЧРП. Є також установки з поршневыми насосами такими, як мультифазні насоси і насоси з послідовними каналами. У випадку з мультифазними насосами використання ЧРП дійсно є необхідною вимогою процесу, так як ця технологія перекачування вимагає надійного управління швидкістю для роботи в точці його оптимуму. ЧРП раніше були використані в трубопроводах, що несуть різні продукти – пропан, етан і етилен. Головними причинами для використання ЧРП в цих випадках були – економія енергії (навіть при зниженні оборотів тільки на 5%), знижені

витрати на споживання, слабе джерело живлення (використання здатності плавного пуску).

Сектор переробки в нафтовій промисловості, можливо, містить найбільший потенціал, для керування подачею за допомогою ЧРП, проте в даний час кількість установок в даній галузі недостатнє. У літературі зазначається кілька одиничних прикладів, коли нафтопереробні та нафтохімічні заводи використовували ЧРП на значній кількості насосів і вентиляторів.

Одним з добре відомих випадків використання ЧРП в далекому зарубіжжі є фірма Exxon Chemical на своєму комплексі Fawley у Великобританії. Обґрунтуванням впровадження ЧРП (у порядку пріоритетів) є – усунення керуючої засувки, збільшення продуктивності агрегатів, поліпшення якості управління, підвищення надійності, економія електроенергії. Потужності використаних двигунів – в діапазоні від 22 до 300 кВт. ЧРП для відцентрових насосів використані в системі управління зі зворотним зв'язком з внутрішнім алгоритмом ПД – регулювання, вбудованим в привід. Зазвичай для відцентрових насосів достатній діапазон зміни швидкості від 30%.

1.3 Завдання дослідження і розробки системи електроприводу насосних агрегатів

Зазначені вище обставини зумовлюють виконання ряду наукових досліджень і розробок для більш ефективного використання ЧРП в нафтоперекачувальних станціях в умовах РК.

Вимоги до структурній схемі ЧРП

В якості приводного двигуна насосного агрегату при транспортуванні нафти зазвичай використовуються потужні високовольтні двигуни (6 і 10 кВ) з частотою обертання 3000 об/хв в вибухозахищеному виконанні типу 4А3МП і 5А3МВ. Умова електромагнітної сумісності перетворювача частоти з

серійними двигунами є першою безумовною вимогою, що пред'являється до ПЧ.

Відповідно до представленої схеми на рис.1.7, вихідний узгоджувальний трансформатор, крім забезпечення сполучення низьковольтного (660 В) перетворювача і високовольтного (6 і 10 кВ) двигуна, є дільником напруги по відношенню до індуктивності останнього, зменшує комутаційні перенапруги.

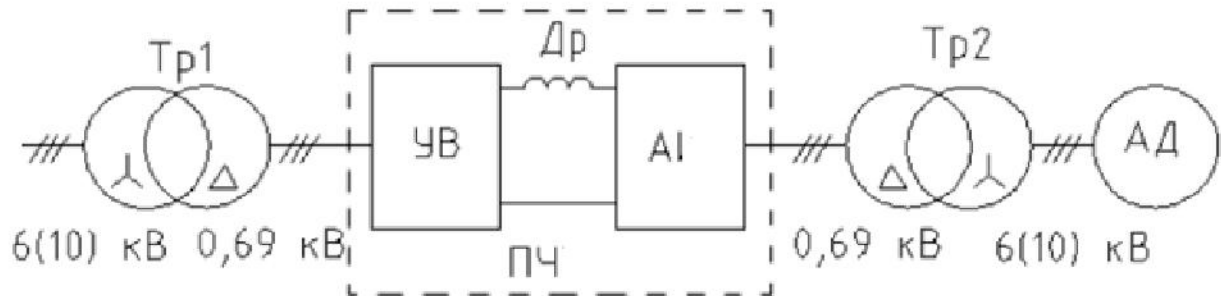


Рисунок 1.7 – Функціональна схема перетворювача частоти

Вхідний понижуючий трансформатор також принципово необхідний не тільки для узгодження напруги мережі і ПЧ, струмообмеження в аварійних режимах, а й для забезпечення потенційного поділу з мережею за умовами обмеження перенапруг щодо землі.

Рішення комплексу теоретичних завдань, пов'язаних з розробкою уточненого методу аналізу електромагнітних процесів у системі АІС-АД, і рекомендацій щодо розрахунку силових елементів, що дозволяють створити регульований електропривод для насосних станцій з поліпшеними техніко-економічними показниками стало метою роботи. При цьому під техніко-економічними показниками розуміється сукупність показників призначення, технологічності, масогабаритних показників надійності, простоти обслуговування, енергетичних, вартісних та ін.

Для досягнення поставленої мети потрібно проведення досліджень в трьох напрямках:

1. Визначення раціональних схем АІС для побудови ПЧ з урахуванням існуючого рівня розвитку силової елементної бази.

2. Аналіз електромагнітних процесів автономного інвертора струму в системі асинхронного електроприводу і розробка рекомендацій щодо розрахунку параметрів елементів силової схеми.
3. Визначення шляхів вдосконалення ПЧ з АІС для перспективних електроприводів змінного струму.

Після визначення раціональної схеми ПЧ з АІС для електроприводу і при конкретному рівні розвитку елементної бази єдиним ефективним засобом поліпшення техніко економічних показників є розробка уточнених методів аналізу електромагнітних процесів і розрахунку оптимальних параметрів силових елементів на їх основі.

Вимоги до силової схеми перетворювача частоти

Перетворювачі частоти для потужних високовольтних двигунів магістральних насосів доцільно виконувати на базі автономного інвертора струму. Таке поєднання зі спеціальними алгоритмами управління дозволяє забезпечити практично синусоїдальну вихідну напругу перетворювачів, тобто високий рівень електромагнітної сумісності з двигуном. Перетворювачі частоти на базі АІС випускаються провідними зарубіжними фірмами: «Siemens», Німеччина (серії Simovert-A, Simovert-I), «Schorch», Німеччина, «BM Elektronik», Німеччина, «Transrech Antriebssysteme Berlin», Німеччина, «Relience Elektric», Німеччина, «AsiRobicon», Італія - США (серія Silcovert H), «Alstom», Франція (серії ALSPA CDL8000 і ALSPA CDM8000), «Allen Bradley», США-Канада (серія Power Flex), «Hill Graham Control» (США), НВП «ЕОС» (м.Харків, Україна) і ESTEL PLUS (м Таллінн, Естонія). [8,9,10].

З іншого боку, застосування в ЧРП магістральних насосів перетворювачів на базі автономних інверторів напруги з широтно-імпульсною модуляцією (PWM-design), зумовлює наявність гратчастої форми вихідної напруги, що негативно впливає на ізоляцію двигуна (АД). У цьому випадку фірма-виробник перетворювачів зазвичай пропонує поставку "свого" двигуна з посиленою ізоляцією, який значно збільшує ціну всього комплексу ЧРП і вимагає конструктивного сполучення з насосом. Крім цього, на виході

перетворювачів з такою формою напруги повинен бути встановлений фільтр, розміри якого залежать від віддаленості ПЧ від двигуна (ефект "довгої лінії"). При значній довжині кабелю між перетворювачем і двигуном на НПС громіздкий вихідний фільтр істотно знижує ККД всієї установки.

Високі вимоги, пропоновані до надійності перетворювача, привели до необхідності пошуку нових підходів до силової напівпровідникової бази перетворювача. В результаті був запропонований і реалізований у виробництві новий тип силових тиристорів з "м'яким" відновленням – SRT (Soft Recovery Thyristors) [8]. У цьому приладі на підставі технології електронного та протонного опромінення реалізований процес «м'якого» відновлення, що забезпечує мінімізацію комутаційних перенапруг при виключенні тиристора і його високу надійність.

Вимоги до силових трансформаторів

Для ЧРП, встановлених на нафтоперекачувальних станціях, принципово використання сухих трансформаторів [12,13]. Що стосується масляних трансформаторів, то крім загальних проблем, пов'язаних з встановленням та обслуговуванням, необхідно суттєво видаляти їх з міркувань пожежної безпеки, що збільшує довжину кабелів, підвищує ціну всієї установки і знижує загальний ККД.

Єдиною перевагою масляних трансформаторів в порівнянні з сухими донедавна була можливість установки їх поза приміщенням (або поза контейнера). Однак фірмою "ABB Transformatoren GmbH" (Німеччина) за технічним завданням НПП "ЕОС" розроблена серія трансформаторів у виконанні "outdoor" (для вуличної установки) зі ступенем захисту IPX4D і спеціальною конструкцією силових шин, конструктивно сполучених з перетворювачами ПЧТЕ в контейнері. У цьому випадку висока напруга (6 або 10 кВ) в контейнер не заводиться, що істотно спрощує експлуатацію для обслуговуючого персоналу. При цьому вхідний і вихідний трансформатор виконуються з різним значенням напруги КЗ U_k , значення якого задається розробниками перетворювача [15,16].

Для оцінки електромагнітної сумісності перетворювача з серійним двигуном виконаємо розрахунки, що характеризують якість вихідної напруги перетворювачів частоти ПЧТЕ. Як приклад розглянемо ЧРП на базі двигуна 5А3МВ потужністю 3150 кВт напругою 10 кВ.

Вихідними даними для розрахунку є параметри двигуна: $\cos \varphi = 0,91$ (за паспортними даними) і $X'_i = 0,182$, де X'_i – перехідний індуктивний опір, виражений в відносних одиницях. За базу прийнято номінальний опір двигуна. При цьому:

$$X'_1 = X_1 - \frac{X'_0}{X_2} = X_1 - X'_0 \quad (1.6)$$

Параметри двигуна можуть бути розраховані за такими виразами:

$$X'_0 = X_1 - \frac{1 - X'_1 \sin \varphi_n}{\sin \varphi_n - X'_1} X'_0; \quad (1.7)$$

$$E_{n*} = \sqrt{1 + (X'_1)^2 - 2 \sin \varphi_n X'_1}, \quad (1.8)$$

Форма вихідної напруги перетворювачів показана на рис.1.8. Значення комутаційних піків у вихідній напрузі визначається електромагнітними процесами в системі автономний інвертор струму – асинхронний двигун. Діаграми процесів показані на рис.1.9.



Рисунок 1.8 – Форма вихідної напруги

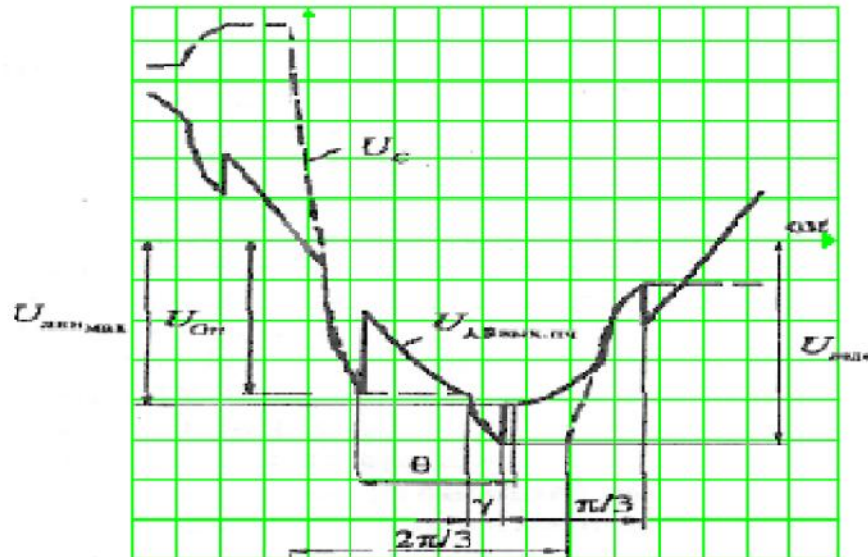


Рисунок 1.9 – Діаграма процесів в ПЧТЕ

Оскільки комутаційні процеси протікають в контурі, що складається з конденсаторів інвертора (C_c) і індуктивностей двигуна (рис.1.10), то перший і другий пік перенапруги відповідають основним і додатковим напругам на конденсаторах (в момент додаткового відкривання відсікаючих діодів).

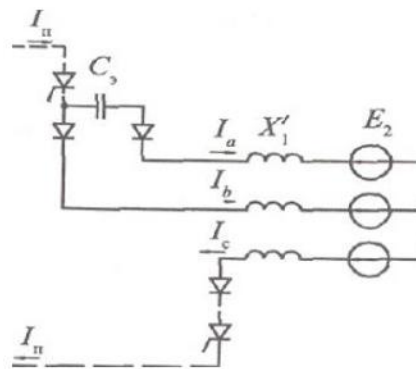


Рисунок 1.10 – Еквівалентна система перетворювача

Ці величини описуються такими виразами:

$$U_{cm} = \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\gamma\right) + \frac{\sqrt{2X_{K\Sigma}}}{X'_0} \sqrt{X_{Cs}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}; \quad (1.9)$$

$$U_{cm\text{дод}} = \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\gamma - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2X_{K\Sigma}}}{X'_0} \sqrt{X_{Cs}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}, \quad (1.10)$$

Вирази (1.9) і (1.10) записані у відносних одиницях, за базове значення прийнята амплітуда лінійної напруги двигуна, приведена до виходу ПЧ. Ці вирази дозволяють визначити напруги при номінальному завантаженні двигуна ($f = 50$ Гц, $I = I_{\text{ном}}$, $U = U_{\text{ном}}$). Щоб визначити значення напруг в будь-якій точці частотного діапазону, візьмемо до уваги, що регулювання в перетворювачах частоти ПЧТЕ здійснюється за спеціальним законом регулювання – з підтримкою сталості абсолютного ковзання ротора. Регулювання за спеціальним законом – це другий чинник разом з оптимальними параметрами силової схеми інвертора, що забезпечує високу якість вихідної напруги перетворювача.

На рис.1.11 наведені відповідні залежності у відносних одиницях, з яких випливає, що в основному діапазоні регулювання насосного агрегату визначальним є напруга другого піку $U_{\text{дв.доп}}$.

Аналіз залежностей на рис.1.11 показує:

- абсолютне перевищення значення піка над амплітудою допустимої лінійної напруги при 100% завантаженні ЧРП по потужності – не більше 5%;
- при частотах нижче 49 Гц комутаційні піки не перевищують амплітуду лінійної напруги;
- передній фронт комутаційного піку – "м'який" (рис.1.9) тривалістю приблизно 20° .

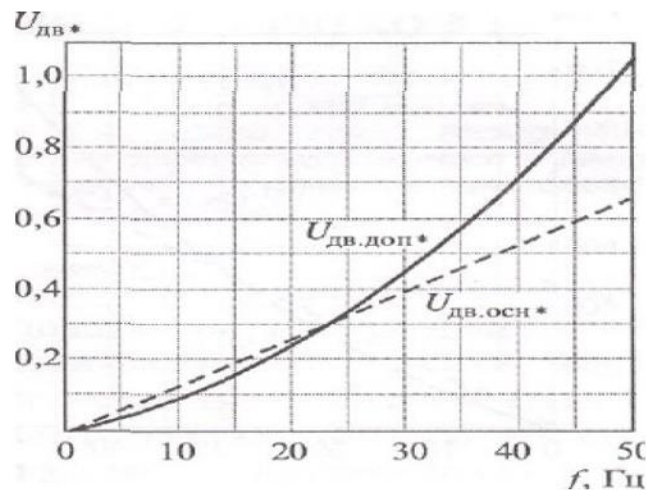


Рисунок 1.11 – Залежність напруги від частоти

На рис.1.12 напруга на комутуючому конденсаторі, розрахована за виразами (1.11) і (1.12). Визначальним є значення $U_{Cmдоп}$, яке досягає при $f=50$ Гц, 1200 В і визначає вибір елементів силової схеми інвертора (тиристри, діоди, конденсатори).

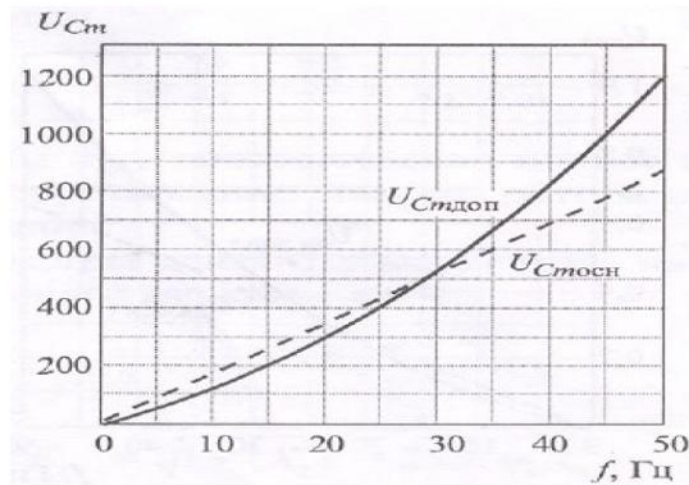


Рисунок 1.12 – Рівень напруги на елементах силової схеми

Наведені розрахунки показують високу якість вихідної напруги перетворювачів ПЧТЕ, що забезпечує можливість використання серійних двигунів для ЧРП магістральних нафтових насосів.

Застосування перетворювачів частоти для керування електродвигунами магістральних насосних агрегатів значно покращує технологічний режим роботи насоса.

Так, при прямому включенні двигуна в мережу 50 Гц і тиску на виході станції, підтримуваному регулятором тиску (РТ), 16 кг/см, тиск на виході насоса становить 29-31 кг/см (в залежності від рівня нафти в резервуарі), т. е. падіння тиску на РТ становить 13-15 кг/см.

При роботі двигуна від перетворювача частоти тиск на виході станції визначається частотою обертання двигуна; РТ при цьому не працює, тобто тиску на виході насоса і на виході станції рівні, падіння тиску в РТ відсутнє. Таким чином, знижується максимальний тиск в системі станції (в даному прикладі з 31 до 16 кг/см), що значно зменшує знос устаткування. Крім того, плавний розгін насоса при роботі від ПЧ ліквідує гідравлічні удари при пуску

магістрального насосного агрегату, що також позитивно позначається на терміні безаварійної експлуатації обладнання.

При пуску магістрального насосного агрегату від ПЧ не спостерігається кидки пускового струму двигуна (пусковий струм складає 50% номінального струму двигуна, тоді як пусковий струм при прямому пуску від мережі 50 Гц становить 5-7 номінальних значень струму двигуна), що значно знижує знос двигуна і пускової апаратури станції.

При мінімальному рівні нафти в резервуарі (менше 150 см) і номінальному тиску на виході станції при роботі магістрального насосного агрегату без підпірного насосного агрегату, режим роботи магістрального насоса не порушується, про що свідчить відсутність сторонніх шумів і зниження вібрації. Таким чином, застосування перетворювача частоти дозволяє розглянути питання виключення підпірного насосного агрегату. Очікуване зниження вібрацій при використанні ЧРП (в 3-5 разів).

При роботі насосного агрегату від ПЧ економія електроенергії в порівнянні з прямим включенням двигуна в мережу 50 Гц складе не менше 40%.

Перспективні схеми автономних інверторів струму для потужних перетворювачів частоти

Незважаючи на інтенсивний розвиток силової напівпровідникової техніки виробництво потужних (понад 1000 кВт) перетворювачів частоти для асинхронних високовольтних електроприводів освоєно досить невеликим числом найбільших світових лідерів у даній області. Значний інженерно-технічний заділ, отриманий фірмами при випуску перетворювачів частоти на базі інверторів напруги малої та середньої потужності, для створення потужних перетворювачів, може бути використаний досить обмежено [18,19].

Схеми АІС з триступінчатою комутацією є схемами з відсіченими від навантаження комутуючими конденсаторами. Однак, щоб підкреслити істотне ускладнення схеми і появу нових комутаційних етапів при введенні зворотного діодного моста, дані інвертори виділені в окрему класифікаційну

групу. Наявність групового вузла комутації не дозволяє відсікти конденсатори від навантаження, що істотно змінює характер електромагнітних процесів. Зіставлення різних інверторів для визначення раціональної схеми АІС може бути проведено на базі конкретних методів аналізу. У зв'язку з цим вказане зіставлення доцільно виконати після розгляду існуючих методів.

Відомі проблеми електромагнітної сумісності перетворювачів цього класу, живильної мережі (високий вміст вищих гармонік в мережевому струмі через роботу випрямляча на ємнісний фільтр) з приводним асинхронним двигуном (через "гратчасту" форму вихідної напруги ШІМ – інвертора, посилює проблеми "довгої лінії"), припускають обов'язкову наявність вхідних і вихідних LC - фільтрів, що фактично перетворює класичну дволанкову схему в чотириланкову.

Найбільш поширені варіанти з використанням паралельного з'єднання низьковольтних (0,4кВ) перетворювачів і узгоджувальних вхідних і вихідних трансформаторів (рис.1.14), оскільки прямі високовольтні схеми навіть при використанні високовольтних IGBT-модулів і переході до трирівневих інверторів дозволяють отримати вентиляну частину на напругу не більше 3 - 4кВ при звичайній напрузі потужних асинхронних двигунів 6кВ [24].

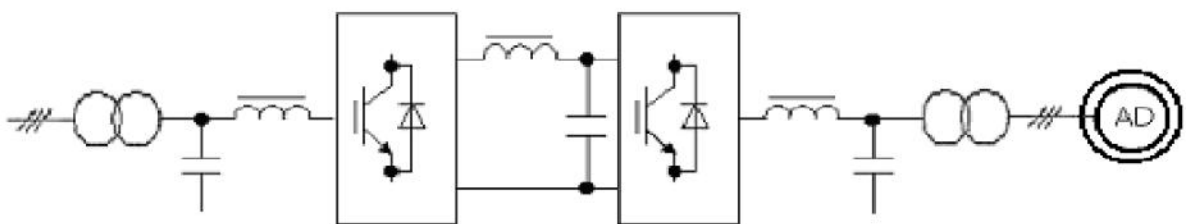


Рисунок 1.14 – Перетворювач частоти – АІН

Особливо слід підкреслити, що прагнення до поліпшення форми мережевого струму призводить до необхідності побудови випрямляча у вигляді повністю керованого IGBT-моста, що відповідним чином відбивається на ціні перетворювача. Очевидно, що в даному випадку подорожчання всього комплексу обладнання відбувається за рахунок використання мережевого трансформатора з великою кількістю вторинних обмоток. Зазначені вище

обставини пояснюють переважне поширення в зоні великих потужностей перетворювачів частоти на базі автономних інверторів струму. В якості власне інвертора, як правило, пропонуються дві схеми: інвертор струму на одноопераційних тиристорах з відсікаючими діодами (рис.1.15) і паралельний інвертор струму на двоопераційних тиристорах (рис.1.16).

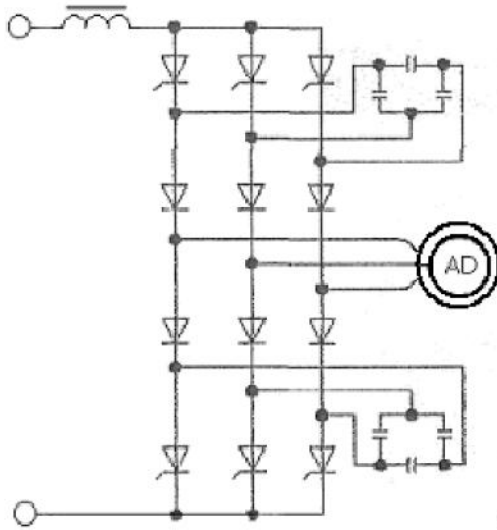


Рисунок 1.15 – ПЧ – АІС з ВД

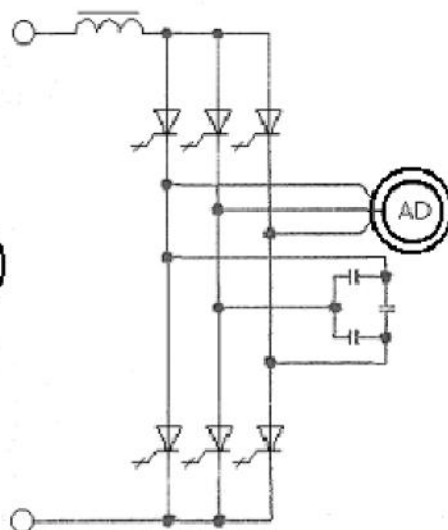


Рисунок 1.16 – ПЧ з паралельними АІС

Дана схема займає як би проміжне положення між двома вищезгаданими, однак, на наш погляд, програє першій з них за складністю, а другий – за гармонійним складом вихідного струму. Тому подальшому порівнянню будуть піддані дві базові схеми – рис.1.15 і рис.1.16. Принцип дії схеми на рис.1.15 добре відомий. Це схема з двоступеневою комутацією, яка відрізняється від паралельного інвертора наявністю відтинаючих діодів, що перешкоджають існуванню постійних коливальних контурів між конденсаторами і індуктивностями навантаження (асинхронного двигуна).

Схема на рис.1.16 є класичним паралельним інвертором, який у своєму традиційному варіанті (на звичайних тиристорах) погано придатний для роботи на асинхронному двигуні.

Працездатність схеми досягається використанням спеціального алгоритму "shoot-through" (наскрізне закорочування плеча інвертора). Принципова здійсненність даного алгоритму в автономному інверторі струму

завдяки наявності згладжує дроселя великий індуктивності була очевидна давно і як варіант ШІМ – алгоритму згадувалася, наприклад, в роботах вчених фірми "Siemens", проте в поєднанні з силовою схемою на замикаються тиристорах даний алгоритм вперше запропонований розробниками "Hitachi"[14].

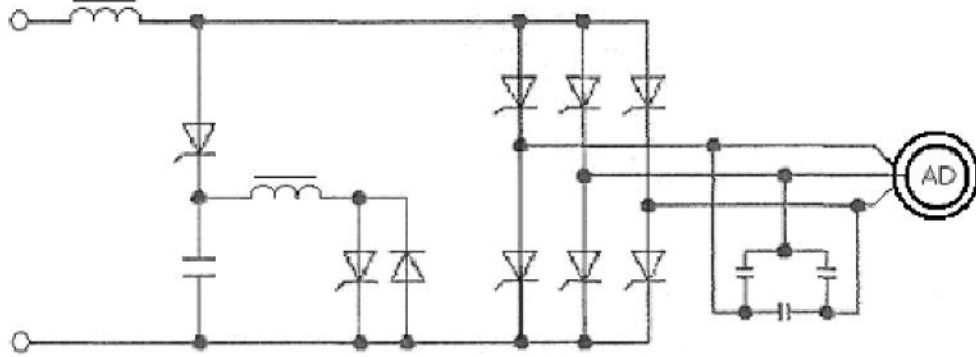


Рисунок 1.17 – ПЧ – АІС з дівертером

Таким чином, за більшістю технічних показників схема на рис.1.16 програє схемі на рис.1.15. Тому в якості основної переваги інвертора на ГТО-тиристорах з ШІМ-модуляцією зазвичай наводиться аргумент про поліпшення гармонійного складу вихідного струму і напруги.

Однак для потужних перетворювачів, в яких мінімум два перетворювальних модуля з'єднуються паралельно, перехід до дванадцятипульсної схеми на стороні двигуна настільки ж доцільний, як і на стороні мережі.

Для такої схеми (рис.1.18) значення коефіцієнта K_i буде становити порядку 0,99, тобто зіставно із значенням K_i для схеми на рис.1.16.

Спотворення форми вихідної напруги в інверторі струму звичайно оцінюють за величиною коефіцієнта $K_u = U_{cm} I \cdot \sqrt{3} \cdot U_{\text{фазн}}$, що характеризує амплітуду комутаційного перенапруження по відношенню до амплітуди лінійної напруги двигуна. Для схеми рисунок 1.16 зазвичай наводиться значення $K_i = 1,15$, для шестипульсних схем інверторів струму по рис.1.15, реальне значення коефіцієнта $K_u = 1,15-1,2$.

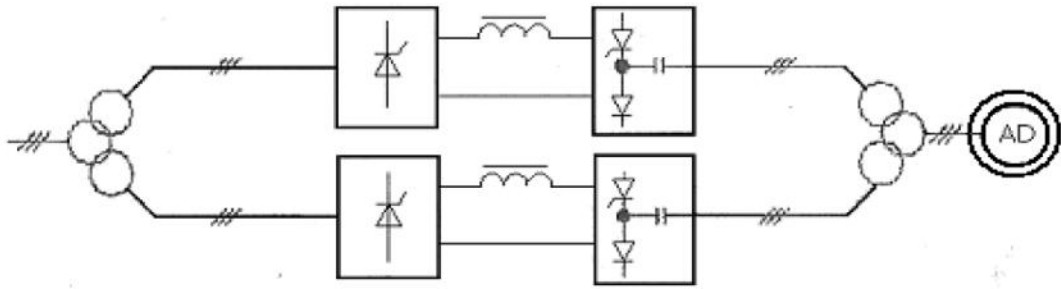


Рисунок 1.18 – 12-пульсний ПЧ – АІС з ВД

Дванадцятипульсна схема інвертора струму з відсікаючими діодами, в яких здійснюється управління зі зрушенням 30° , дозволяє додатково оптимізувати як величину ємності конденсаторів, так і величину комутаційних перенапруг.

Відомо, що при управлінні двома мостами зі зрушенням в 30° , т. е. при неперекриваючихся комутаціях, сумарна ємність двох мостів в такій схемі може бути зменшена вдвічі порівняно з одним мостом тієї ж сумарної потужності при збереженні тієї ж амплітуди комутаційних перенапруг. Даний факт стає очевидним, якщо записати вирази для напруги U_{cm} у випадку одного інвертора струму, що працює зі струмом I_d , і двох, що працюють без перекриття комутацій зі струмом $I_d / 2$:

$$U_{cm} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\theta + I_d \cdot \sqrt{\frac{2L}{C}}, \quad (1.15)$$

$$U_{cm1} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{2L}{C_1}}, \quad (1.16)$$

$$U_{cm2} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{2L}{C_2}}, \quad (1.17)$$

Нехтуючи різницею в аргументах функції «cos», отримуємо можливість зменшення ємності кожного модуля в 4 рази, а сумарної ємності в 2 рази. Енергетичний сенс цього факту полягає в тому, що при двох неперекриваючихся комутаціях тільки половина енергії скидається в конденсатори, а друга половина акумулюється ланцюгом джерела другого мосту.

Розглянемо наскільки доцільно максимально використовувати можливість зниження ємності в 4 рази для кожного моста. Для цього звернемося до загальних критеріїв вибору ємності для схеми інвертора струму з відсікаючими діодами.

На рис.1.19 зображені криві, які відповідають двом критеріям вибору ємності.

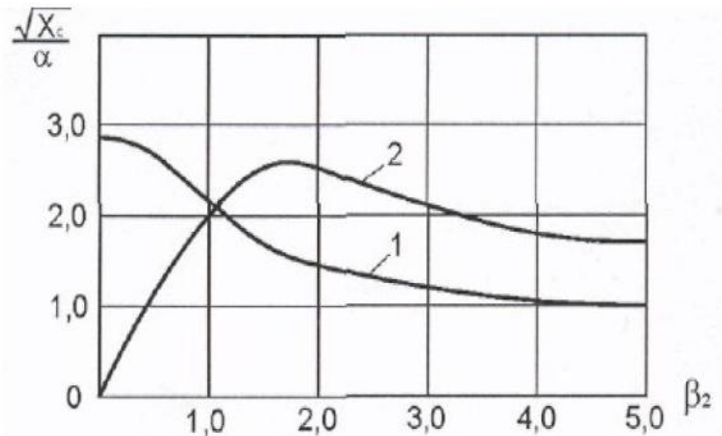


Рисунок 1.19 – Криві, які відповідають двом критеріям вибору ємності

Крива 1 відповідає максимально можливому значенню ємності, при якому виконується умова завершеності комутаційних процесів.

$$\lambda + \gamma \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.18)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{3}E_2 \cos\theta + I_d \sqrt{2X_1^1 \cdot X_c}}{I_d} \cdot C_{Э} \cdot \alpha \cdot \omega_H = \quad (1.19)$$

$$= \frac{\pi}{12} \cdot \frac{X_0^2}{X_2} \cdot \cos^2\theta \cdot \left(\frac{\alpha}{\sqrt{X_c}}\right)^2 + \frac{\alpha}{\sqrt{X_c}} \cdot \sqrt{2X_1^1},$$

$$\gamma = \frac{\alpha}{\sqrt{X_c}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2X_1^1}. \quad (1.20)$$

Результуючий вираз, отриманий з (1.18), за яким побудована крива 1, має вигляд (1.21)

$$\frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} > \frac{3}{4\pi} \cdot \left[\sqrt{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)^2 \cdot 2X_1^1 + 32 \frac{X_0^2}{X_2} \cdot \frac{1}{1 + \beta_2^2} + \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2X_1^1}} \right]. \quad (1.21)$$

Крива 1 побудована для наступних типових параметрів двигуна, виражених у відносних одиницях: $X_1^1=0,2$; $X_0^2/X_2=3,25$ (при $\cos \varphi_{\text{фн.двиг}}=0,88$).

За умови існування будь-якого режиму – від холостого ходу до перевантаження по струму – значення граничної ємності слід вибрати за величиною $\sqrt{X_c} / \alpha = 2,855$ (при $\beta_2 = 0$).

При такому виборі ємності забезпечується звичайне значення коефіцієнта комутаційних перенапруг, яке вказувалося вище.

Вираз для коефіцієнта K_E може бути записано у вигляді:

$$K_E = \frac{U_{cm}}{\sqrt{3}E_2} = \cos\theta + \frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} \cdot \frac{\sqrt{2X_1^1} \cdot X_2}{X_0^2} \cdot \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{\cos\theta}. \quad (1.22)$$

Якщо прийняти $K_E = 0$, то отримуємо вираз, по якому побудована крива 2.

$$\frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} = \frac{6X_0^2 \cdot (1 - \cos\theta) \cdot \cos\theta}{\pi \cdot X_2 \cdot \sqrt{2X_1^1}} = \frac{6X_0^2}{\pi \cdot X_2 \cdot \sqrt{2X_1^1}} \cdot \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_2^2}} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_2^2}}. \quad (1.23)$$

Вибір ємності за критерієм (1.23) характеризує відсутність комутаційних перенапруг. Очевидно, що при виборі за даним критерієм треба орієнтуватися на значення $\sqrt{X_c} / \alpha = 2,455$ (при $\beta_2 = 1,73$).

Таким чином, в двомостовому перетворювачі з неперекриваючимися комутаціями може бути досягнуто майже дворазове скорочення загальної кількості конденсаторів з абсолютною мінімізацією комутаційних перенапруг.

На практиці доцільно вибирати ємність дещо меншою, ніж по кривій 2. Викладені вище принципи вибору конденсаторів реалізовані при проектуванні ряду потужних перетворювачів частоти типу ПЧТЕ на основі автономних інверторів струму з відсікаючими діодами.

Застосування перетворювачів частоти для керування електродвигунами магістральних насосних агрегатів дозволить значно поліпшити технологічний режим роботи насоса. Так, при прямому включенні двигуна в мережу 50 Гц і тиску на виході станції, який підтримується регулятором тиску, 16 кг/см, тиск на виході насоса становить 29-31 кг/см (залежно від рівня нафти в резервуарі), тобто падіння тиску на РТ становить 13-15 кг/см.

При роботі двигуна від перетворювача частоти тиск на виході станції визначиться частотою обертання двигуна; РС при цьому не працює, тобто тиски на виході насоса і на виході станції будуть рівні, падіння тиску в РС відсутнє. Таким чином, знижується максимальний тиск в системі станції (у нашому випадку з 31 до 16 кг/см), що значно зменшує знос устаткування. Крім того, плавний розгін насоса при роботі від ПЧ ліквідує гідравлічні удари при пуску магістрального насосного агрегату, що також позитивно позначається на терміні безаварійної експлуатації.

При пуску магістрального насосного агрегату від ПЧ не спостерігаються кидки пускового струму двигуна, (пусковий струм складе приблизно 50% номінального струму двигуна, тоді як пусковий струм при прямому пуску від мережі 50 Гц становить 5-7 номінальних значень струму двигуна), що значно знижує знос двигуна і пускової апаратури станції.

При мінімальному рівні нафти в резервуарі (менше 150 см) і номінальному тиску на виході станції робота магістрального насосного агрегату без підпірного насосного агрегату, не порушить загальний режим роботи, що забезпечить відсутність сторонніх шумів і зниження вібрації. Таким чином, застосування перетворювача частоти дозволить розглянути питання виключення підпірного насосного агрегату.

При роботі насосного агрегату від ПЧ очікувана економія електроенергії в порівнянні з прямим включенням двигуна в мережу 50 Гц складе не менше 40%.

Проведено порівняння перетворювачів частоти реалізованих на різних елементних базах, в тому числі на замикаючих тиристорах. Виявлено основні переваги та недоліки різних схем, прийнятною системою для управління продуктивністю насосних агрегатів НПС виявилася система АІС з ВД на базі тиристорів з «м'яким» відновленням.

2. Аналіз електромагнітних процесів в системах автономний інвертор струму - асинхронний двигун

У розділі наведено матеріали досліджень електромагнітних процесів АІС з ВД з використанням повної системи диференціальних рівнянь двигуна і з урахуванням кінцевої величини індуктивності вхідного згладжуючого дроселя, розглядається математична модель системи АІС-АД при знятті припущень, прийнятих в аналітичних наближених розрахунках. Аналізуються результати чисельного розрахунку на ЕОМ, оцінюється похибка наближеного аналітичного методу і даються рекомендації щодо вибору параметрів основних елементів силової схеми інвертора – комутуючих конденсаторів і вхідного дроселя.

2.1 Математична модель системи АІС-АД

Як показано в розділі І, додаткове відкривання відтинаючих діодів тут не аномалія, а нормальний режим роботи інвертора на підвищених частотах, і, отже, розгляд процесів без урахування даного явища є одним з припущень наближеного аналітичного методу. Разом з тим розробка моделі системи АІС-АД з урахуванням зняття всіх припущень, крім даного, представляє самостійний інтерес з наступних причин:

1. Режим додаткового відкривання ВД може бути відсутнім як при невеликих значеннях ємності комутуючих конденсаторів, (що пов'язано зі збільшенням перенапруг), так і при невисоких частотах.
2. Ряд характеристик електромагнітних процесів може бути з високою точністю розрахований без урахування даного явища. Це дозволяє, як показано нижче, виділити достатньо обмежену кількість можливих конфігурацій силової схеми на комутаційних інтервалах і описати процеси невеликим числом систем диференціальних рівнянь. Таким

чином досягається істотне спрощення математичної моделі і зниження часу машинного рахунку.

3. Дана модель є безумовно справедливою і для схеми АІС з відсікаючими тиристорами.

Варіанти структури силової схеми інвертора

На інтервалі повторюваності комутаційних процесів в інверторі ($\pi/3$) конфігурація силової схеми, зображеної на рис.2.1 змінюється тричі відповідно до трьох фізичними етапами [7,8]:

I етап – етап комутації струмів в двох фазах навантаження, відповідний комутації діодів даної (наприклад, катодного) групи інвертора. Тривалість етапу в кутових одиницях вихідної частоти інвертора позначаємо γ .

II етап – міжкомутаційний етап, який відлічується від моменту закінчення комутації діодів в одній (наприклад, катодній) групі, до моменту початку комутації тиристорів в іншій (наприклад, анодній) групі інвертора.

III етап – лінійного перезарядка конденсаторів анодної групи інвертора, який відлічується від моменту комутації струму в тиристорах анодної групи до моменту початку комутації діодів в цій же групі інвертора. Тривалість етапу в кутових одиницях вихідної частоти інвертора - λ .

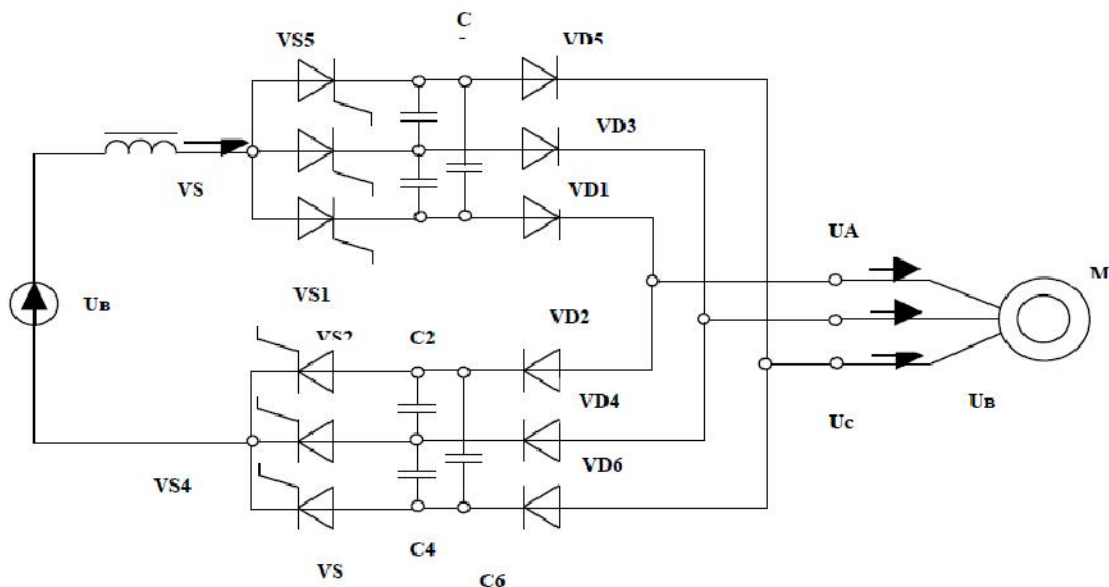


Рисунок 2.1 – Силова схема

Характер зміни напруги на еквівалентних ($C_{екв} = 1,5C_I$) конденсаторах анодної (C_A) і катодного (C_K) груп інвертора, який ілюструє наявність розглянутих вище етапів, показаний на рис.2.2. Якщо за початок відліку прийняти момент початку комутації діодів $VD4$ і $VD6$ в катодній групі інвертора (рис.2.1), тобто струмів у фазах В і С навантаження, то конфігурація силової схеми на трьох етапах має вигляд, показаний на рис.2.1.

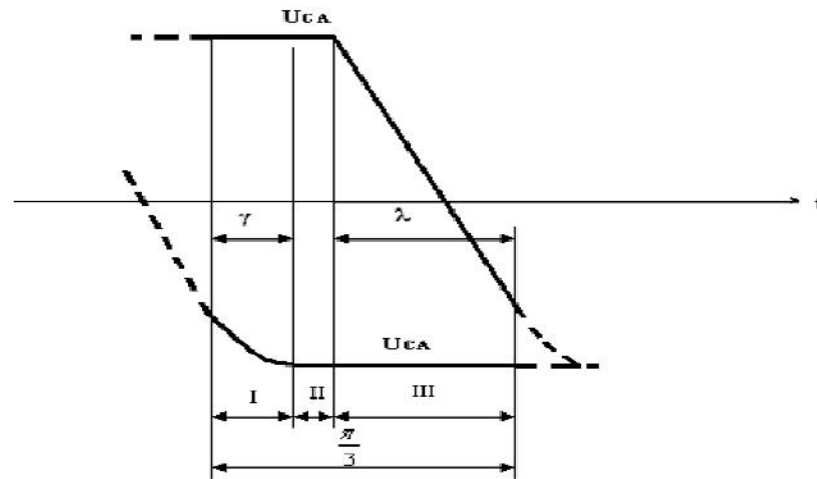


Рисунок 2.2 – Напруга на конденсаторах інвертора

Зміна напруги на конденсаторах анодної та катодної групи для другого варіанту структур (рис.2.3), виконується умова $\lambda + \gamma > \pi/3$ показано на рис.2.4.

Даний режим характеризується наявністю інтервалу одночасного протікання процесів лінійного перезаряду конденсаторів анодної групи і комутації струмів у фазах двигуна при коливальному перезаряді конденсаторів катодного групи (етап II на рис.2.4). Конфігурації силової схеми на трьох етапах при прийнятому раніше початку відліку (момент початку комутації діодів $VD4$ і $VD6$) показані на рис.2.5.

На рис.2.6 показано характер зміни напруги на конденсаторах силової схеми інвертора на трьох етапах для третього варіанта при $\lambda > \pi/3$.

В даному режимі на періоді повторюваності $\pi/3$ існує як інтервал одночасного протікання процесів лінійного перезаряду конденсаторів у одній та коливального (комутації струму в фазах) в іншій групі інвертора (етап I на

рис.2.6), так і інтервал одночасного лінійного перезаряду конденсаторів обох груп (етап III на рис.2.6.).

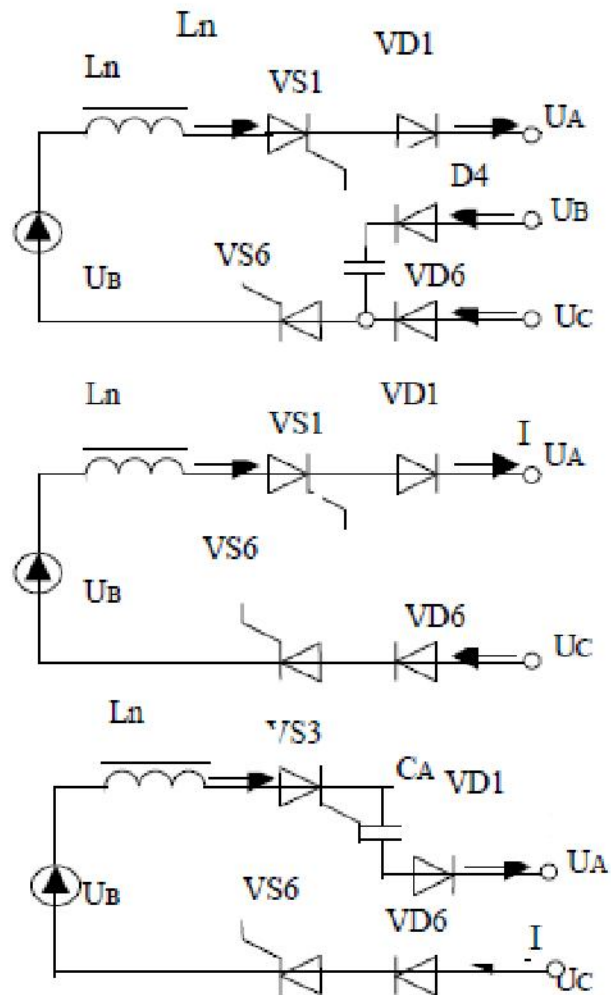


Рисунок 2.3 – Еквівалентна схема

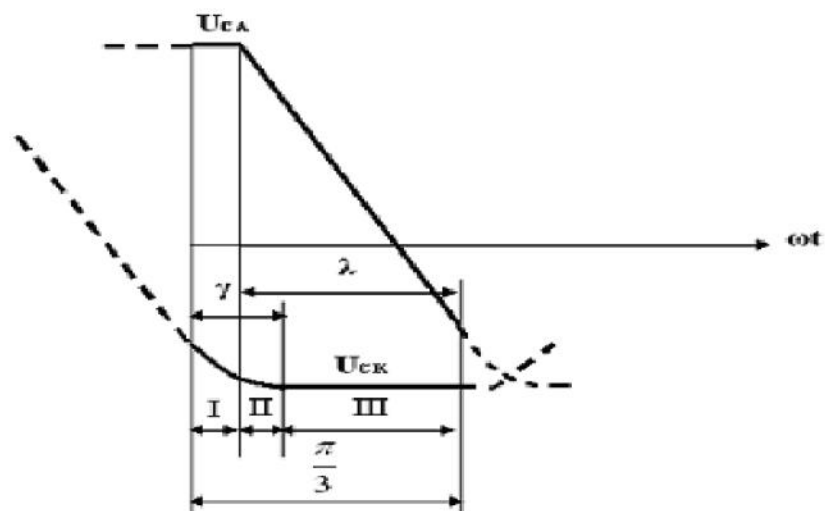


Рисунок 2.4 – Зміна напруги на конденсаторах

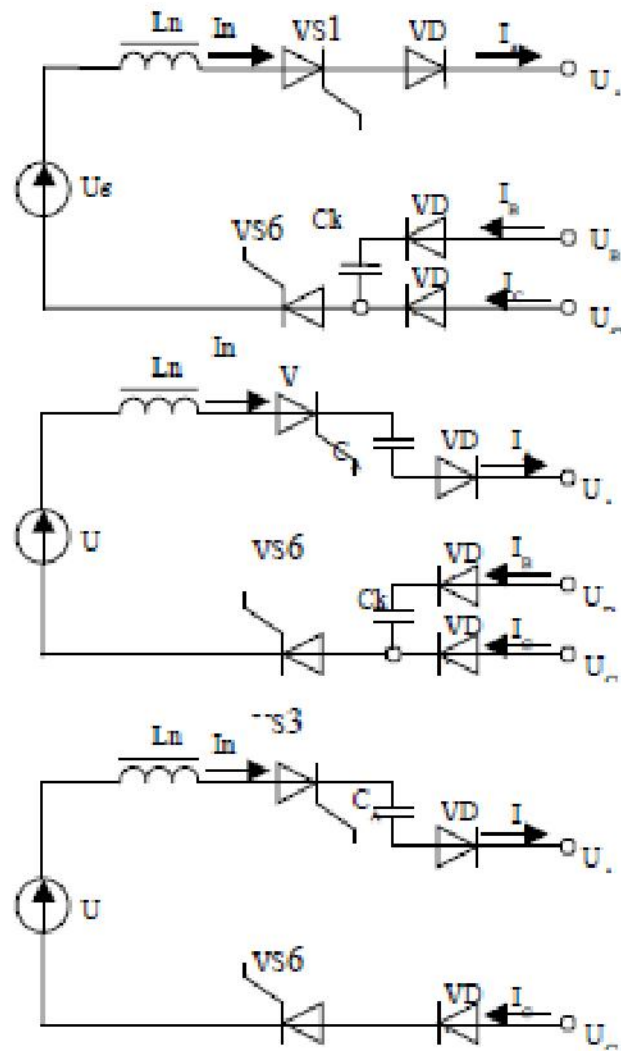


Рисунок 2.5 – Конфігурація силової схеми

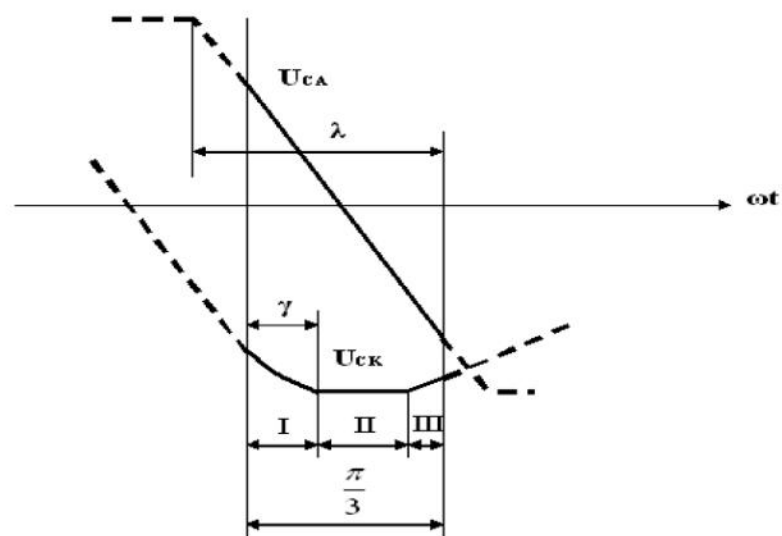


Рисунок 2.6 – Зміна напруги на конденсаторах

На рис.2.7 показана побудована за наближеними аналітичними виразами І залежність $\lambda=f(\beta_2)$ для двох значень ємності комутуючого конденсатора.

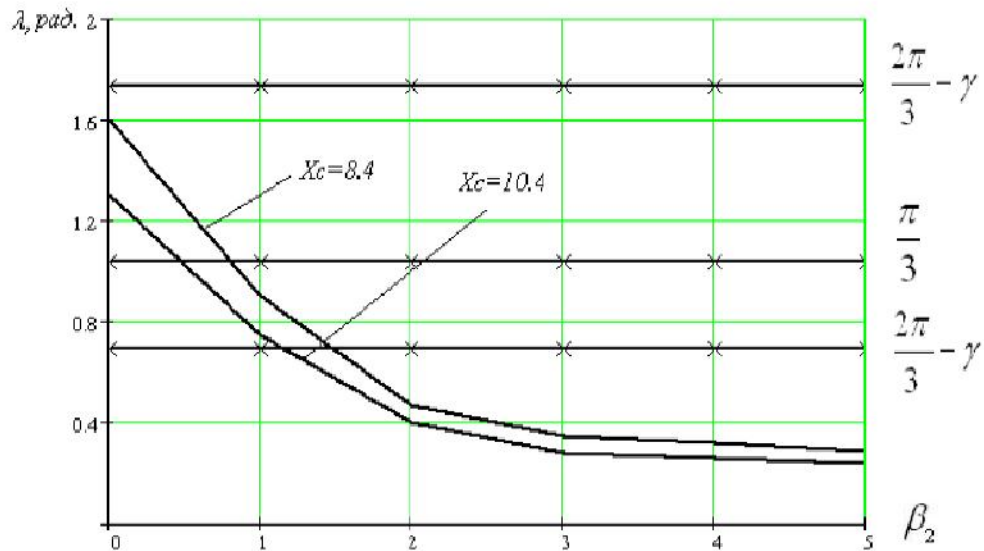


Рисунок 2.7 – Зміна показника λ від величини комутуючого конденсатора

Рівняння для чисельного розрахунку електромагнітних процесів у системі АІС

З рис.2.7 видно, що для значення $X_c = 8,4$ при $\beta_2 < 1,35$ виникає другий, а при $\beta_2 < 0,8$ – третій варіант структур. Слід також зауважити, що граничні значення β_2 відповідають переходу від одного варіанту структур до іншого, істотно залежать значення X_c , тобто конфігурація силової схеми інвертора визначається як режимом електроприводу по струму, так і величиною C_{om} комутуючих конденсаторів.

Повна система рівнянь розглянутих процесів складається з трьох підсистем: рівняння асинхронного двигуна, рівняння інвертора і рівняння ланки постійного струму. Розглянемо послідовно зазначені групи рівнянь.

Рівняння двигуна записуємо за допомогою результуючих векторів [7]. Рівняння статора і ротора (2.1) записані в одній трифазній системі координат, осі якої поєднані з нерухомими осями статора:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{i}_1 \cdot r_1 + p\bar{\Psi}_1; \\ 0 = \bar{i}_2 \cdot r_2 + (p - j\nu) \cdot \bar{\Psi}_2; \\ \bar{\Psi}_1 = \bar{i}_1 \cdot x_1 + \bar{i}_2 \cdot x_2, \end{cases} \quad (2.1)$$

Рівняння системи (2.1) записані в відносних одиницях в базі номінальних даних двигуна та в синхронному масштабі часу. Перетворимо систему рівнянь (2.1) до вигляду:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = \bar{i}_1 \cdot (r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\bar{\Psi}_2; \\ \bar{i}_1 \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \bar{\Psi}_2 \left(\frac{r_2}{X_2} + p - j\nu \right), \end{cases} \quad (2.2)$$

де $X_1' = X_1 - \frac{X_0^2}{X_2}$ - індуктивний опір короткого замикання двигуна (перехідний індуктивний опір статора).

Перепишемо рівняння двигуна в результуючих векторах (2.2) через проекції на ортогональні осі d та q декартової системи координат. Перше рівняння системи (2.2) розкладається на два дійсних рівняння:

$$\begin{cases} U_d = I_d \cdot (r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{2d}; \\ U_q = I_q \cdot (r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{2q}. \end{cases} \quad (2.3)$$

З другого рівняння системи (2.2) з урахуванням співвідношень $(-j\nu\bar{\Psi}_2)_d = \nu\Psi_{2q}$ **и** $(j\nu\bar{\Psi}_2)_q = \nu\Psi_{2d}$ отримуємо:

$$\begin{cases} I_d \cdot \frac{X_0}{X_2} \cdot r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + \nu\Psi_{2q}; \\ I_q \cdot \frac{X_0}{X_2} \cdot r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - \nu\Psi_{2d}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Поєднавши для зручності дійсну вісь d з віссю тієї фази трифазної системи координат, в якій в аналізованому періоді відсутня комутація – віссю

A , отримуємо рівняння зв'язку між проекціями результуючого вектора в трифазній системі координат і його ортогональними проекціями:

$$U_A = U_d; \quad (2.5)$$

$$U_B = -\frac{1}{2}U_d + \frac{\sqrt{3}}{2}U_q;$$

$$U_C = -\frac{1}{2}U_d - \frac{\sqrt{3}}{2}U_q.$$

Аналогічно записуються рівняння зв'язку для струмів:

$$i_A = I_d;$$

$$i_B = -\frac{1}{2}I_d + \frac{\sqrt{3}}{2}I_q; \quad (2.6)$$

$$i_C = -\frac{1}{2}I_d - \frac{\sqrt{3}}{2}I_q.$$

З рівняння статора (2.3) та рівняння зв'язку (2.5) можна отримати вираз для лінійних напруг на затискачах двигуна:

$$U_{AB} = \frac{3}{2}I_d \cdot (r_1 + px_1') - \frac{\sqrt{3}}{2}I_q(r_1 + px_1') + \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q}. \quad (2.7)$$

$$U_{BC} = \sqrt{3}I_q(r_1 + px_1') + \sqrt{3} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q}. \quad (2.8)$$

$$U_{CA} = -\frac{3}{2}I_d \cdot (r_1 + px_1') - \frac{\sqrt{3}}{2}I_q(r_1 + px_1') - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q}. \quad (2.9)$$

Позитивні напрямки струмів і напруг показані на рис.2.1. Розглянемо рівняння процесів в інверторі для першого варіанту структур на 1-му етапі.

Відповідно до першої схеми на рис.2.3 можна записати:

$$x_C \int i_B dt = U_{BC}. \quad (2.10)$$

Переходячи до запису струмів в ортогональних проекціях, врахуємо, що на даному інтервалі комутація у фазі A двигуна відсутня. Врахуємо також, що

реальний напрям струму i_e протилежно прийнятому на рис.2.2 позитивному напрямку. Тоді отримуємо:

$$\frac{x_c}{2} \int (I_{II} - \sqrt{3}I_q) dt = U_{BC}. \quad (2.11)$$

Рівняння ланки постійного струму для першого варіанту структур має на I та II етапах наступний вигляд:

$$U_{CA} + U_e = x_{II} p I_{II}. \quad (2.12)$$

Рівняння (2.12) перепишемо для I етапу:

$$x_{II} p I_{II} = U_e - \frac{3}{2} I_{II} (r_1 + p x_1') - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q (r_1 + p x_1') - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q}, \quad (2.13)$$

$$I_q = \frac{I_{II}}{\sqrt{3}} (i_B = 0)$$

для II етапу з урахуванням в вигляді:

$$(x_{II} + 2x_1') p I_{II} = U_e - 2r_1 \cdot I_{II} - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q}. \quad (2.14)$$

Для III етапу рівняння ланки постійного струму має вигляд:

$$U_{CA} + U_B - X_C \int I_{II} dt = X_{II} p I_{II}, \quad (2.15)$$

з якого отримуємо

$$(x_{II} + 2x_1') p I_{II} = U_e - 2r_1 \cdot I_{II} - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q} - X_C \int I_{II} dt. \quad (2.16)$$

Загальні системи рівнянь на 3-х етапах для першого варіанту структур запишуться у вигляді наступних систем:

Так як загальна система рівнянь розбита на три підсистеми (2.17) - (2.19) відповідно до трьох етапів процесів на інтервалі повторюваності, то рішення проводиться припасовуванням значень на кордонах етапів.

Рішення системи на інтервалі повторюваності $\pi/3$ циклічно повторюється до отримання збіжності в початкових значеннях двох наступних циклів.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\frac{X_c}{2} \right] (I_{II} - \sqrt{3} I_q) dt - \sqrt{3} \left[I_q (r_1 + pX_1) + \frac{X_0}{X_2} p \psi_{2q} \right] = 0; \\ I_{II} \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2d} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \psi_{2q}; \\ I_q \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2q} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \psi_{2d}; \\ x_{II} p I_{II} = U_a - \frac{3}{2} I_{II} (r_1 + pX_1) - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q (r_1 + pX_1) - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2q}. \end{array} \right. \quad (2.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{II} \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2d} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \psi_{2q}; \\ \frac{I_q}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2q} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \psi_{2d}; \\ (x_{II} + 2x_1') p I_{II} = U_a - 2r_1 \cdot I_{II} - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2q}. \end{array} \right. \quad (2.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{II} \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2d} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \psi_{2q}; \\ \frac{I_q}{\sqrt{3}} \cdot \frac{X_0}{X_2} r_2 = \psi_{2q} \cdot \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \psi_{2d}; \\ (x_{II} + 2x_1') p I_{II} = U_a - 2r_1 \cdot I_{II} - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \psi_{2q} - X_c \int I_{II} dt. \end{array} \right. \quad (2.19)$$

На першому ітераційному циклі, в якості початкових, використовуються значення, які отримані по наближеним аналітичним виразам (2.20):

$$\begin{aligned} I_{II_0} &= \frac{\psi_{2d}}{X_0} \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\cos\theta}; \\ I_{q_0} &= -\frac{I_{np}}{\sqrt{3}} (m.k.i_{C_0} = 0); \\ \gamma_0 &= \alpha \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{2X_1'}{X_c}}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Початкове значення потокозчеплення ротора:

$$\bar{\Psi}_{2_0} = \Psi_{2_0} \cdot e^{-j(\arctg\beta_2 + \frac{2}{3}\gamma_0)},$$

$$\Psi_{2_{d0}} = \cos(\arctg\beta_2 + \frac{2}{3}\gamma_0);$$

$$\Psi_{2_{q0}} = -\sin(\arctg\beta_2 + \frac{2}{3}\gamma_0). \quad (2.21)$$

Початкове значення на конденсаторі на першому етапі в рівнянні (2.11):

$$U_{BC0} = \sqrt{3}I_{q0} \cdot r_1 + \sqrt{3}X'_1(pI_q)_0 + \sqrt{3}\frac{x_0}{x_2}(p\Psi_{2q})_0 = -I_{n0} \cdot r_1 + X'_1(pI_n)_0 + \sqrt{3}\frac{x_0}{x_2}(-\frac{I_{n0}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{x_0}{x_2} \cdot r_2 - \Psi_{2q0} \frac{r_2}{x_2} + \Psi_{2d0}), \quad (2.22)$$

$$\text{де } (pI_n)_0 = \frac{U_B - I_{n0}(r_1 + \frac{x_0^2}{x_2^2}r_2) - \Psi_{2d0}(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} \cdot r_2 - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2^2}r_2) + \Psi_{2q0}(\frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2^2}r_2)}{X_n + X'_1}.$$

Вираз отримано з (2.13) з урахуванням:

$$(p\Psi_{2d})_0 = I_{n0} \frac{x_0}{x_2} r_2 - \Psi_{2d0} \cdot \frac{r_2}{x_2} - \Psi_{2q0};$$

$$(p\Psi_{2q})_0 = -\frac{I_{n0}}{\sqrt{3}} \frac{x_0}{x_2} r_2 - \Psi_{2q0} \cdot \frac{r_2}{x_2} + \Psi_{2d0};$$

Слід зауважити, що на всіх циклах розрахунку системи рівнянь на трьох етапах залишаються незмінними, але рішення на кожному розрахунковому циклі треба проводити з урахуванням нових початкових значень, так як при черговій комутації система координат стрибком передається на кут $\pi/3$. При цьому змінюються значення проекцій векторів інерційних величин навантаження на осі d і q [6].

Відповідно до цього можна записати рівняння зв'язку для початкових і кінцевих значень проекцій потокозчеплення ротора двох наступних циклів:

$$\begin{aligned} \Psi_{2q0_{n+1}} &= \frac{1}{2}\Psi_{2q_{3n}} - \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{2d_{3n}}; \\ \Psi_{2d0_{n+1}} &= \frac{1}{2}\Psi_{2d_{3n}} + \frac{\sqrt{3}}{2}\Psi_{2q_{3n}}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Інші значення визначаються наступним чином:

$$\begin{aligned}
 I_{\Pi 0_{n+1}} &= I_{\Pi \Pi_n}; \\
 U_{C 0_{n+1}} &= U_{C \Pi_n}.
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

Так як значення λ залишається наближеним на всіх циклах розрахунку, то після досягнення збіжності в початкових значеннях двох наступних циклів проводиться перевірка правильності вибору λ . Для цього порівнюється величина напруги на конденсаторі і лінійної напруги двигуна в кінці третього етапу останнього розрахункового циклу. Відповідно з рис.2.4 і 2.5 системи рівнянь для другого варіанту на трьох етапах мають вигляд (2.25) - (2.27):

Для зручності розрізнення конденсаторів при визначенні початкових умов введені індекси "а" (анодна група) і "к" (катодна група).

$$\left\{ \begin{aligned}
 &\frac{X_{C_k}}{2} \int (I_{\Pi} - \sqrt{3}I_q) dt - \sqrt{3} \left[I_q(r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{2q} \right] = 0; \\
 &I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \Psi_{2q}; \\
 &I_q \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \Psi_{2d}; \\
 &X_{\Pi} p I_{\Pi} = U_B - \frac{3}{2} I_{\Pi} (r_1 + pX_1') - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q (r_1 + pX_1') - \frac{3}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q}.
 \end{aligned} \right.
 \tag{2.25}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 &\frac{X_{C_k}}{2} \int (I_{\Pi} - \sqrt{3}I_q) dt - \sqrt{3} \left[I_q(r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{2q} \right] = 0; \\
 &I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \Psi_{2q}; \\
 &I_q \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \Psi_{2d}; \\
 &X_{\Pi} p I_{\Pi} = U_B - \frac{3}{2} I_{\Pi} (r_1 + pX_1') - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q (r_1 + pX_1') - \frac{3}{2} \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q} - X_{C_A} \int I_{\Pi} dt.
 \end{aligned} \right.
 \tag{2.26}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 &I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v \Psi_{2q}; \\
 &\frac{I_{\Pi}}{\sqrt{3}} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v \Psi_{2d}; \\
 &(X_{\Pi} + 2X_1') p I_{\Pi} = U_B - 2r_1 I_{\Pi} - \frac{3}{2} \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{x_0}{x_2} p \Psi_{2q} - X_{C_A} \int I_{\Pi} dt.
 \end{aligned} \right.
 \tag{2.27}$$

У відповідності з рис.2.6 та 2.7 системи рівнянь на трьох етапах мають вигляд (2.28)-(2.30):

$$\left\{ \begin{array}{l} \left(\frac{X_{c_k}}{2} \right) (I_{\Pi} - \sqrt{3}I_q)dt - \sqrt{3} \left[I_q \cdot (r_1 + pX_1') + \frac{X_0}{X_2} p\Psi_{2q} \right] = 0; \\ I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v\Psi_{2q}; \\ I_q \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v\Psi_{2d}; \\ X_{\Pi} pI_{\Pi} = U_B - \frac{3}{2} I_{\Pi} (r_1 + pX_1') - \frac{\sqrt{3}}{2} I_q (r_1 + pX_1') - \frac{3}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q} - X_{c_A} \int I_{\Pi} dt. \end{array} \right. \quad (2.28)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v\Psi_{2q}; \\ \frac{I_{\Pi}}{\sqrt{3}} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v\Psi_{2d}; \\ (X_{\Pi} + 2X_1') pI_{\Pi} = U_B - 2r_1 I_{\Pi} - \frac{3}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q} - X_{c_A} \int I_{\Pi} dt. \end{array} \right. \quad (2.29)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\Pi} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2d} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) + v\Psi_{2q}; \\ \frac{I_{\Pi}}{\sqrt{3}} \frac{X_0}{X_2} r_2 = \Psi_{2q} \left(\frac{r_2}{X_2} + p \right) - v\Psi_{2d}; \\ (X_{\Pi} + 2X_1') pI_{\Pi} = U_B - 2r_1 I_{\Pi} - \frac{3}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2d} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{x_0}{x_2} p\Psi_{2q} - X_{c_A} \int I_{\Pi} dt. \end{array} \right. \quad (2.30)$$

Рішення отриманих систем рівнянь для всіх варіантів структур проводилось чисельним інтегруванням методом Рунге-Кутта четвертого порядку на ЕОМ. Варійованими величинами при розрахунку були ковзання двигуна, що характеризує зміну режиму приводу від холостого ходу до перевантаження по струму, і параметри схеми X_c і X_{Π} , що характеризують відповідно ємність еквівалентного комутуючого конденсатора і індуктивність згладжуючого дроселя [10].

2.2 Методика вибору та розрахунку ємності комутуючого конденсатора

Результати розрахунків дозволили оцінити похибку наближеного аналітичного методу. На рис.2.8 наведені результати розрахунку похибки у визначенні величини напруги на конденсаторі U_{cm} в кінці комутації струмів в фазах.

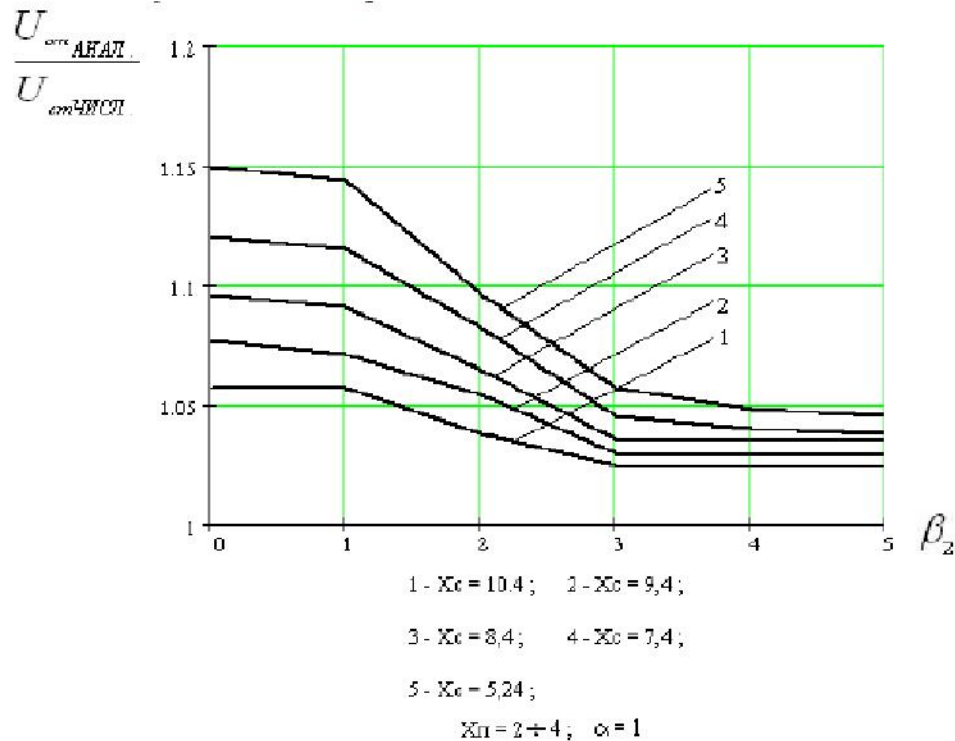


Рисунок 2.8 – Похибка у функції від напруги на конденсаторі

Уточнений чисельний розрахунок призводить до менших значень напруги U_{cm} , що пояснюється, насамперед, зняттям допущення про незмінність ЕРС двигуна на інтервалі комутації струмів у фазах і уточненням тривалості інтервалу λ .

Максимальна похибка відповідає режиму холостого ходу і збільшується зі зменшенням X_c , тому із зростанням ємності комутуючих конденсаторів збільшується величина λ і похибка від її наближеної оцінки.

На рис.2.9 наведені результати розрахунку похибки в визначенні величини $(\lambda + \gamma)$ - сумарною тривалості двох етапів перезарядки комутуючих конденсаторів.

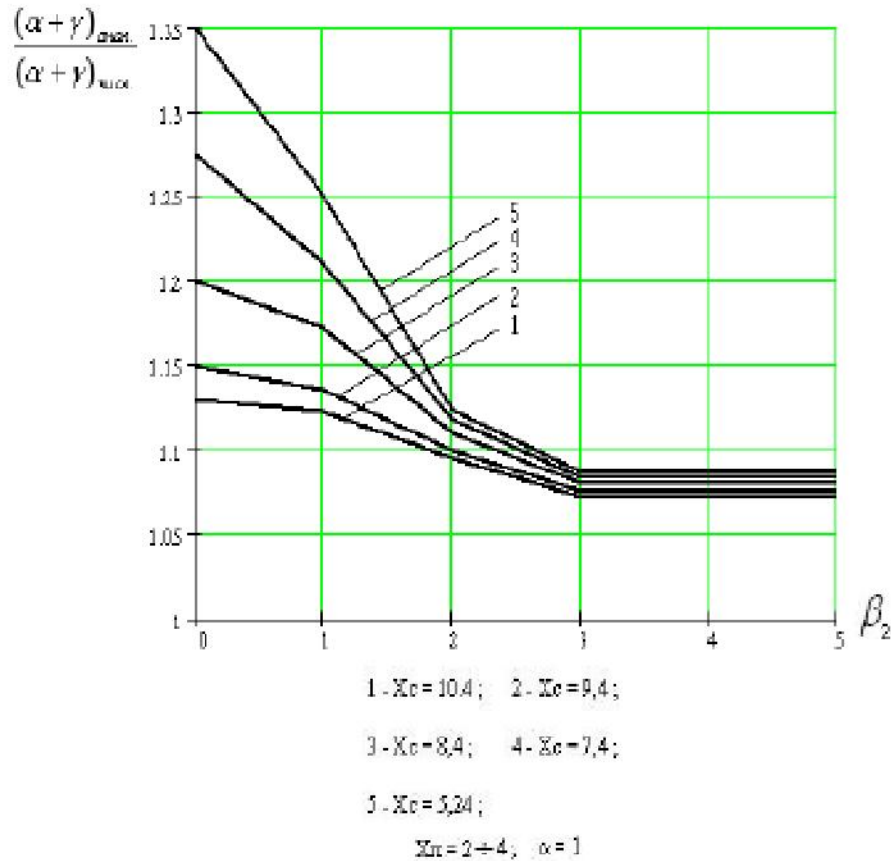


Рисунок 2.9 – Результати розрахунку похибки

Основну роль у зменшенні величини $(\lambda + \gamma)$ в порівнянні з наближеним аналітичним розрахунком має зменшення λ , яке відбувається з двох причин: розряд походить від меншої напруги (відповідно з рис.2.8), розряд відбувається більш швидко за рахунок наявності пульсацій в струмі I_n . Остання причина найбільш істотна, тобто зняття допущення про нескінченну величину індуктивності згладжуючого дроселя приводить до зменшення величини $(\lambda + \gamma)$.

Найбільша похибка відповідає режиму холостого ходу ($\beta_2 = 0$), в якому пульсації I_N максимальні. У цьому ж режимі найбільш суттєво проявляється вплив на $(\lambda + \gamma)$ зміна ємності комутуючих конденсаторів: зі зменшенням X_c похибка аналітичного методу збільшується за рахунок зростання пульсацій. Аналогічним чином впливає і зміна величини X_n , проте при зміні індуктивності згладжуючого дроселя в реальних межах ($X_n = 2 - 4$) це вплив

незначний і ним можна знехтувати. Це, в свою чергу, дозволяє зробити оцінку оптимального значення X_c і вибір комутуючого конденсатора незалежно від величини індуктивності згладжуючого дроселя.

Раніше в якості критерію вибору ємності комутуючих конденсаторів було обґрунтовано умову зниження комутаційних перенапруг на двигуні. Умову для вибору було записано у вигляді нерівності:

$$\lambda + \gamma \leq \frac{2\pi}{3},$$

найбільш важким режимом для виконання якого є режим холостого ходу ($\beta_2 = 0$). При цьому, як показали чисельні розрахунки на ЕОМ, реальна величина $(\lambda + \gamma)$ менше значення, визначеного за наближеним аналітичним виразами, тобто існує можливість збільшення ємності комутуючих конденсаторів з відповідним зниженням рівня перенапруг. Як впливає з рис.2.9, при $\alpha = 1$ граничне значення ємності відповідає значенню $X_c = 7,4$, а згідно з уточненими чисельними розрахунками гранична нерівність буде досягнута при $X_c = 5,24$. На рис.2.10 наведено залежності $(\lambda + \gamma) = f(\beta_2)$ для $X_c = 7,4$ і $X_c = 5,24$, розраховані за наближеним аналітичним виразами та на ЕОМ. Рис.2.11 ілюструє досягаєме при зміні X_c від значення 7,4 до 5,24 зниження перенапруг. Збільшення ємності на 40% дозволяє знизити перенапруги при номінальному навантаженні ($\beta_2 = 3,0$) приблизно на 15%, при півторакратному перевантаженні по струму ($\beta_2 = 4,5$) – на 18% (близько 100 В). Залежності $\frac{U_{cm}}{\sqrt{3}E_2} = f(\beta_2)$, на рис.2.11 розраховані за аналітичними виразами, оскільки в оцінюваних режимах номінального навантаження і перевантаження по струму похибка у визначенні U_{cm} невелика.

Розроблений в розділі уточнений метод аналізу системи АІС-АД дозволяє визначити ряд характеристик електромагнітних процесів і, зокрема, зробити оцінку оптимального значення ємності комутуючих конденсаторів.

Не менш важливо визначення оптимальної величини індуктивності згладжуючого дроселя. Остання задача може бути вирішена на основі аналізу

гармонійного статуту вхідного і вихідного струму інвертора, який повинен проводитися з урахуванням додаткового відкриття відтинаючих діодів.

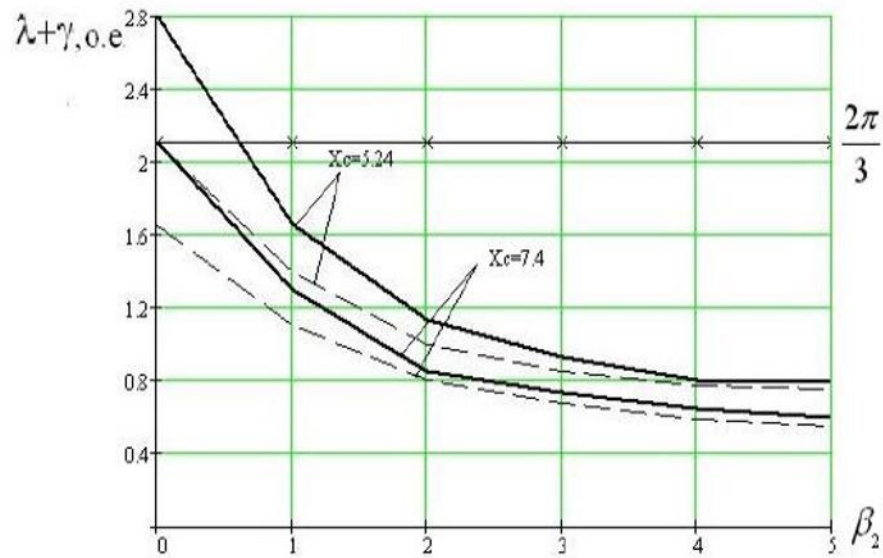


Рисунок 2.10 – Залежності $(\lambda + \gamma) = f(\beta_2)$ для $X_c = 7,4$ и $X_c = 5,24$.

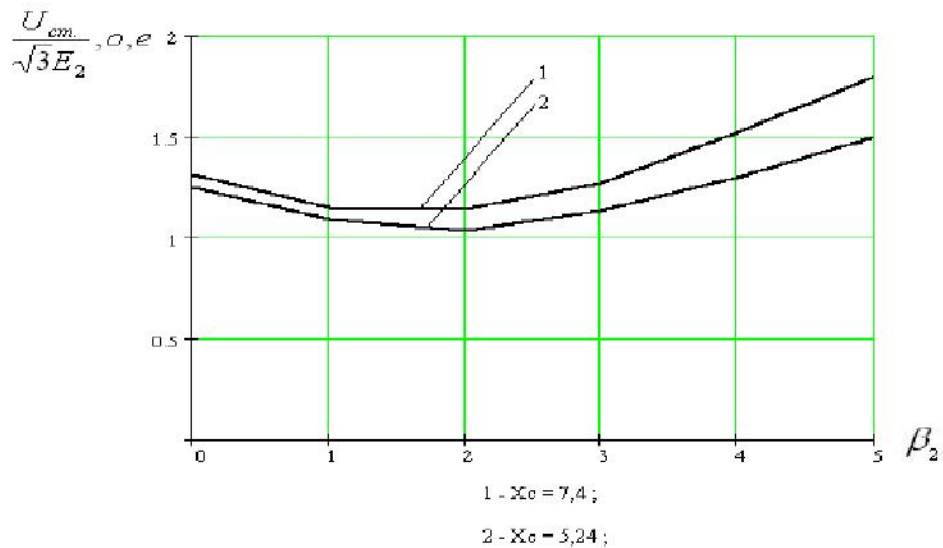


Рисунок 2.11 – Перенапряга при номінальному навантаженні

Проведений у цьому розділі уточнений аналіз електромагнітних процесів на основі розроблених математичних моделей системи АІС-АД дозволяє зробити такі основні висновки:

1. Без урахування додаткового відкриття відтинаючих діодів існують три можливі варіанти структури силової схеми, кожен з яких на інтервалі повторюваності $\pi/3$ може приймати три різні конфігурації.

- Існування того чи іншого варіанту структур залежить від величини ємності комутуючих конденсаторів і від режиму електроприводу по струму.
2. Для всіх можливих структур силової схеми складені повні системи диференціальних рівнянь, що включають в себе рівняння асинхронного двигуна, рівняння інвертора і рівняння ланки постійного струму. Аналіз процесів, проведений з урахуванням зняття раніше прийнятих припущень про нескінченну величину індуктивності вхідного дроселя і незмінності ЕРС двигуна на інтервалі комутації, дозволив оцінити похибку наближеного аналітичного методу.
 3. При аналізі результатів чисельного розрахунку електромагнітних процесів на ЕОМ встановлена можливість збільшення приблизно на 40% гранично допустимої величини ємності комутуючих конденсаторів, в результаті чого досягається 15% зниження напружень на двигуні в номінальному режимі.
 4. Аналіз гармонійного складу вихідного струму інвертора повинен проводитися з урахуванням додаткового відкриття відтинаючих діодів. Для зазначених цілей розроблена математична модель перетворювача із змінною структурою, що представляє собою систему диференціальних рівнянь зі змінними коефіцієнтами, значення яких встановлюються залежно від стану всіх тиристорів і діодів інвертора.
 5. Встановлено можливість зниження величини індуктивності згладжуючого дроселя L_n у порівнянні зі значенням з розрахунку по наближеному аналітичному методу в 1,5-2 рази без істотного зниження коефіцієнта спотворень вихідного струму. Вибір величини L_n відбувається за рівнем пульсацій у вхідному струмі інвертора.

3 Оптимізація параметрів елементів автономного інвертора струму і порівняльний аналіз схем

3.1 Спеціальні тиристори для потужних інверторів струму

Потужні частотнорегульовані електроприводи доцільно виконувати на основі перетворювачів частоти з автономними інверторами струму, оскільки останні забезпечують хорошу електромагнітну сумісність зі звичайним серійним двигуном без використання спеціальних вихідних фільтрів. Оскільки до потужних перетворювачів пред'являються підвищені вимоги по мінімізації тепловиділень (втрат в напівпровідникових приладах), одноопераційні тиристори, які мають значно менші в порівнянні з повністю керованими приладами, наприклад, GTO і IGCT, падіння напруги у відкритому стані, залишаються в центрі уваги розробників. З іншого боку, доцільність застосування повністю керованими приладами в схемі АІС, де на стороні змінного струму завжди будуть присутні конденсатори, що поєднують функції компенсації реактивної потужності навантаження і комутації тиристорів, вельми неоднозначна і може диктуватися тільки високими характеристиками повністю керованих приладів. Таким чином, якщо одноопераційні тиристори з низькими падіннями напруги мають хороші динамічні характеристики, то їх застосування в потужних ПЧ на основі АІС, замість повністю керованих приладів приносить відчутні результати.

Принципово важливим для тиристорів, що використовуються в АІС, є те, що вони повинні мати малу швидкість зменшення (обриву) струму зворотного відновлення di_R/dt . Це обумовлено тим, що в АІС при перемиканні тиристорів з включеного стану зворотньої напруги, швидкість зменшення прямого струму (di_F/dt) велика і складає $\sim 20 - 50$ А/мкс. В результаті цього при застосуванні в АІС існуючих тиристорів амплітуда струму зворотного відновлення I_{RM} і швидкість його зменшення (di_R/dt) стають великими, що призводить до виникнення на них неприпустимих перенапруг (U_{RM}). Форма

струму і напруги на тиристорі при його перемиканні з відкритого стану (прямий струм дорівнює I_{TM}) зворотною напругою (U_R) наведена на рис.3.1.

Для оптимізації структури та поліпшення поєднання параметрів тиристорів з «м'яким» відновленням використовується квазітримірна математична модель такого тиристора в радіально-симетричному наближенні, що описує реальну напівпровідникову структуру у вигляді безлічі повторюваних елементарних структур циліндричної форми представлених на рис.3.2. На рис.3.3 приведено одномірний розподіл концентрації легуючої домішки $n - p - n - p$ структури, яке використовувалося при моделюванні тиристора.

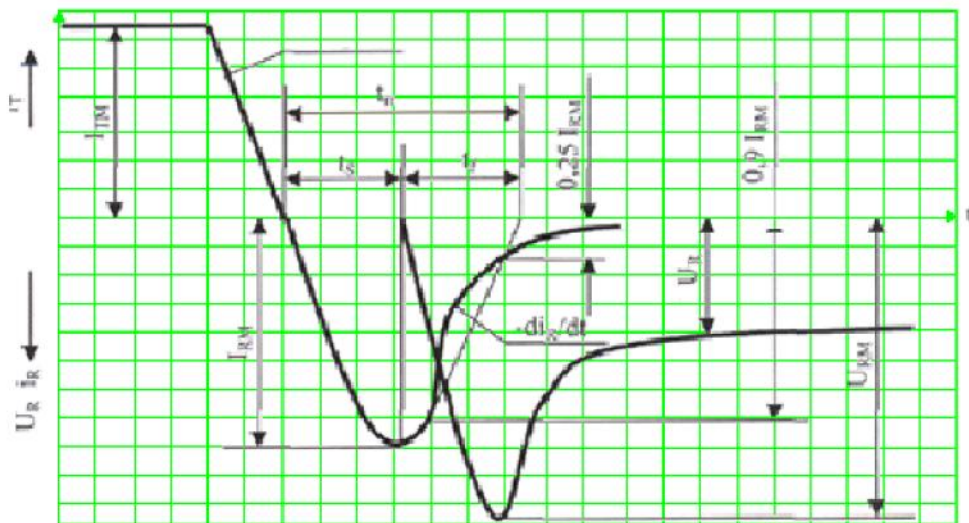


Рисунок 3.1 – Форма струму і напруги на тиристорі при його перемиканні.

Для опису стаціонарних і перехідних процесів, що протікають при роботі тиристора, необхідно визначити динамічний розподіл концентрації носіїв заряду, електростатичного потенціалу і температури в його базових областях. Для цього необхідно спільно вирішити феноменологічну систему диференціальних рівнянь напівпровідника (рівнянь безперервності, щільності струмів, Пуассона), а також рівнянь електричного балансу зовнішньої ланцюга.

$$\begin{cases} \nabla \cdot \varepsilon \nabla \psi = -q(p - n + N_D - N_A), \\ \nabla \cdot \bar{J}_n = qR + q \frac{dn}{dt}, \\ -\nabla \cdot \bar{J}_p = qR + q \frac{dp}{dt}. \end{cases} \quad (3.1)$$

Рівняння для густини струму електронів та дірок мають вигляд:

$$\begin{aligned} \bar{J}_n &= -nq\mu_n \nabla \phi_n \\ \bar{J}_p &= -pq\mu_p \nabla \phi_p \end{aligned} \quad (3.2)$$

де μ_n та μ_p – рухливості електронів і дірок, R -швидкість електронно-діркової рекомбінації. Фізичні константи і параметри матеріалу:
 q - елементарний заряд електрона, ε - діелектрична проникність,
 N_D і N_A - концентрація іонізованих атомів донорної і акцепторної домішки.

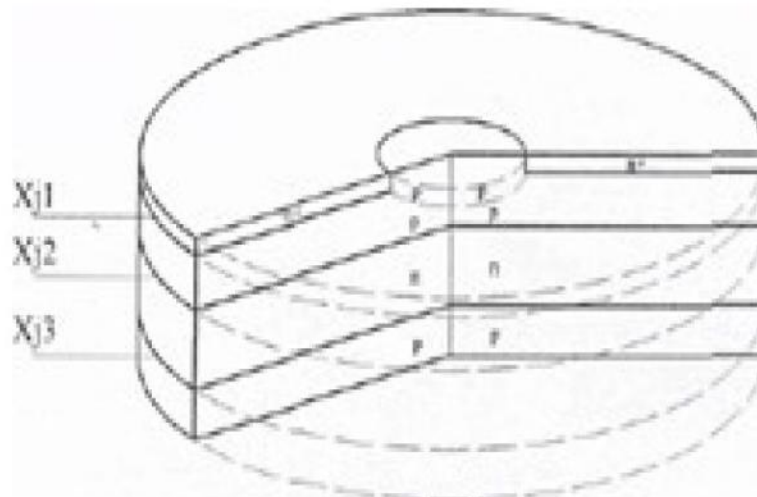


Рисунок 3.2 – Структура елементарної ячейки моделюємого тиристора

Розрахунок зворотної вольтамперної характеристики (ВАХ) і ВАХ в закритому стані SRT проводиться в квазістаціонарному режимі, коли поступово збільшувалася напруга на структурі, і обчислювався струм, що протікає через неї.

Розрахунок ВАХ тиристора у відкритому стані і перехідного процесу перемикання тиристора з відкритого стану зворотною напругою, проводиться для схеми, наведеної на рис.3.4.

Одним з методів, який використовувався для зниження величини IRM і збільшення КФ тиристорів з «м'яким» відновленням, був метод протонного опромінення.

Розподіл концентрації радіаційних дефектів по довжині пробігу протонів в *Si* нерівномірно: концентрація радіаційних дефектів монотонно і порівняно повільно зростає углиб кристала від опромінюваної поверхні і різко збільшується в області зупинки протонів. При цьому співвідношення концентрацій в цій області і в області поверхні приладу, яка опромінюється, складає $10 \div 15$.

Ширина області підвищеної рекомбінації становить $20 \div 30$ мкм.

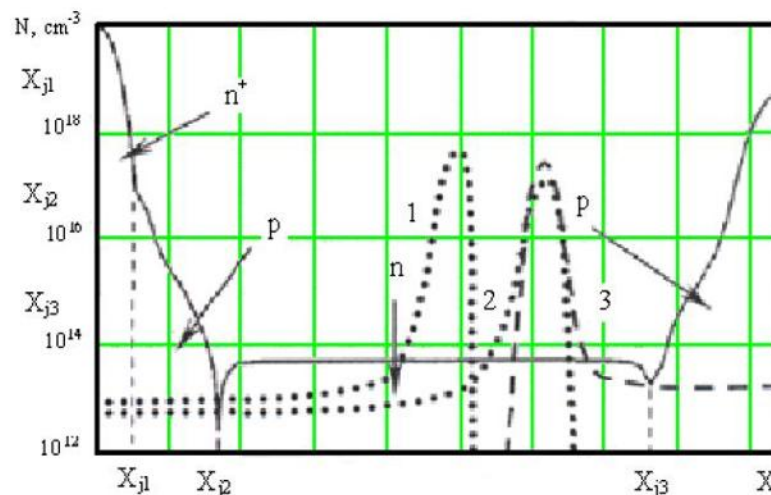


Рисунок 3.3 – Профіль розподілу концентрації легуючої домішки і рекомбінаційних центрів в тиристорній структурі. 1,2,3 - області підвищеної рекомбінації, створені в результаті протонного опромінення; 1,2 - опромінення з боку катода, 3 - опромінення з боку анода.

З використанням даної математичної моделі проводиться моделювання протонного опромінення напівпровідникової структури в середину n-базової галузі з боку катода і в околицю анодного p-n переходу, як з боку катода, так

і з боку анода. Створювані при цьому області підвищеної рекомбінації наведені на рис.3.3.

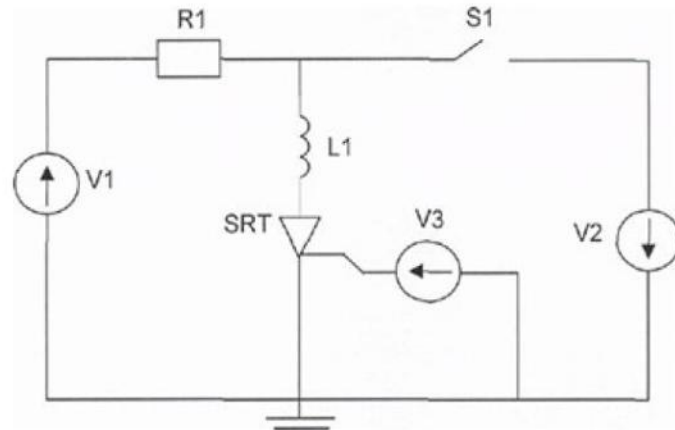


Рисунок 3.4 – Еквівалентна електрична схема установки

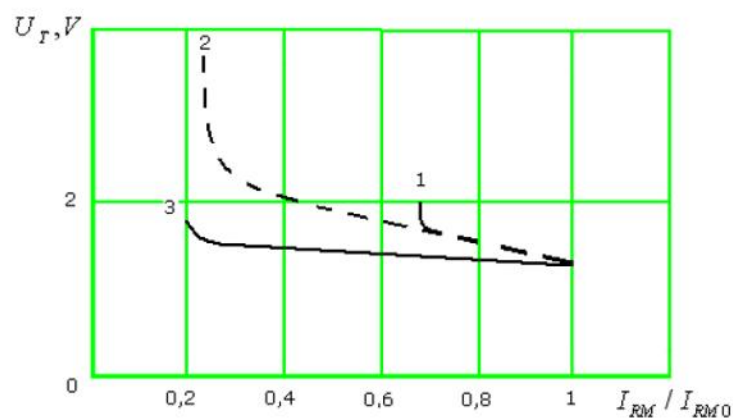
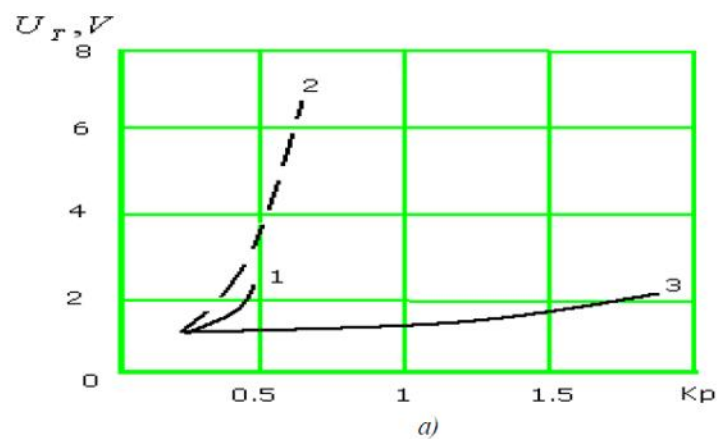


Рисунок 3.5 – Залежності напруги від протонного опромінення.

- а) Залежність U_T від k_F для різних режимів протонного опромінення,
 б) Залежність U_T від I_{RM} для різних режимів протонного опромінення

Режими протонного (1-3) опромінення вказані у відповідності з рис.3.3. На рис.3.5 наведено залежності величин I_{RM}/I_{RMO} , де I_{RMO} величина I_{RM} на тиристорі до протонного опромінення, і K_F від величини U_T для SRT при різних режимах протонного опромінення. Осцилограми струмів при цих режимах опромінення представлені на рис.3.6.

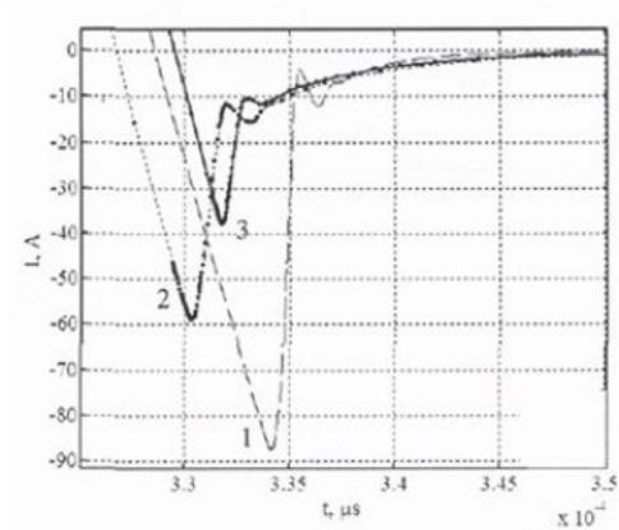


Рисунок 3.6 - Осцилограми струмів зворотного відновлення для різних режимів протонного опромінення (режими протонного (1-3) опромінення вказані у відповідність з рис.3.3).

З цих даних випливає, що для збільшення K_F і зниження I_{RM} найбільш оптимальним є опромінення з боку анода.

На рис.3.7 приведена осцилограма перенапруги при виключенні SRT в модульному виконанні типу МТБ800-24 в перетворювачі частоти ПЧТЕ-3150 (3150 кВт, 660В) виробництва НВП «ЕОС» (м.Харків).

Стале значення напруги в контурі комутації - 1100В, напруга на тиристорі - 1500В, коефіцієнт перенапруг - 1,36, причому ці характеристики отримані при використанні «легких» RC-ланцюгів. Окремо зазначаємо плавний характер наростання зворотньої напруги, характерний для SRT приладів.

В цілому проведені розрахунки дозволили вибрати оптимальний розподіл концентрації рекомбінаційних центрів і оптимальне значення режимів протонного опромінення.

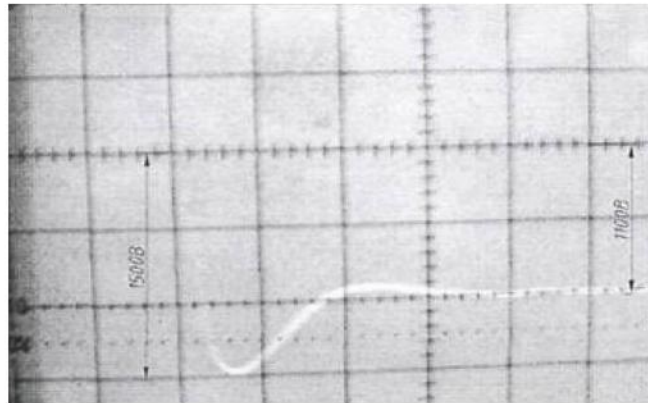


Рисунок 3.7 – Осцилограма напруги при виключенні SRT у схемі АІС.
(1 клітина = 500 В; 5 мкс.).

Моделювання тиристорів з «м'яким» відновленням з використанням математичної моделі, дозволяє значно скоротити час і витрати при розробці приладів з потрібним споживачеві поєднанням електричних параметрів [16].

3.2 Аналіз процесів в автономних інверторах струму з різними схемами і напівпровідниковими елементами

Розглянемо схему АІС з комутуючими тиристорами (АІС з фазним вузлом комутації). Електромагнітні процеси в схемах АІС з ВД і АІС з КТ при однакових значеннях еквівалентної ємності вузла комутації ідентичні.

Оцінимо переваги схеми.

1. При однакових значеннях еквівалентної ємності вузла комутації сумарна встановлена потужність конденсаторів в схемі АІС з КТ на 25% менше, ніж у схемі АІС з ВД.
2. Оскільки схема АІС з КТ має фазний вузол комутації, то умову завершеності комутаційних процесів запишемо у вигляді:

$$\lambda + \gamma \leq \pi. \quad (3.3)$$

Після перетворення з урахуванням рівнянь отримуємо:

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{\frac{24}{\pi} \cdot \frac{x_0^2}{x_2} \cdot \cos^2 \theta}{\sqrt{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)^2 \cdot 2x_1' + \frac{48x_0^2}{x_2} \cdot \cos^2 \theta - \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2x_1'}}} \quad (3.4)$$

$$\frac{\sqrt{x_c}}{\alpha} > \frac{1}{2\pi} \left[\sqrt{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)^2 \cdot 2x_1' + \frac{48x_0^2}{x_2} \cdot \frac{1}{1 + \beta_2^2}} - \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2x_1'} \right]. \quad (3.5)$$

Граничні значення по умовам завершеності комутаційних процесів для схеми АІС з КТ та АІС з ВД показані на рис.3.8.

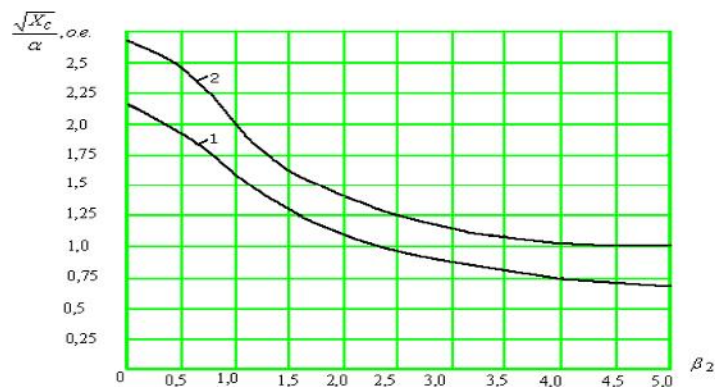


Рисунок 3.8 – Граничні значення по умовам завершеності комутаційних процесів для схеми АІС з КТ (крива 1) та АІС з ВД (крива 2)

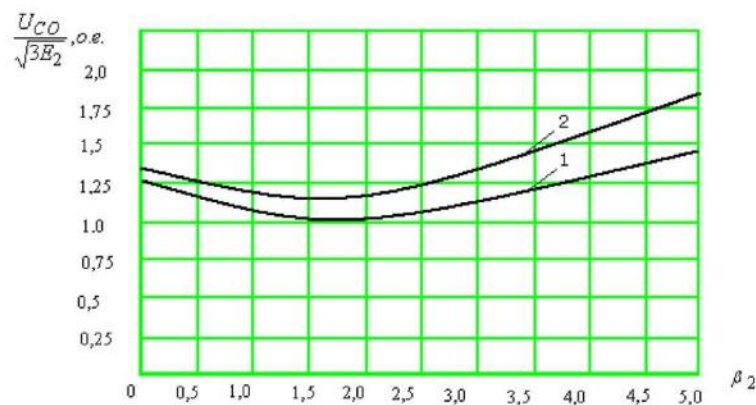


Рисунок 3.9 – Залежності по умовам завершеності комутаційних процесів для схеми АІС з КТ (крива 1) та АІС з ВД (крива 2)

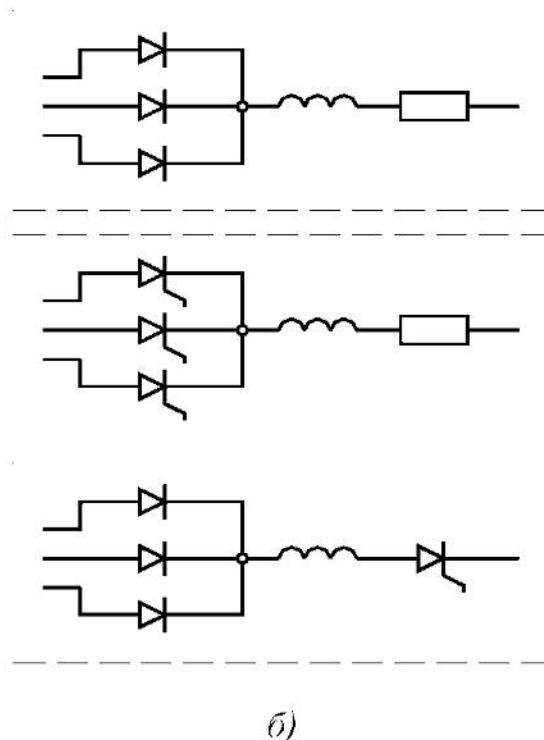
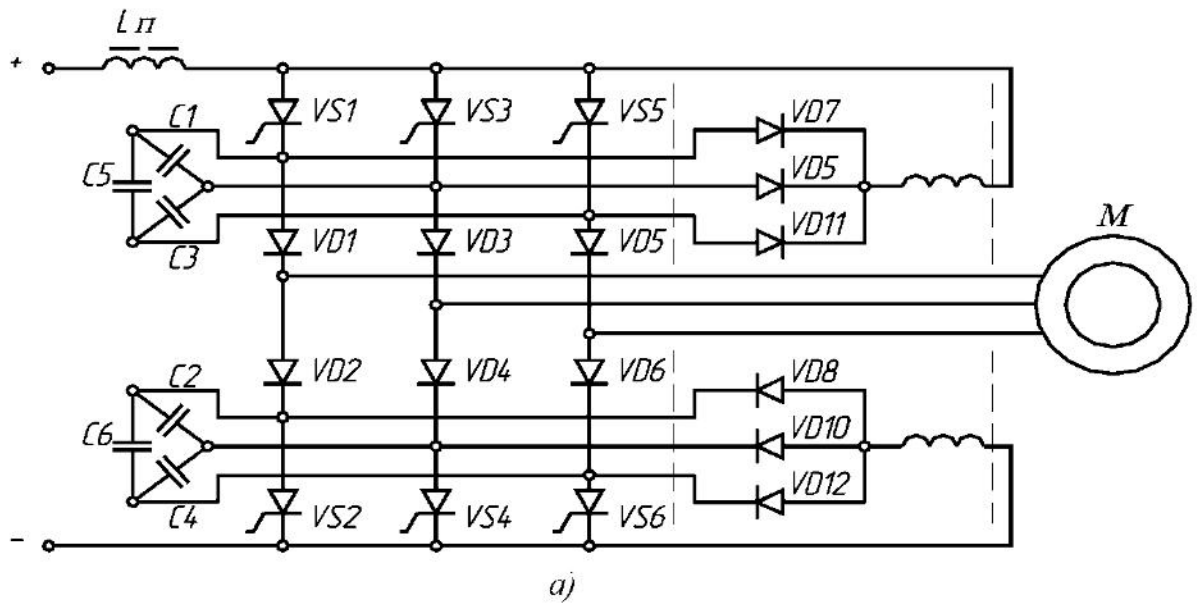


Рисунок 3.10 – Схема АІТ з прискореним перезарядом конденсаторів а й її варіанти б.

Таким чином, у схемі АІС з КТ може бути отримано деяке зниження комутаційних перенапруг, проте досягається це при істотних недоліках схеми:

1. Ускладнення системи управління в частині формувальників імпульсів. Ускладнення відбувається як за рахунок збільшення загальної кількості

тиристорів, так і за рахунок необхідності подачі на основний тиристор широкого імпульсу (оскільки час перезарядження конденсаторів X змінюється зі зміною навантаження).

2. Ускладнення системи управління в частині схеми пуску. Ускладнення відбувається через необхідність формування при пуску алгоритму включення тиристорів, відмінного від робочого алгоритму.
3. Необхідність використання тиристорів високого класу по напрузі (клас основних тиристорів АІС з КТ відповідає класу діодів у схемі АІС з ВД). При цьому зазначаємо, що серійно випускаються промисловістю діоди зазвичай мають більш високий клас, ніж тиристори.
4. На відміну від схеми АІТ з ВД в даній схемі принципово неможливе формування режиму ШІМ - струму, який є ефективним засобом розширення нижньої межі частотного діапазону АІС.

Розглянемо ще дві групи схем АІТ: з двоступеневою комутацією і прискореним перезарядом комутуючих конденсаторів (рис.3.10) і класифікаційну групу АІС з триступеневою комутацією (рис.3.11 і 3.12).

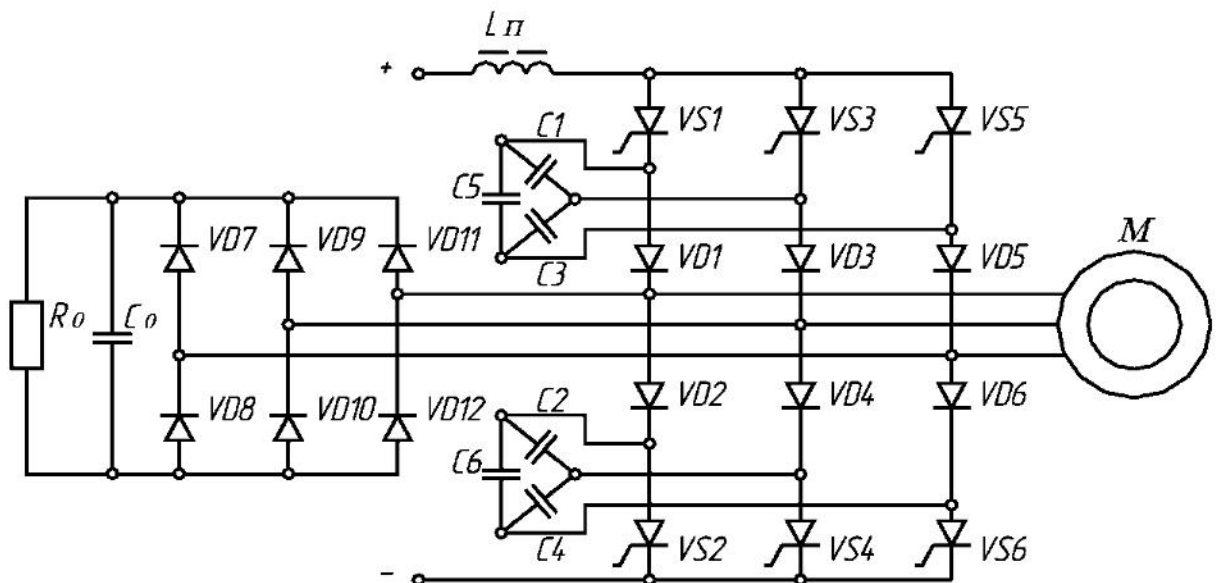


Рисунок 3.11 - Схема АІС з доданими мостом і RC – обмежувачем напруги

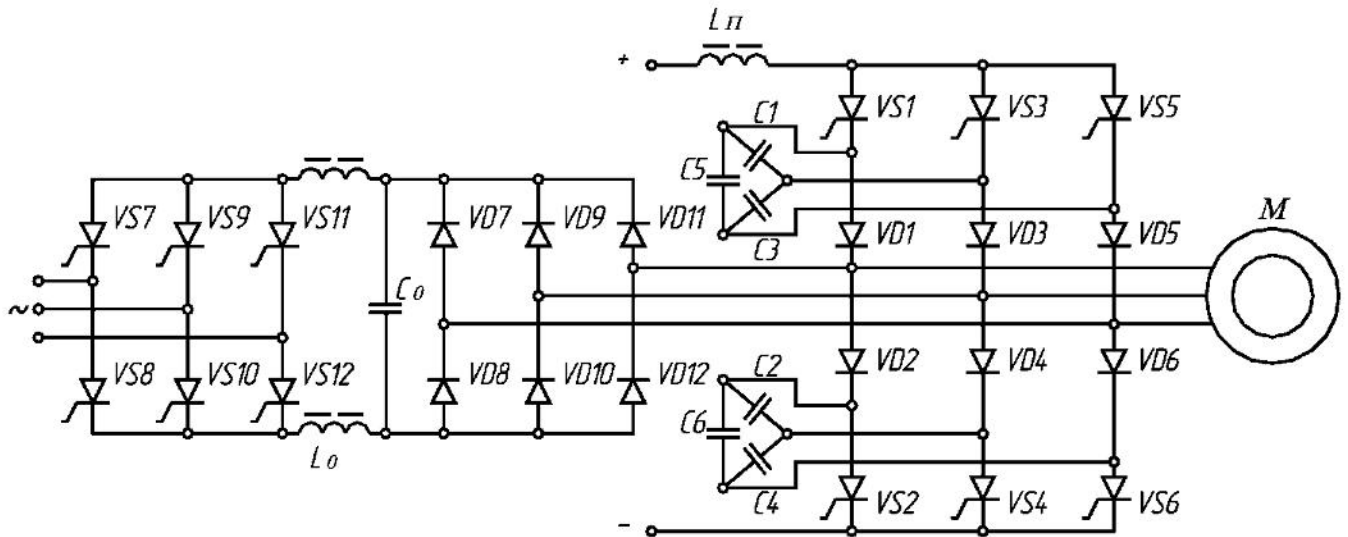


Рисунок 3.12 - Схема АІС з діодним мостом і тиристорним обмежувачем напруги.

При різкому розходженні схемотехнічних рішень ці дві групи схем призначені для використання в однакових цілях – для багатодвигунних електроприводів з змінюючимися в процесі роботи кількістю двигунів. Для АІС з триступеневої комутацією поставлена мета досягається завдяки використанню комутуючих конденсаторів малої ємності, які не будуть надмірними навіть при відключенні частини навантаження. А комутаційні перенапруги, величина яких може бути великий через малу ємність конденсаторів, залишаються на допустимому рівні завдяки наявності пристроїв обмеження перенапруг. Для АІС з прискореним перезарядом ємність комутуючих конденсаторів велика і великі комутаційні перенапруги не виникають. А неприпустиме затягування комутаційних процесів при відключенні частини навантаження виключається завдяки наявності пристроїв прискореного перезаряда.

При цьому поставлена мета і в тому, і в іншому випадку досягається за рахунок істотного ускладнення силової схеми. У зв'язку з викладеним, застосування АІС з прискореним перезарядом і АІС з триступеневою комутацією не представляється перспективним.

3.3. Оцінка можливостей АІТ з повністю керованими тиристорами

Поява замикаємих тиристорів в 90-ті роки 20-го століття призвело до помітного спрощення автономного інвертора напруги за рахунок виключення вузлів примусової комутації та пристроїв підзаряду комутуючих конденсаторів, формувачів імпульсів для комутуючих тиристорів та ін. Тому ПЧ з АІН на замикаємих тиристорах (ЗТ) перевершують по габаритними показниками аналогічний перетворювач з АІН на звичайних тиристорах.

Доцільність застосування замикаємих тиристорів в АІС не настільки безумовна, як в АІН, оскільки в інверторі струму навіть при використанні ЗТ залишатимуться комутуючі конденсатори або, в загальному випадку, деякі пристрої скидання енергії.

Всі варіанти схем АІС на ЗТ, повідомлення про які є в зарубіжних джерелах, може бути зведене до двох найбільш типовим. Перша схема (рис.3.13) являє собою звичайний трифазний паралельний інвертор струму. Однак відомо, що ВД в АІС не тільки забезпечують високу комутаційну стійкість, але і виключають постійне існування коливальних контурів з конденсаторів і індуктивності короткого замикання двигуна.

Як показано раніше на прикладі схеми перетворювача фірми «Allen Bradley», в паралельному інверторі при роботі на двигун можливе виникнення високочастотних коливань, для боротьби з якими необхідно використовувати спеціальні ускладнені алгоритми управління, наприклад, алгоритм "shoot-through" (наскрізне закорочування плеча інвертора).

Більш правильний підхід до створення АІС на ЗТ спостерігається в схемі, зображеної на рис.3.14. Ця схема, крім власне трифазного мостового інвертора на ЗТ, містить, в загальному випадку, пристрій скидання енергії, що складається з діодного моста та конденсатора виконує функції обмежувача комутаційних перенапруг, і пристрій повернення енергії в ланцюг постійного струму, на 4-х замикаємих тиристорах і 4-х діодах.

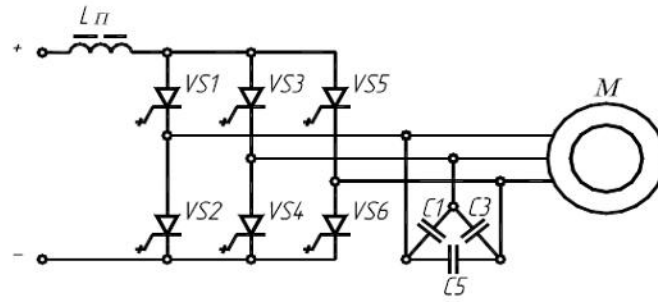


Рисунок 3.13 - Схема паралельного АІС на ЗТ.

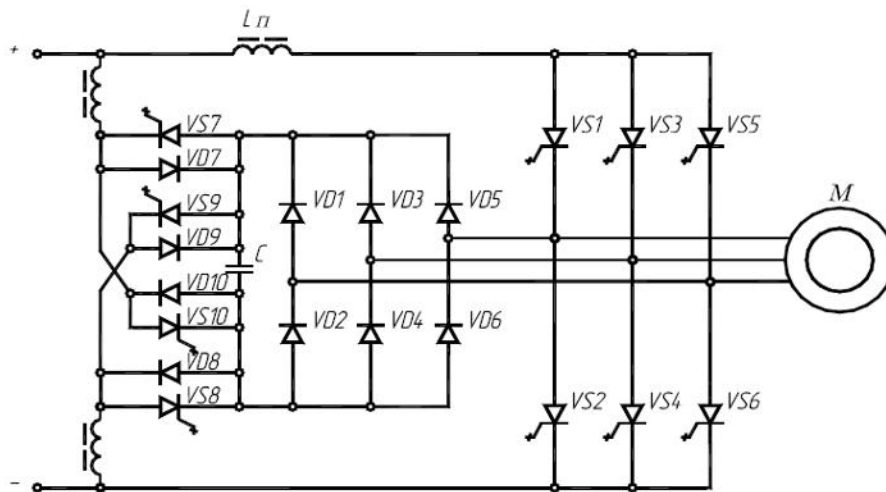


Рисунок 3.13 - 3.14. Схема АІС на ЗТ з пристроєм скидання.

Виконаний нижче аналіз ставив собі за мету визначення потужності ідеалізованого пристрою скидання і верхньої граничної частоти ПЧ на базі даного АІС.

Оцінимо, енергію, виведену в ідеалізований пристрій скидання за один цикл комутації. Струм на інтервалі комутації змінюється за законом:

$$i(t) = I_0 - \frac{U_L}{2L'_1} \cdot t, \quad (3.6)$$

$$\text{де } U_L = U_0 - \sqrt{3}E_2 \cos\theta$$

Отримуємо період комутації:

$$T = \frac{I_0 \cdot 2L'_1}{U_0 - \sqrt{3}E_2 \cos\theta}. \quad (3.7)$$

Тоді енергія:

$$\begin{aligned}
 W_{\text{цикл комутації}} &= U_0 \cdot \int_0^T i(t) dt = U_0 \left(I_0 T - \frac{U_L}{2L_1'} \cdot \frac{T^2}{2} \right) = U_0 \cdot I_0 \cdot \frac{T}{2} = \\
 &= \frac{U_0 \cdot I_0^2 \cdot L_1'}{U_0 - \sqrt{3}E_2 \cos\theta} = \frac{I_0^2 \cdot L_1'}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}}}, \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

Визначимо потужність пристрою скидання:

$$P_{\text{СБР}} = \frac{I_0^2 \cdot L_1'}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}}} \cdot 6f = \frac{I_0^2 \cdot L_1'}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}}} \cdot 6 \frac{\omega_H \cdot \alpha}{2\pi} = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{I_0^2 \cdot x_1' \cdot \alpha}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}}}. \quad (3.9)$$

Перейдемо до відносних одиниць, прийнявши за базову встановлену потужність інвертора:

$$P_{\text{СБР}}^* = \frac{P_{\text{СБР}}}{P_{\text{БАЗ}}} = \frac{\frac{3}{\pi} \cdot \frac{I_0^2 \cdot x_1' \cdot \alpha}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}}}}{\frac{3}{\sqrt{2}} \cdot U_{\text{БАЗ}} \cdot I_{\text{БАЗ}}} = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{\alpha}{\cos^2\theta} \cdot \frac{x_1'}{x_1^2} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\cos\theta}{K_{\Pi}} \cdot \frac{x_0}{x_1}}. \quad (3.10)$$

Не менш істотним недоліком розглянутого інвертора є його багатoeлементність; загальна кількість напівпровідникових приладів – 20 проти 12-ти у АІС з ВД, в тому числі керованих приладів (в даному випадку – ЗТ), що вимагають формувачів імпульсів – 10 проти 6-ти в АІС з ВД. Слід також врахувати загальні складнощі, пов'язані із застосуванням ЗТ, такі, як необхідність ускладнення формувачів імпульсів, необхідність застосування ускладнених захисних РСД-ланцюгів, струмообмежуючих реакторів в ланцюгах повернення енергії, підвищені в порівнянні зі звичайними тиристорами падіння напруги і вартість ЗТ.

Ці недоліки очевидні, тому в якості переваг пропонованого АІС висувають не його простоту і високі масо-габаритні показники, а можливість отримання високої частоти.

Оскільки розглянутий АІС містить загальний для всіх тиристорів пристрій скидання енергії, гранична тривалість інтервалу комутації складає 60 °. Тоді (3.7) можна переписати таким чином:

$$\frac{1}{6\alpha_{\text{пред}} \cdot f_H} = \frac{I_0 \cdot 2L_1'}{U_0 - \sqrt{3}E_2 \cos\theta}, \quad (3.11)$$

Переходячи до відносних одиниць отримуємо:

$$\alpha_{\text{пред}} = \frac{(K_{\Pi} - \frac{x_0}{x_1} \cdot \cos\theta) \cdot \cos\theta \cdot x_1}{\sqrt{2x_1'}}. \quad (3.12)$$

Розглянемо режим холостого ходу, в якому зміна величини коефіцієнта комутаційних перенапруг K_{Π} найбільш суттєво впливає на тривалість інтервалу комутації T , а значить, і на величину $\alpha_{\text{пред}}$.

В цьому режимі:

$$\alpha_{\text{пред}} = \frac{K_{\Pi} \cdot x_1 - x_0}{\sqrt{2x_1'}}. \quad (3.13)$$

Дана залежність наведена на рис.3.15. Враховуючи, що даний АІС на ЗТ має істотно несприятливі для двигуна комутаційні перенапруги, як по тривалості, так і за формою (прямокутні замість "пікових" в АІС з ВД), величину K_{Π} не слід приймати більшою, ніж 1,15-1,2. Гранична частота при цьому не перевищує 100÷130Гц, що, мабуть, не виправдовує здійснене для цього ускладнення схеми. Слід також мати на увазі, що при необхідності тривалої роботи на високій частоті пропорційно величині α зростає потужність пристрою скидання. При частоті $f=150$ Гц, $K_{\Pi}=1,2$ і номінальному навантаженні потужність пристрою скидання може становити половину потужності інвертора.

На закінчення підкреслимо спільність проведеного аналізу, результати якого не залежать ні від схемного виконання пристрою скидання, ні від кінцевих приймачів, в які повертається енергія.

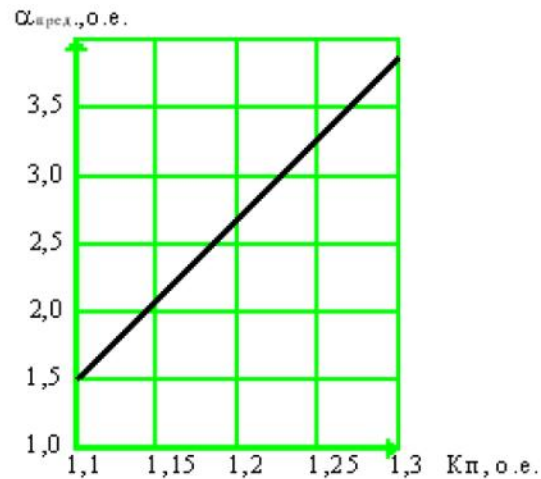


Рисунок 3.15 -До визначення граничної частоти АІС на ЗТ з пристроєм скидання.

Отримані висновки підтверджують, що застосування ЗТ в АІТ замість звичайних тиристорів є спірним, оскільки без явного поліпшення функціональних властивостей перетворювача, призводить до його суттєвого ускладнення.

1. Відносно велика різноманітність схем АІС, пропонованих в літературі для використання в системах частотнорегульованого електроприводу, вимагало проведення спеціального порівняльного аналізу з метою визначення найбільш раціональної схеми. В якості критерію раціональності інвертора прийнята максимальна схемна простота, яка визначає високі показники технологічності на заводі-виробнику і забезпечує підвищену надійність при експлуатації.
2. Зіставлені різні схеми інверторів струму: АІС з ВД, АІТ з КТ, АІС з триступеневої комутацією і АІС з прискореним перезарядом. Визначено умови вибору ємності комутуючих конденсаторів зазначених схем, при яких досягається зниження напруги на конденсаторі і комутаційних перенапруг на двигуні. Найбільш перспективним для частотнорегульованих електроприводів представляється схема АІС з ВД.

3. Оцінено перспективи використання замикаємих тиристорів (GTO, IGCT) в АІС. Розглянуто різні схеми АІС на ЗТ, оцінена можливість збільшення граничної частоти в схемі АІС з пристроєм скидання.
4. Обґрунтовано доцільність використання спеціальних типів одноопераційних приладів в АІС. Запропоновано для використання в АІС тиристири з «м'яким» відновленням (SRT-тиристири), що дозволяють істотно підвищити надійність перетворювача за рахунок зниження рівня перенапруг при виключенні напівпровідникового приладу.

Таким чином, оптимальне, по мінімуму втрат, значення параметра χ (геометрії асинхронного двигуна) при проектуванні спеціального двигуна, однозначно визначається сукупністю основних параметрів двигуна, зазначених вище. У зв'язку з цими величина індуктивного опору короткого замикання двигуна стосовно частотнорегульованого електроприводу з АІС, надає необхідні властивості асинхронних двигунів в режимі регулювання частоти обертання, і повинна бути витримана в рекомендованих межах.

Дослідження способів оптимізації параметрів перетворювачів частоти, з метою поліпшення техніко-економічних показників ПЧ АІС, проведене в цьому розділі, дозволяє зробити наступні висновки:

1. Ефективним способом зниження вдвічі встановленої потужності комутуючих конденсаторів з одночасним поліпшенням гармонійного складу вихідного струму інвертора є використання еквівалентних багатофазних схем. Найбільш перспективною представляється схема з двома ПЧ на базі АІС, що працюють на загальну обмотку двигуна.
2. Для електроприводів з постійно тривалим навантаженням (насоси, вентилятори та ін.) зниження комутаційних перенапруг за рахунок збільшення ємності конденсаторів, або розширення верхньої межі частотного діапазону може бути отримано при використанні регулювання за законом сталості абсолютного ковзання двигуна.

3. Поліпшення гармонійного складу вихідного струму АІС і розширення за рахунок зниження пульсацій частоти обертання частотного діапазону, може бути отримано при використанні ШІМ струму з додатковими перемиканнями на інтервалі повторюваності в моменти часу, кратні $\pi/3$. Розрахунок комутаційних процесів дозволяє визначити граничні частоти різних режимів ШІМ.
4. Техніко-економічні показники АІС можуть бути істотно поліпшені при цільовому проектуванні спеціальних двигунів для роботи з АІС, зі зниженими значеннями параметра X'_1 – величини індуктивного опору короткого замикання двигуна.
5. Найбільш істотний вплив на вибір параметрів силової схеми надає величина індуктивного опору короткого замикання двигуна $X'_1 \approx x_1 + x_2$. Фізично це пояснюється тим, що необхідна для компенсації величина C визначається реактивною потужністю навантаження.
6. У розділі подано методи розрахунку і рекомендації з проектування спеціального асинхронного двигуна для роботи в економічних режимах з АІС ВД.

ВИСНОВКИ

Основні висновки і результати роботи зводяться до наступного:

1. На основі проведених досліджень електроприводів насосної станції і порівняльних аналізів існуючих систем запропоновані найбільш прийнятні типи частотного регулювання відцентрових насосів на основі АІС з ВД-АД.
2. Розроблено уточнені математичні моделі системи АІС з ВД-АД з використанням повної системи диференціальних рівнянь двигуна, що враховують пульсації вхідного струму інвертора і додаткове відкривання відтинаючих діодів.
3. На базі розроблених математичних моделей електромагнітних процесів в АІС з ВД зроблено висновок про можливість поліпшення техніко-економічних показників ПЧ шляхом оптимізації параметрів основних елементів силової схеми інвертора. Дано кількісні рекомендації з вибору ємності комутуючих конденсаторів, що забезпечують зниження комутаційних перенапруг на двигуні, напруги на тиристорах, і дросельних елементах АІС.
4. На підставі аналізу гармонійного складу вихідного струму інвертора показана можливість зменшення величини індуктивності вхідного згладжувального дроселя в порівнянні зі значенням, отриманим в наближених аналітичних розрахунках.
5. Показано, що оптимальні масогабаритні та енергетичні характеристики вузла захисту досягаються, при спільному включенні лінійного та нелінійного дроселів з використанням простих у реалізації RC - ланцюгів. Визначено кращі варіанти розташування дроселів у схемі АІС.
6. Запропоновано спосіб пуску ПЧ з АІС, що забезпечує попередній заряд комутуючих конденсаторів без додаткових пристроїв в силовій схемі. Зроблено розрахунок параметрів процесу пуску, при яких досягається підвищена комутаційна стійкість інвертора.

ЛІТЕРАТУРА

1. Матвійчук В. А. Рубаненко О. Є. Гунько І.О. Діагностування електрообладнання. Вінниця: ВНАУ. 2020. 138 с.
2. Лазарєв В.С. Технічне обслуговування електричних машин і трансформаторів: навчальний посібник. – Київ: Аргумент Принт, 2010.
3. Рубаненко О.Є. "Діагностика і контроль електричних машин і апаратів". Київ: Ліра-К, 2007. - 320 с.
4. Бурковський Ю.М., Косолапов С.М. Електричні машини: навчальний посібник. – Київ: Видавничий дім "Техніка", 2016.
5. Громова Л.І., Горбатюк І.П., Жилиєва О.М. Основи діагностики електричних машин: навчальний посібник. – Київ: Логос, 2015.
6. Гладун А.М., Меркулов В.А. Експлуатація електрообладнання промислових підприємств: підручник для студентів вищих навчальних закладів. – Київ: Видавництво НТУУ «КПІ», 2012.
7. Чигаров А.І., Гончарук В.М., Рябошапка В.А. Електричні машини: підручник для студентів вищих навчальних закладів. – Київ: Вища освіта, 2013.
8. Зінкевич М.Д. Експлуатація електроустаткування: навчальний посібник. – Київ: Центр учбової літератури, 2016.
9. Романов Ю.І., Левченко А.В. Діагностика та ремонт електротехнічного обладнання: навчальний посібник. – Київ: Центр учбової літератури, 2013.
10. Терещук О.В. Технічне обслуговування електроенергетичного обладнання. - Київ: Вид-во ТОВ "Техніка", 2016.
11. Голуб О.В. Електротехніка. Підручник для вищих навчальних закладів. - Київ: Вид-во НТУУ "КПІ", 2018.
12. Макаров В.В. Трансформатори. Підручник. - Київ: Вид-во НТУУ "КПІ", 2017.
13. Калашников С.Г. Діагностика електромеханічних систем. - Київ: Вид-во НТУУ "КПІ", 2014.

14. Wheeler A. R. Comparison of electronic Variable - Speed Drives // Intern at. Confer on Power Electronics Variable - Speed Drives - London, 1984, May. - P. 1- 6.
2. Siemens (ФРГ). Simovert - A. Stromzwischenkreis – Umrichter Drehzahlveranderbare Drthstromantriebe. - Katalog, Erlangen, 1983. - 88.
3. Jenschur H., Landeck W. Monoverter - ein Umrihter - system fur den Betrieb von Asynchon - Normmotoren. - Sonderdruck aus Technische Mitteilungen AEG -Telefunken, 69. Ig. , 1979, Heft 5/6.
4. Fuji Electric (Япония). Current Source Thyristor Inverters FRENIC - 2000 by Freguency Control. - Katalog, Tokyo, 1982.
5. Anders Ek. Variable - speed a. c. drives for severe environments // ASEA Journal. - 1978. - 51. - N2. - P 35 - 40.
6. Hitachi (Япония). Variable freguency inverter for motor drive system HITACHI AVAF INVERTER. - Katalog, Tokyo, 1982.
7. Agis H. , Frey H. Drehzahlseellung von Kafiglauer - Asynchronmashinen mit Stromzwishenkreisum - richter - Electronic in der Abtriebstechnik, ELIN - zeitschrift, 31.
8. CGEE ALSTHOM (Франция). An adjustable freguency thyristor drive for adjustable speed drives by asynchronous motors VARIAL - C. - Katalog, 1986.
9. Ansaldo (Италия). New freguency static converter SILCOVERT - A. - Katalog, Milano, 1986.
10. Mannesmann Demag (ФРГ). Umrichter Dematik ZIF. - Katalog, Hamburg, 1986. - 6s.
11. SCHORCH (ФРГ). Drehstrom - Regelantriebe mit Niederspannungsmotoren, Freguenzumrichter Galatron - SI. - Catalog, 1987.
12. Brown Boveri (Швейцария). . Brown Boveri Drive Technology. Veritron Drives. - Catalog, 1987.
13. Ihe current inverter in asynchronous electrical traction // ACEC Review -1987. - N3. - P. 8 - 11.

14. Hombu M., Ueda S., Ueda A., Matcuda Y. A new current source GTO inverter with sinusoidal output voltage and current // IEEE. Trans on Industry Appl. - 1985. - Vol. IA - 21. N5. -P. 1192 - 1198/
15. Kubota H., Matsuse K. , Ree J. H. Analysis of new current GTO inverter fed induction motor drive // PESC 85 ; Rec.: 16 the annual IEEE power electron spec/ conf. - Toulouse , France . - 1985. - P. 684 - 690.
16. Matsuse K., Kubota H. Improved current source GTO inverter for high frequency induction motor drives // IEEE Ind: Appl. Soc. 21 st annual meet. , Denver, Color. , Conf. Rec. Pt. 1 - 1986. - New York. - P. 521 - 526.
17. Farrer W., Miskin J. D. Quasi - sine wave fully regenerative inverter // Proceedings of IEE/ - 1973/ - Vol. 120 - N9. - P. 969 - 979.
18. Landeck W., Putz U. Selbstgefurter Zwischenkreisum - richter mit eingepregem Strom fur Drehstrom - Asynchronmotoren // Techn. Mitt. AEG - Telefunken. - 1977. - 67, N 1. -P. 11 - 15.
19. Barlik R., Zydanjwicz W. Process komutacji W falowniku pradu // Archiv Elektr. - 1979 Joshi A., Dewan S. Modified. - XXVIII. - C. 87 - 99.
20. Barlik R. , Nowak M., Zudanowicz W. Process komutaeji w falowniku pradu przy zasilaniu silnika klatkowego // Przegląd Elektrotechni. RLVZ. - 1979. - N1.C. 7 - 10.
21. Ward E.E. Inverter suitable for operation over a range of frequency // Proceedings of the IEE. - Vol. 111. - N8. - 1964. - P. 1423 - 1424.

Додатки

1 Research into the technological features of the operation of powerful electric drives of oil pumping stations

The oil pumping station is designed for a capacity of 8 million tons per year. For these purposes, the project included a pumping scheme using main units of the NM 1250 type with 4AZMP electric motors with a capacity of 1250 kW and support units of 14 NDSN with asynchronous electric motors of the VA02-500 type with a capacity of 160 kW.

The expansion of oil production volumes in the fields over time led to an increase in energy consumption in this region, and accordingly, the existing power supply system could no longer withstand the growth of electrical loads. In this regard, the periodic commissioning of pumping units became problematic due to the prolonged and difficult starting moments of asynchronous electric motors, which in turn led to their shutdown by relay protection devices of automation. Pump units are presented in Fig. 1.1.

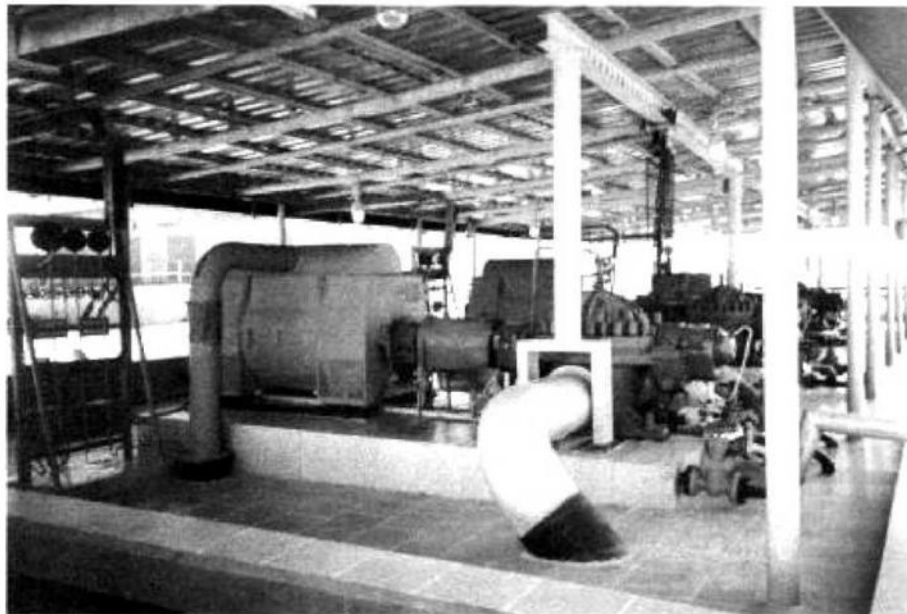


Figure 1.1 – Pumping units of the pumping station

Changing the oil pumping modes was done by outdated traditional methods, namely, by regulating the pressure at the outlet of the pumping station with a pressure regulator and using pump units with different impeller diameters. Maintaining a stable operating pressure at the outlet of the pumping station caused another problem - ensuring the tightness and proper technical condition of the pump seals, since in the internal cavity of the pump housing and in the section of the pressure pipeline, between the pump unit and the pressure regulator, the maximum operating pressure of the pump is constantly maintained within 2.8 MPa.

The operation of pumping units in such modes was accompanied by increased noise and vibration, which in turn reduced the overall reliability of the units, led to premature increased wear of components, both pumps and electric motors, and shortened the period between overhauls. The problem arose of improving and modernizing the pumping station taking into account modern achievements in science and technology, which requires the use of systems that allow smooth adjustment of the speed of electric motors in pumping and starting modes.

2.2 Ways and methods of solving energy saving problems at oil transportation pumping stations

Analysis of possible ways to manage oil flow at the NPS

1. With the help of throttling on exit.

Throttling pump widely used in the oil industry. At this manager latch is being installed on exit pump as shown on Fig. 1.2 .

At this method management managing latch changes pressure drop on latches and , thus , submission. IN result there is an increase steepness characteristics and, as a result , the displacement of the working points along the curve characteristics pump as shown on Fig. 1.3 .

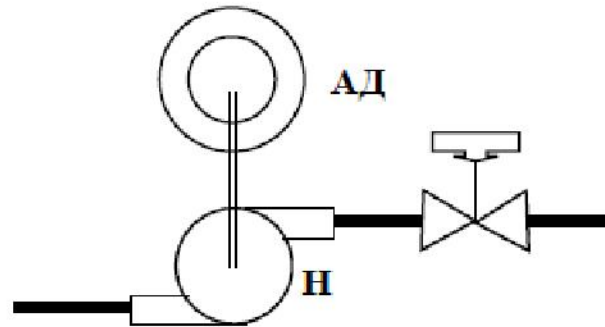


Figure 1.2 – Pump control using inlet throttling

Losses for inclusion in pipeline widely open latches usually consist of about 10% from others dynamic losses . This requires that, that pressure characteristic pump was above the estimated points for compensation for these losses .

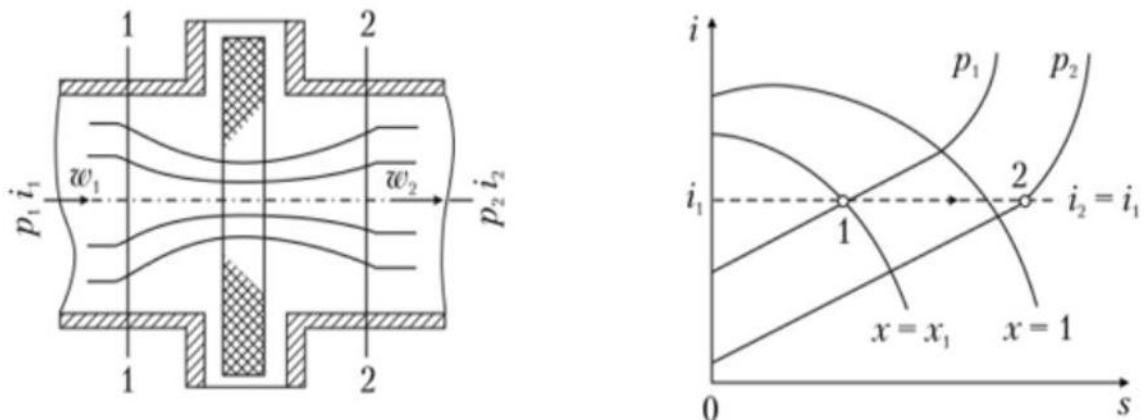


Figure 1.3 – Effect of throttling on network performance

THERE ARE some factors that it should be noted at this management method . Increased pressure drop caused by closing managing latches, is a loss energy (Fig. 1.4).

Useful pressure pump – H_s , however valid the pump head is equal to H_p . Therefore, the difference $(H_p - H_s)$ represents the energy lost due to throttling. This is only part of the total efficiency loss. Shifting the operating point also reduces the pump efficiency (Fig. 1.5). In this case, the pump efficiency decreases from 83% to 73%.

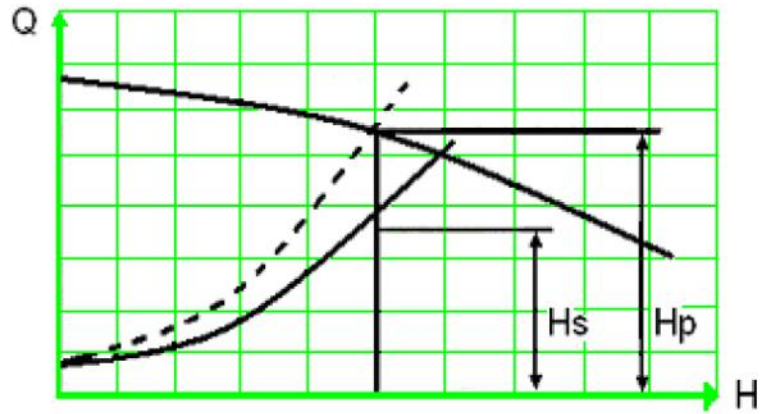


Figure 1.4 – Energy losses during throttling

The piping system in Fig. 1.1 is oversimplified. Pipes and valves are required to isolate and repair the control valve. Measures must also be taken to ensure a minimum flow through the pump to avoid vaporization of the liquid and damage to the pump. Hence the configuration for this type of control can be more complex. Typically, a complete system requires two control valves and the associated piping and instrumentation. The requirements for large flow systems are usually associated with economically selected pumps with “humped” characteristics, this creates similar difficulties whether or not frequency control is used.

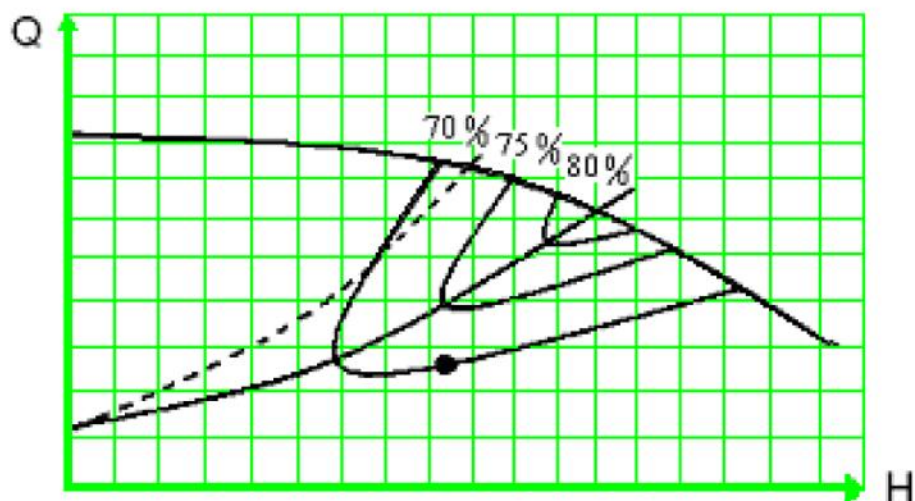


Figure 1.5 – Pump losses and efficiency when throttling is used

2. Pump flow control by changing the speed.

When speed variation is used to control pump flow, the pump characteristic curve moves up or down the network characteristic, as shown in Fig. 1.6.

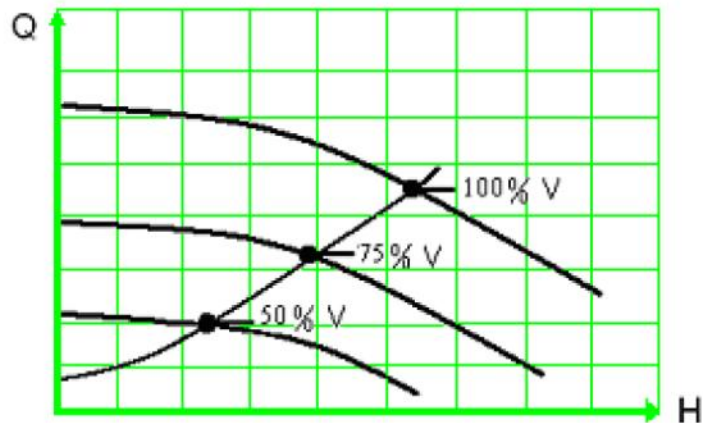


Figure 1.6 – Effect of speed control on pump performance

This method ensures sufficient energy input to obtain the required feed.

Unlike output throttling control, this control method is much more energy efficient. However, there are still several factors to consider when choosing this control method.

The effectiveness of this type of control depends very much on the characteristics of the pump and the network. The diagram shown in Fig. 1.6 is “idealistic” for the purpose of demonstrating the operating point. It is necessary to be aware of the effects of characteristics with different curve shapes, and how best to apply frequency control to these cases.

There are pump designs (axial, mixed type) that are not approximated by parabolic expressions, and some of them cannot be controlled by throttling. These are commonly found in deep well turbine pump designs. Speed control of such pumps is often inefficient.

May exist loss Efficiency in work pump, in a similar way as it happens when throttling pump, but in to a lesser extent.

Regulation of the operating modes of pumping units by changing the speed of the drive motors is currently possible, for example, by using the following types of equipment:

- hydraulic and electromagnetic clutches, for changing the pump shaft rotation frequency while maintaining a constant speed of the electric drive shaft;
- electronic controllers of the speed of the electric drive shaft and, accordingly, the speed of the pump shaft.

2.3 Analysis of frequency control systems for powerful electric drives, the task of creating special circuits

Having analyzed the solutions to similar problems in other industries, we gave preference to frequency regulation of the shaft speed of the electric drive of pumping units, since, according to preliminary calculations, this effectively solved a whole range of existing problems at relatively low costs. The choice in favor of the technology of using frequency-controlled electric drives was made due to the fact that this technology is the most cost-effective in the operation of main oil pipelines operating in variable technological modes of oil pumping.

The power consumed from the network when controlling the frequency converter is calculated by the formula:

$$R_{el\ pc} = P_{mech} / \eta_{engine} \eta_{pc}$$

where P_{mech} is the mechanical power on the shaft of the electric motor, equal to the useful power of the mechanism, η_{MEX} is the efficiency of the electric motor, $\eta_{\phi\psi}$ is the efficiency of the frequency converter.

When performing work on the implementation of frequency regulators, it is necessary to make maximum use of the main functions of the frequency converters used:

- soft start and braking of electric motors with adjustable speed;
- smooth adjustment or maintenance of electric drive parameters at a given level;
- energy recovery during braking (this ability is typical for frequency converters based on autonomous current inverters);
- reduction of forces in motor windings;

- current and torque limitation in dynamic operating modes;
- automatic restart (ASR) after a short-term power failure;
- fault diagnosis ;
- communication through interfaces with higher-level control and visualization systems;
- automatic regulation of the technological parameter using a built-in proportional -integral regulator.

Energy savings when using variable frequency drives

One of the main incentives for the use of variable frequency drives is the energy savings that can be achieved by their implementation [1,2]. This is due to the similarity laws that determine the operation of a centrifugal pump (or fan). These laws can be summarized as follows:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad (1.1)$$

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{(N_1)^2}{(N_2)^2}, \quad (1.2)$$

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{(N_1)^3}{(N_2)^3}, \quad (1.3)$$

where Q is the pump output flow m^3/s , H is the pump output pressure m ,
 P – input power on the pump shaft kW, N – pump rotation speed rpm.

From these formulas it is clear why energy saving is used as the main incentive for using variable frequency drives. If, for example, it is necessary to reduce the pump flow by 50% (and therefore the speed by 50%), it follows from formula (1.3) that the required input power is 12.5% of the power required at 100% speed. This means an energy saving of 87.5%.

However, this statement is not entirely correct , since equation (1.3) remains valid if no static head is required. In order to understand what is happening, it is necessary to build a basic model of the network and pump characteristics.

The energy requirement is proportional to the product of $H \cdot Q$, but the calculation also includes the drive efficiency (variable frequency drive and motor) and the pump efficiency, which are all functions of operating speed and power. There are publications that describe methods for compiling energy cost tables and also the rate of return for variable frequency drives.

In addition to energy savings and greater control accuracy when using variable frequency drives, there are a number of other operational advantages that you should pay attention to.

Reducing the effect of "water hammer"

Water hammer is a problem caused by a rapid drop in oil flow. These changes in flow create rapid pressure surges that can damage pipes or dislodge pipeline supports. Downstream devices, such as valves, can also be damaged.

Direct on line starting of pumps can cause these water hammer effects as it does not allow for a soft start of the pump. There are soft starters with reduced voltage that can take care of these types of problems. If a VFD is being considered for pump control, this can provide an additional advantage. A VFD allows the user to gradually increase the acceleration rate to the desired level while still developing full torque over the speed range, and also limits the starting current to no more than 100% of full load current or less. In some cases where large pumps are used in locations with weak power supplies, this may be the only possible way to start the pump set.

Reducing cavitation problems

Cavitation is a phenomenon that occurs when the static pressure drops below the vapor pressure of a liquid. (According to Bernoulli's theorem, where a liquid flows through resistance, the dynamic pressure increases and the static pressure decreases.) The result of cavitation is the formation of bubbles of liquid vapor, which then collapse downstream from the point of low static pressure. The collapsing vapor bubbles have a very high and concentrated impact force, which over time creates an effect on the surface similar to the action of a sandblast.

When the pump operates in this mode, destructive cavitation may occur, which depends on some pump parameters. Hydraulic Institute (ANSI/HI 9.6.1 - 1988) offers a method for determining the possibility of a destructive cavitation problem.

The calculation method is based on the definition of the critical "suction energy" (Suction Energy - SE) [3].

$$S_E = D_e \cdot n \cdot S \cdot s \cdot g . \quad (1.4)$$

where D_e – impeller diameter, in inches; n – pump speed, rpm; S – specific suction speed (Suction Specific Speed); sg . – specific gravity of the liquid.

Hydraulic standard The Institute defines when cavitation can cause problems for a centrifugal pump. It sets limits on the amount of suction energy, with $S_E = 160 \times 10$ when the amount of suction energy reaches significant values, and $S_E = 240 \times 10$ when the amount of suction energy begins to become unacceptably large.

It should be noted that in operating modes of pumping units, when the pump can reach a point with unacceptably high suction energy, reducing the unit's rotation speed will cause a decrease in suction energy in a quadratic relationship, which must be taken into account when designing the control system.

Reduced wear on seals and bearings

Reducing the pump speed reduces wear on seals and bearings. This can be seen by examining the Reliability Index (R.I.I. Index) (R_i) of the pump manufacturer [3]. In a particular case, R_i is defined as the product of three quantities.

$$R_i = F_R \times F_D \times F_Q , \quad (1.5)$$

where the value of F_R depends on the operating speed of the pump; the value of F_D depends on the diameter of the pump impeller; the value of F_Q depends on the flow rate.

According to the manufacturer, the value of $F_R = 0.2$ when the pump is operating at rated speed. If the pump is operating below rated speed, the value is taken to be 0.2 to 1 in proportion to the operating speed. For example, if the pump is designed to operate at a rated speed of 3000 rpm and is operating at 50% speed (1500 rpm) when using a VFD, then $F_R = 0.6$.

F_D depends on the pump speed and impeller diameter. This factor takes into account the forces acting on the bearings and seals due to uneven pressure distribution in the casing, and the forces arising from the interaction of the impeller blades with the pump output. Thus, if the pump has a trim range of 250 mm to 150 mm, then the value of $F_D = 1.0$ is taken, if the impeller is trimmed to 225 mm, from the optimal diameter, the indicator will fall according to the cubic law. At full diameter and full speed, $F_D = 0.015$, but when the speed is reduced to 50%, the value of $F_D = 0.5$.

F_Q , is a factor for taking into account the influence of the flow rate at the pump outlet on the efficiency of the pumping unit. When the efficiency changes from the maximum along the efficiency curve, when the flow is controlled by throttling, there is an increase in the level of vibrations in the bearings and seals, which reduces the reliability of the entire unit. The value of the factor decreases from $F_Q = 0.6$ to $F_Q = 0.45$.

Let us consider the effect of changing the reliability index R_i in the case when the pump operates at full rated speed and is throttled by the control valve at 50% of the rated flow, the impeller cut is 60% of the standard diameter. In this case, the pump efficiency is 62.5%, at the upper limit of the flow, the efficiency is 77%, $F_R = 0.2$, $F_D = 0.8$, $F_Q = 0.905$. Therefore, when throttled, the reliability index $R_i = 0.144$.

Under the same conditions, when VFD is used to reduce the flow to 50% by controlling the speed of the pump unit (flow is proportional to speed, there is no static pressure). $F_R = 0.6$, $F_D = 0.9$, $F_Q = 1.0$. And the reliability index is significantly higher $R_i = 0.54$.

That is, in the case of speed regulation, reliability increases by 3.75 times compared to the case of throttling.

Of course, the coefficients given here show the data of one of the pump manufacturers, based on experiments, and are given here as an example. When using a regulated electric drive of centrifugal pumps, in each specific case, to calculate the

reliability index, it is necessary to have data from the factories of the pump unit manufacturers.

The use of a variable frequency drive allows the use of digital communication to control the drive, transmit task signals and monitor drive system parameters, providing significant advantages in the operation of the system in oil transportation. This means not only more accurate control signals, but also the ability to monitor in real time such engine data as speed, power, current, voltage, system faults, thermal overload capabilities, outputs of various sensors in the system and the number of operating hours. Allows operators to closely monitor operation, look for faults, and use this data in software packages for better and trouble-free maintenance.

Leakage reduction

If it is possible to eliminate the control valves and associated piping, this could allow a significant reduction in leakage at the control valve seals and flanges. Using SOCME data for light liquids, leakage data for the control valve seals and flanges alone is about half a tonne per year.

At present, the use of VFDs in control systems for centrifugal pumps with load feedback has not been fully investigated. There are recommendations for setting up flow and pressure control loops using control valves, but there are no specific recommendations for setting up these loops when using VFDs as the final control element.

One of the main advantages of a VFD over a control valve is the elimination of the instability that the control valve introduces into the feedback loop. This instability is caused by the dead zone inherent in the frictional components of the control valve, such as the stem and seal. When a signal is applied to the valve, it begins to move with a time delay. This dead zone, due to friction, can be within 2% in new valves and increases over the life of the valve. Sometimes digital positioning systems are used to reduce the effect of the dead zone. However, if it is possible to use pump speed control to achieve the same control, the dead zone problem is eliminated.

There are issues to consider when using VFD in a closed loop control system. One of these is the response rate, the rate at which the pump can change speed in response to a given signal from the control system. The rate is determined by the moment of inertia of the pump-transmission-motor assembly, the inertia of the fluid column, and the excess torque available (more than is required to maintain the current speed under load). This sets the acceleration rate.

Recommended actions when setting up a closed loop control. Unacceptable noisy output signal from the distributed control system (DCS) to the VFD. The control loop may work well from a shielded DCS (which updates its data slowly), while the pump may accelerate (decelerate) to maintain the average flow. An oscillating control valve leads to leakage in the seals, and an oscillating high-power pump can cause bearing damage, seals and failure in the distribution system. This situation creates a negative effect. This is also a good argument for using digital network technology to transmit the drive command signal, instead of the noisy analog signal option, which gives an inaccurate speed command.

There are a number of examples of VFD applications in the oil industry. In addition to oil pumps, water injection pumps, reservoir pressure maintenance pumps, fan-cooled fins (for gas dehydrators), etc. [4,5,6]. Submersible electric pumps are characterized by a large length of power cable required to supply energy to the motor, both low-voltage (with step-down and step-up transformers) and high-voltage VFDs are used. There are also installations with piston pumps such as multiphase pumps and pumps with serial channels. In the case of multiphase pumps, the use of VFDs is indeed a necessary process requirement, since this pumping technology requires reliable speed control to operate at its optimum point. VFDs have previously been used in pipelines carrying various products - propane, ethane and ethylene. The main reasons for using VFD in these cases were energy savings (even when reducing speed by only 5%), reduced consumption costs, weak power supply (using the soft start capability).

The refining sector of the petroleum industry probably has the greatest potential for VFD flow control, but the number of installations in this sector is

currently insufficient. There are a few isolated examples in the literature where refineries and petrochemical plants have used VFD on a significant number of pumps and fans.

One of the well-known cases of using VFD in a far-off country is Exxon. Chemical at its Fawley complex in the UK. The rationale for implementing VFD (in order of priority) is - elimination of the control valve, increase in unit productivity, improvement in control quality, increase in reliability, energy savings. The powers of the engines used - in the range from 22 to 300 kW. VFD for centrifugal pumps are used in a feedback control system with an internal PID algorithm - regulation built into the drive. Typically, for centrifugal pumps, a speed change range of 30% is sufficient.

2.4 Research and development tasks for the electric drive system of pumping units

The above circumstances necessitate the implementation of a number of scientific research and development projects for more effective use of VFD in oil pumping stations in the conditions of the Republic of Kazakhstan.

Requirements for the structural diagram of the VFD

As a drive motor for the pumping unit when transporting oil, powerful high-voltage motors (6 and 10 kV) with a rotation speed of 3000 rpm in explosion-proof design of type 4AZMP and 5AZMV are usually used. The condition of electromagnetic compatibility of the frequency converter with serial motors is the first unconditional requirement for the frequency converter.

According to the diagram presented in Fig. 1.7, the output matching transformer, in addition to ensuring the connection of the low-voltage (660 V) converter and the high-voltage (6 and 10 kV) motor, is a voltage divider with respect to the inductance of the latter, reducing switching overvoltages.

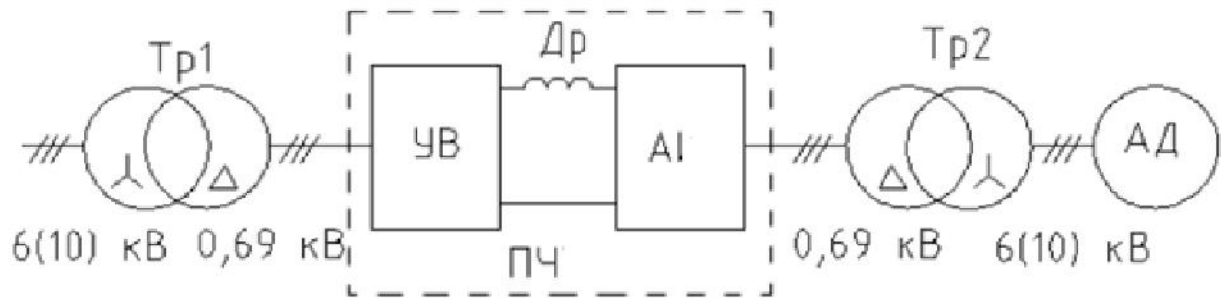


Figure 1.7 – Functional diagram of the frequency converter

The input step-down transformer is also fundamentally necessary not only for matching the voltage of the network and the inverter, current limitation in emergency modes, but also to ensure potential separation with the network under the conditions of limiting overvoltages relative to ground.

The aim of the work was to solve a set of theoretical problems related to the development of a refined method for analyzing electromagnetic processes in the AIS-AD system and recommendations for calculating power elements that allow creating a regulated electric drive for pumping stations with improved technical and economic indicators. At the same time, technical and economic indicators are understood as a set of indicators of purpose, manufacturability, weight-and-dimension indicators of reliability, ease of maintenance, energy, cost, etc.

To achieve this goal, research is required in three areas:

4. Determination of rational AIS schemes for constructing a frequency converter, taking into account the existing level of development of the power element base.
5. Analysis of electromagnetic processes of an autonomous current inverter in an asynchronous electric drive system and development of recommendations for calculating the parameters of power circuit elements.
6. Determining ways to improve inverters with AIS for promising AC electric drives.

After determining the rational scheme of the inverter with AIS for the electric drive and at a specific level of development of the element base, the only effective

means of improving technical and economic indicators is the development of refined methods for analyzing electromagnetic processes and calculating the optimal parameters of power elements based on them.

Frequency converter power circuit requirements

Frequency converters for powerful high-voltage motors of main pumps are expedient to be made on the basis of an autonomous current inverter. Such a combination with special control algorithms allows to provide practically sinusoidal output voltage of converters, that is, a high level of electromagnetic compatibility with the motor. Frequency converters based on AIS are produced by leading foreign companies: " Siemens ", Germany (series Simovert -A, Simovert -I), " Schorch ", Germany, "BM Elektronik ", Germany, " Transrech Drive systems Berlin », Germany, « Relience Elektrik ", Germany, " AsiRobicon ", Italy - USA (Silcovert H series), " Alstom ", France (ALSPA CDL8000 and ALSPA CDM8000 series), " Allen Bradley ", USA-Canada (Power series Flex), « Hill Graham Control ” (USA), EOS (Kharkiv , Ukraine) and ESTEL PLUS (Tallinn, Estonia). [8,9,10].

On the other hand, the use of converters based on autonomous voltage inverters with pulse-width modulation (PWM- design) in VFD main pumps leads to the presence of a lattice shape of the output voltage, which negatively affects the insulation of the motor (AD). In this case, the manufacturer of the converters usually offers the supply of "their" motor with reinforced insulation, which significantly increases the price of the entire VFD set and requires constructive coupling with the pump. In addition, a filter must be installed at the output of converters with such a voltage shape, the dimensions of which depend on the distance of the inverter from the motor (the "long line" effect). With a significant cable length between the converter and the motor on the NPS, a bulky output filter significantly reduces the efficiency of the entire installation.

High requirements for the reliability of the converter led to the need to find new approaches to the power semiconductor base of the converter. As a result, a new type of power thyristors with "soft" recovery - SRT (Soft Recovery Thyristors) [8]. In this device, based on electron and proton irradiation technology, a “soft” recovery

process is implemented, which ensures minimization of switching overvoltages when the thyristor is turned off and its high reliability.

Requirements for power transformers

For VFDs installed at oil pumping stations, it is essential to use dry transformers [12,13]. As for oil transformers, in addition to the general problems associated with installation and maintenance, they must be significantly removed for fire safety reasons, which increases the length of cables, increases the price of the entire installation and reduces the overall efficiency.

The only advantage of oil transformers over dry ones until recently was the possibility of installing them outside the room (or outside the container). However, the company "ABB Transformatoren" GmbH (Germany) according to the technical specifications of NPP "EOS" developed a series of transformers in the "outdoor" version (for outdoor installation) with a degree of protection IPX4D and a special design of power buses, structurally connected to the PCTE converters in the container. In this case, high voltage (6 or 10 kV) is not introduced into the container, which significantly simplifies operation for service personnel. In this case, the input and output transformers are made with different values of the short-circuit voltage U_k , the value of which is set by the developers of the converter [15,16].

To assess the electromagnetic compatibility of the converter with a serial engine, we will perform calculations that characterize the quality of the output voltage of frequency converters of the PCHTE. As an example, we will consider a VFD based on a 5AZMV engine with a capacity of 3150 kW and a voltage of 10 kV.

The initial data for the calculation are the engine parameters: $\cos \varphi = 0.91$ (according to passport data) and $X'_i = 0.182$, where X'_i is the transient inductive resistance, expressed in relative units. The nominal motor resistance is taken as the basis. In this case:

$$X'_1 = X_1 - \frac{X'_0}{X_2} = X_1 - X'_0 \quad (1.6)$$

Engine parameters can be calculated using the following expressions:

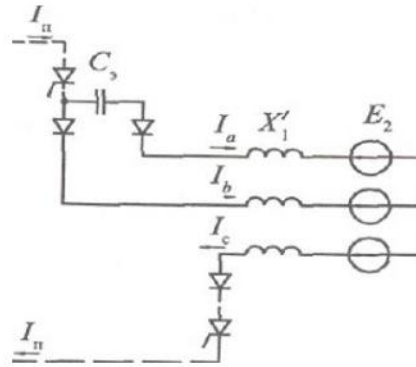


Figure 1.10 – Equivalent converter system

These quantities are described by the following expressions:

$$U_{Cm} = \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\gamma\right) + \frac{\sqrt{2X_{Kz}}}{X'_0} \sqrt{X_{Cs}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}; \quad (1.9)$$

$$U_{Cm\dot{m}\dot{d}} = \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\gamma - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2X_{Kz}}}{X'_0} \sqrt{X_{Cs}} \frac{\pi}{6} \frac{1}{\cos\theta}, \quad (1.10)$$

Expressions (1.9) and (1.10) are written in relative units, the amplitude of the motor linear voltage, reduced to the output of the inverter, is taken as the base value. These expressions allow us to determine the voltages at the rated load of the motor ($f = 50 \text{ Hz}$, $I = I_{\text{nom}}$, $U = U_{\text{nom}}$). To determine the voltage values at any point in the frequency range, we take into account that the regulation in the frequency converters of the frequency converter is carried out according to a special regulation law - with the maintenance of the constancy of the absolute rotor slip. Regulation according to a special law is the second factor, together with the optimal parameters of the inverter power circuit, which ensures high quality of the converter output voltage.

Fig. 1.11 shows the corresponding dependencies in relative units, from which it follows that in the main range of regulation of the pumping unit the voltage of the second peak $U_{\text{dv.dop}}$ is the determining factor.

The analysis of the dependencies in Fig. 1.11 shows:

- absolute excess of the peak value over the amplitude of the permissible line voltage at 100% VFD power load – no more than 5%;

- at frequencies below 49 Hz , switching peaks do not exceed the amplitude of the line voltage;
- the leading edge of the switching peak is “soft” (Fig. 1.9) with a duration of approximately 20 °.

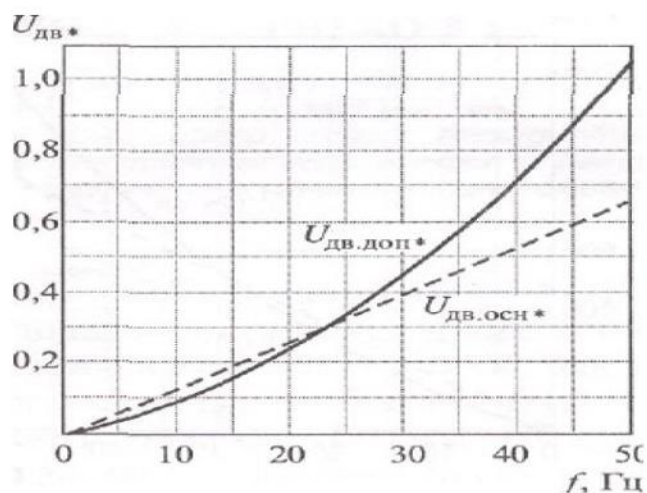


Figure 1.11 – Voltage vs. Frequency

In Fig. 1.12 the voltage on the switching capacitor is calculated according to expressions (1.11) and (1.12). The decisive value is $U_{Cmдop}$, which reaches 1200 V at $f=50$ Hz and determines the choice of elements of the inverter power circuit (thyristors, diodes, capacitors).

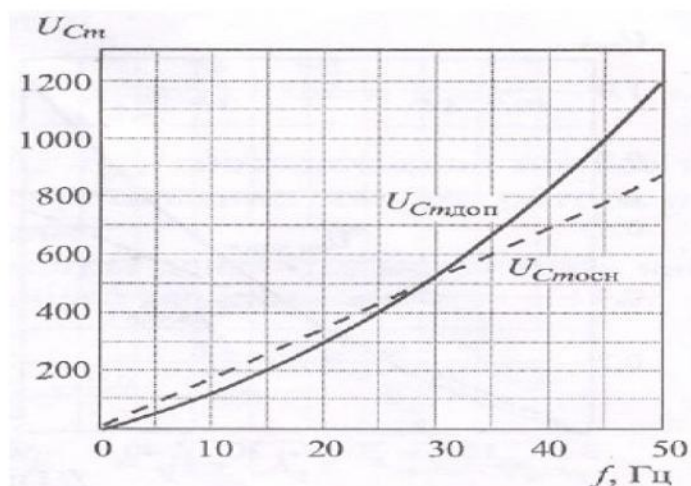


Figure 1.12 – Voltage level on the elements of the power circuit

The above calculations show the high quality of the output voltage of the PCTE converters, which ensures the possibility of using serial motors for VFD of main oil pumps.

The use of frequency converters to control electric motors of main pumping units significantly improves the technological operation mode of the pump.

So, when the engine is directly connected to the 50 Hz network and the pressure at the station outlet, maintained by the pressure regulator (PR), is 16 kg/cm, the pressure at the pump outlet is 29-31 kg/cm (depending on the oil level in the tank), i.e. the pressure drop at the PR is 13-15 kg/cm.

When the engine is operated by a frequency converter, the pressure at the station outlet is determined by the engine speed; the PT does not work, i.e. the pressures at the pump outlet and at the station outlet are equal, there is no pressure drop in the PT. Thus, the maximum pressure in the station system is reduced (in this example from 31 to 16 kg/cm), which significantly reduces equipment wear. In addition, the smooth acceleration of the pump when operating from a frequency converter eliminates hydraulic shocks when starting the main pumping unit, which also has a positive effect on the period of trouble-free operation of the equipment.

When starting the main pumping unit from the inverter, there is no surge in the starting current of the motor (the starting current is 50% of the rated motor current, while the starting current during direct start from a 50 Hz network is 5-7 rated motor current values), which significantly reduces wear on the motor and the starting equipment of the station.

At a minimum oil level in the tank (less than 150 cm) and nominal pressure at the station outlet when the main pump unit is operating without a backup pump unit, the main pump operation mode is not disturbed, as evidenced by the absence of extraneous noise and reduced vibration. Thus, the use of a frequency converter allows us to consider the issue of switching off the backup pump unit. Expected reduction in vibrations when using VFD (3-5 times).

When the pump unit is operated from a frequency converter, the electricity savings compared to directly connecting the motor to the 50 Hz network will be at least 40%.

Promising schemes of autonomous current inverters for powerful frequency converters

Despite the intensive development of power semiconductor technology, the production of powerful (over 1000 kW) frequency converters for asynchronous high-voltage electric drives has been mastered by a fairly small number of the world's largest leaders in this area. The significant engineering and technical reserve obtained by companies in the production of frequency converters based on low and medium-power voltage inverters can be used to create powerful converters to a rather limited extent [18,19].

AIS circuits with three-stage switching are circuits with switching capacitors cut off from the load. However, to emphasize the significant complication of the circuit and the emergence of new switching stages when introducing a reverse diode bridge, these inverters are allocated to a separate classification group. The presence of a group switching node does not allow cutting off capacitors from the load, which significantly changes the nature of electromagnetic processes. Comparison of different inverters to determine a rational AIS circuit can be carried out on the basis of specific analysis methods. In this regard, it is advisable to perform this comparison after considering existing methods.

Known problems of electromagnetic compatibility of converters of this class, the power supply network (high content of higher harmonics in the network current due to the operation of the rectifier on the capacitive filter) with the drive induction motor (due to the "lattice" shape of the output voltage of the PWM inverter, which exacerbates the problems of the "long line"), imply the mandatory presence of input and output LC filters, which actually turns the classic two-link circuit into a four-link one .

Most common options with using parallel connection low-voltage (0.4kV) converters and coordinating incoming and output transformers (Fig. 1.14), since the lines high-voltage schemes even when using high-voltage IGBT modules and transition to three-level inverters allow get valve part on voltage no more than 3 - 4kV at ordinary voltage powerful asynchronous motors 6kV [24].

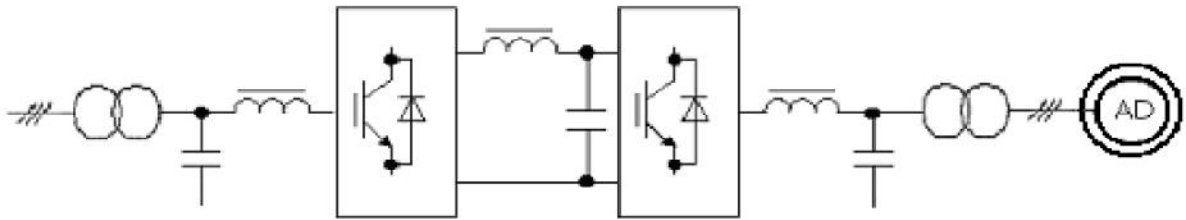


Figure 1.14 – Frequency converter – AIN

It should be especially emphasized that the desire to improve the shape of the network current leads to the need to build a rectifier in the form of a fully controlled IGBT bridge, which is accordingly reflected in the price of the converter. It is obvious that in this case the increase in the price of the entire set of equipment occurs due to the use of a network transformer with a large number of secondary windings. The above circumstances explain the predominant distribution in the area of high power frequency converters based on autonomous current inverters. As an inverter itself, as a rule, two schemes are offered: a current inverter on single-operation thyristors with cut-off diodes (Fig. 1.15) and a parallel current inverter on double-operation thyristors (Fig. 1.16).

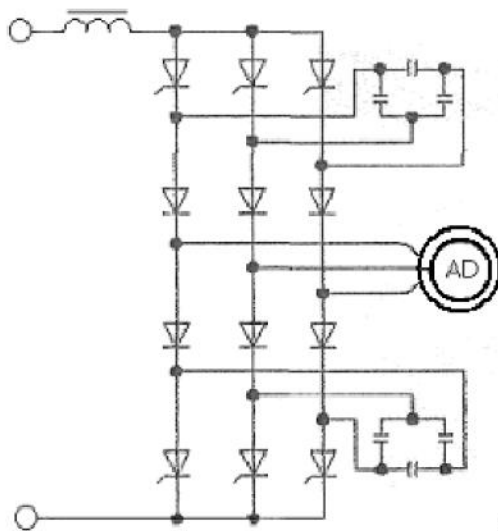


Figure 1.15 – IF – AIS with VD

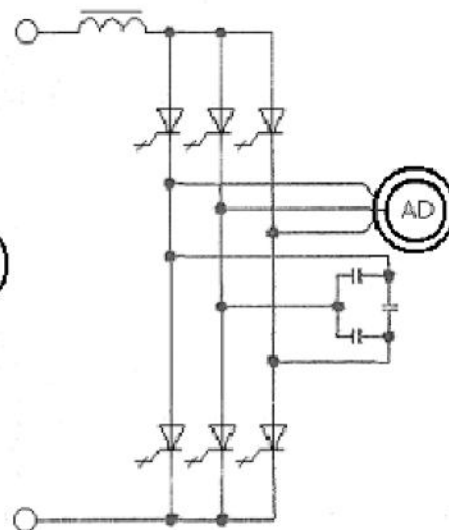


Figure 1.16 – IF with parallel AIS

This scheme occupies an intermediate position between the two above-mentioned ones, however, in our opinion, it loses to the first of them in complexity,

and the second in the harmonic composition of the output current. Therefore, two basic schemes will be subjected to further comparison - Fig. 1.15 and Fig. 1.16. The principle of operation of the scheme in Fig. 1.15 is well known. This is a scheme with two-stage switching, which differs from a parallel inverter by the presence of cut-off diodes that prevent the existence of constant oscillatory circuits between the capacitors and the load inductances (asynchronous motor).

Scheme in Fig. 1.16 there are classical parallel inverter, I'm in to his/her traditional variant (on ordinary thyristors) bad suitable for works on asynchronous engine.

The circuit is operational using a special "shoot-through" algorithm (through-shortening of the inverter arm). The principle feasibility of this algorithm in an autonomous current inverter due to the presence of a smoothing choke with a large inductance has been obvious for a long time and was mentioned as a variant of the PWM algorithm, for example, in the works of scientists from Siemens, but in combination with a power circuit on lockable thyristors, this algorithm was first proposed by the developers of Hitachi [14].

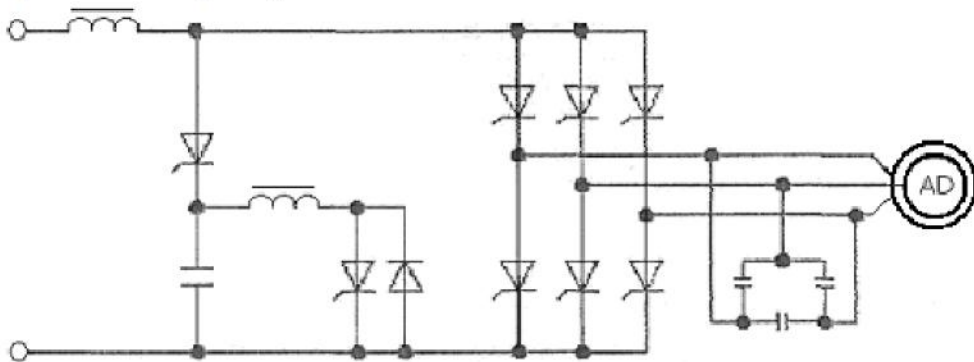


Figure 1.17 – PF – AIS with diverter

Thus, in most technical parameters, the circuit in Fig. 1.16 loses to the circuit in Fig. 1.15. Therefore, the argument about improving the harmonic composition of the output current and voltage is usually given as the main advantage of an inverter based on GTO thyristors with PWM modulation.

However, for powerful converters, in which at least two converter modules are connected in parallel, the transition to a twelve-pulse circuit on the motor side is just as advisable as on the network side.

For such a scheme (Fig. 1.18), the value of the coefficient K_i will be of the order of 0.99, i.e. comparable to the value of K_i for the scheme in Fig. 1.16.

The distortion of the output voltage waveform in a current inverter is usually estimated by the value of the coefficient $K_u = U_{cm} I \cdot \sqrt{3} \cdot U_{\text{phase}}$, which characterizes the amplitude of the switching overvoltage in relation to the amplitude of the motor line voltage. For the circuit in Figure 1.16, the value $K_i = 1.15$ is usually given, for six-pulse circuits of current inverters in Figure 1.15, the real value of the coefficient $K_u = 1.15-1.2$.

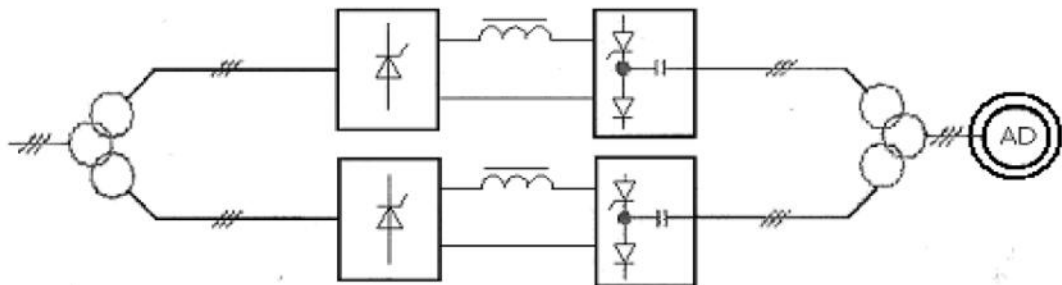


Figure 1.18 – 12 -pulse IF – AIS with VD

Twelve-pulse scheme inverter current from cutting off diodes, in which are managed with a shift 30° , allows additional optimize as size capacitance of the capacitors, and the value switching overvoltages.

It is known that at management two bridges with a shift at 30° , i.e. at non-overlapping commutations, total capacitance two bridges in such a scheme can be reduced twice as much as one by bridge the same total power at maintaining the same amplitudes switching overvoltage. Present fact it becomes obvious, if written down expressions for voltage U_{cm} in the case of one inverter current, working with current L_d , and two that work without overlap commutations with current $L_d / 2$:

$$U_{cm} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\theta + I_d \cdot \sqrt{\frac{2L}{C}}, \quad (1.15)$$

$$U_{cm1} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{2L}{C_1}}, \quad (1.16)$$

$$U_{cm2} = \sqrt{3} \cdot E_2 \cdot \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{2L}{C_2}}, \quad (1.17)$$

Neglecting the difference in the arguments of the "cos" function, we get the opportunity to reduce the capacitance of each module by a factor of 4, and the total capacitance by a factor of 2. The energy meaning of this fact is that with two non-overlapping switchings, only half of the energy is discharged into the capacitors, and the other half is accumulated by the source circuit of the second bridge.

Let's consider how expedient it is to make the most of the possibility of reducing the capacitance by a factor of 4 for each bridge. To do this, let's turn to the general criteria for selecting the capacitance for a current inverter circuit with clipping diodes.

Figure 1.19 shows curves that correspond to two criteria for selecting capacity.

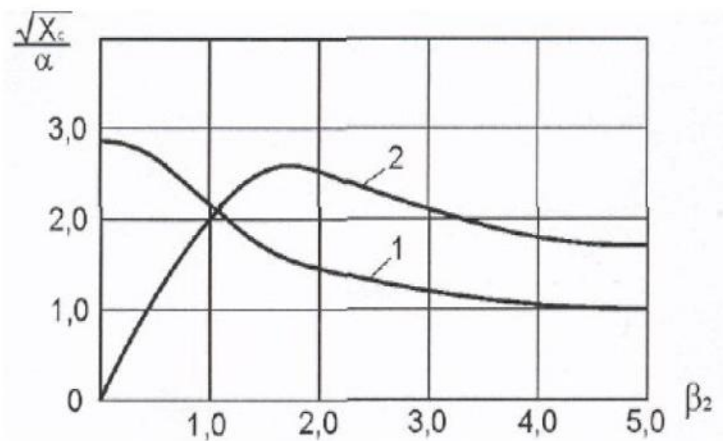


Figure 1.19 – Curves that meet two capacity selection criteria

Curve 1 corresponds to the maximum possible capacitance value at which the condition of completion of switching processes is met.

$$\lambda + \gamma \leq \frac{2\pi}{3} \quad (1.18)$$

$$\lambda = \frac{2\sqrt{3}E_2 \cos\theta + I_d \sqrt{2X_1^1 \cdot X_c}}{I_d} \cdot C_{\exists} \cdot \alpha \cdot \omega_H = \quad (1.19)$$

$$= \frac{\pi}{12} \cdot \frac{X_0^2}{X_2} \cdot \cos^2\theta \cdot \left(\frac{\alpha}{\sqrt{X_c}}\right)^2 + \frac{\alpha}{\sqrt{X_c}} \cdot \sqrt{2X_1^1},$$

$$\gamma = \frac{\alpha}{\sqrt{X_c}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2X_1^1}. \quad (1.20)$$

The resulting expression obtained from (1.18), according to which curve 1 is constructed, has the form (1.21)

$$\frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} > \frac{3}{4\pi} \cdot \left[\sqrt{\left(1 + \frac{\pi}{2}\right)^2 \cdot 2X_1^1 + 32 \frac{X_0^2}{X_2} \cdot \frac{1}{1 + \beta_2^2}} + \left(1 + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{2X_1^1} \right]. \quad (1.21)$$

Curve 1 built for the following typical engine parameters expressed in relative units: $X_1^1=0.2$; $X_0^2/X_2=3.25$ (at $\cos\phi_{fn.dvig}=0.88$).

Provided existence any mode – from idle speed to current overload – value marginal containers should be chosen in size $\sqrt{X_c}/\alpha = 2,855$ (при $\beta_2=0$).

At such a choice containers provided ordinary coefficient value switching overvoltage , which was indicated above.

Expression for coefficient K_E maybe recorded in the form of:

$$K_E = \frac{U_{cm}}{\sqrt{3}E_2} = \cos\theta + \frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} \cdot \frac{\sqrt{2X_1^1} \cdot X_2}{X_0^2} \cdot \frac{\pi}{6} \cdot \frac{1}{\cos\theta}. \quad (1.22)$$

If we assume $K_E=0$, then we obtain the expression by which curve 2 is constructed.

$$\frac{\sqrt{X_c}}{\alpha} = \frac{6X_0^2 \cdot (1 - \cos\theta) \cdot \cos\theta}{\pi \cdot X_2 \cdot \sqrt{2X_1^1}} = \frac{6X_0^2}{\pi \cdot X_2 \cdot \sqrt{2X_1^1}} \cdot \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_2^2}} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \beta_2^2}}. \quad (1.23)$$

The selection of capacitance according to criterion (1.23) characterizes the absence of switching overvoltages . It is obvious that when choosing according to this criterion, one should be guided by the values $\sqrt{X_c}/\alpha = 2,455$ (при $\beta_2 = 1,73$).

Thus, in a two-bridge converter with non-overlapping commutations, an almost twofold reduction in the total number of capacitors can be achieved with absolute minimization of switching overvoltages .

In practice, it is advisable to choose a capacitance slightly smaller than that according to curve 2. The principles of capacitor selection outlined above were implemented in the design of a number of powerful frequency converters of the PCTE type based on autonomous current inverters with clipping diodes.

The use of frequency converters to control electric motors of main pumping units will significantly improve the technological operation mode of the pump. Thus, when the motor is directly connected to the 50 Hz network and the pressure at the station outlet, which is maintained by the pressure regulator, is 16 kg/cm, the pressure at the pump outlet is 29-31 kg/cm (depending on the oil level in the tank), i.e. the pressure drop at the RT is 13-15 kg/cm.

When the engine is operated by a frequency converter, the pressure at the station outlet will be determined by the engine speed; the RS does not work, i.e. the pressures at the pump outlet and at the station outlet will be equal, there is no pressure drop in the RS. Thus, the maximum pressure in the station system is reduced (in our case from 31 to 16 kg/cm), which significantly reduces equipment wear. In addition, the smooth acceleration of the pump when operating from a frequency converter eliminates hydraulic shocks when starting the main pumping unit, which also has a positive effect on the term of trouble-free operation.

When starting the main pumping unit from the inverter, there are no surges in the starting current of the motor (the starting current will be approximately 50% of the rated motor current, while the starting current during direct start from a 50 Hz network is 5-7 of the rated motor current), which significantly reduces wear on the motor and the starting equipment of the station.

At a minimum oil level in the tank (less than 150 cm) and nominal pressure at the station outlet, the operation of the main pumping unit without a booster pumping unit will not disrupt the general operating mode, which will ensure the absence of extraneous noise and reduced vibration. Thus, the use of a frequency converter will allow us to consider the issue of switching off the booster pumping unit.

When operating the pump unit from a frequency converter, the expected electricity savings compared to directly connecting the motor to a 50 Hz network will be at least 40%.

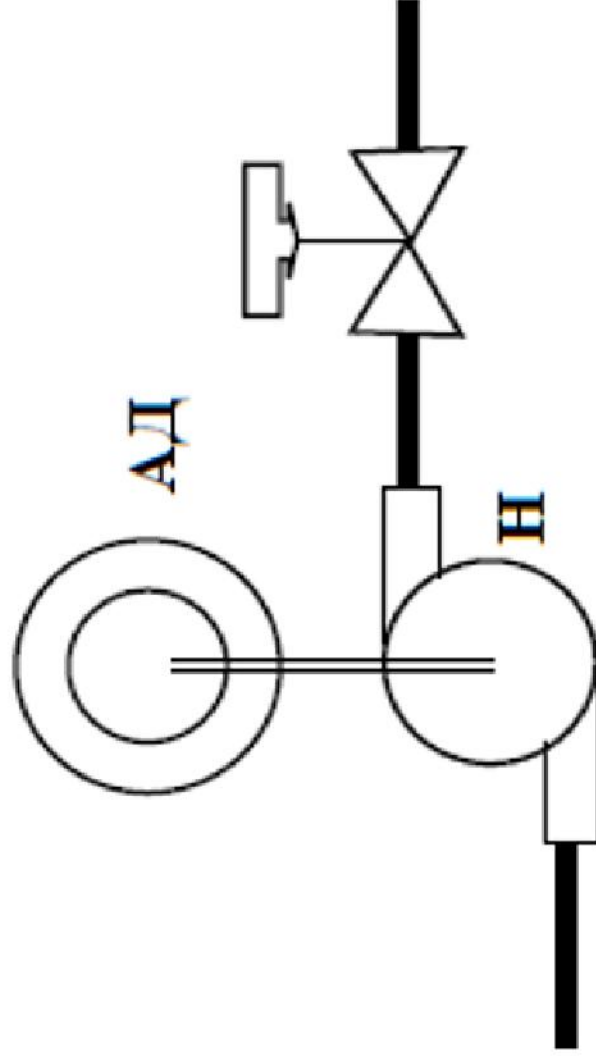
A comparison of frequency converters implemented on different element bases, including on locking thyristors, was carried out. The main advantages and disadvantages of different schemes were identified, and an AIS system with a VD based on thyristors with "soft" recovery turned out to be an acceptable system for controlling the performance of NPS pumping units.

Способи та методи вирішення проблем 1

енергозбереження на насосних станціях

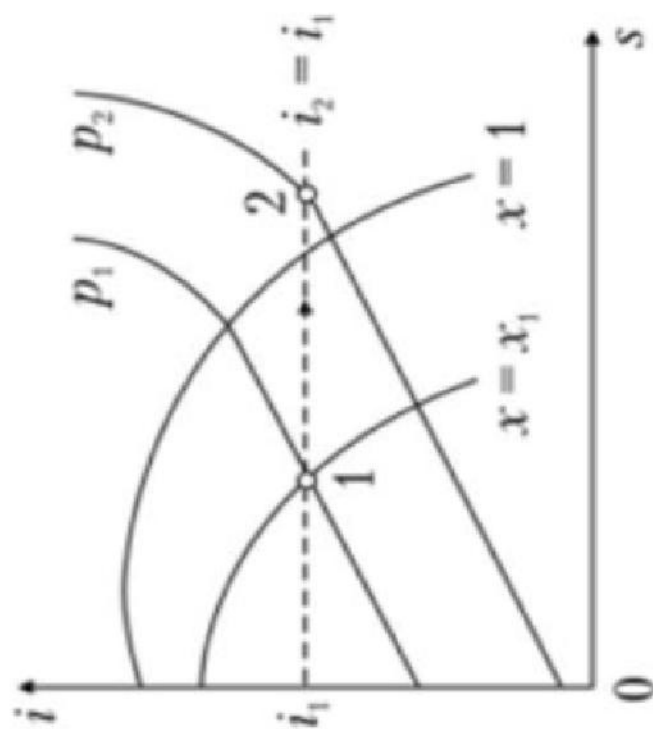
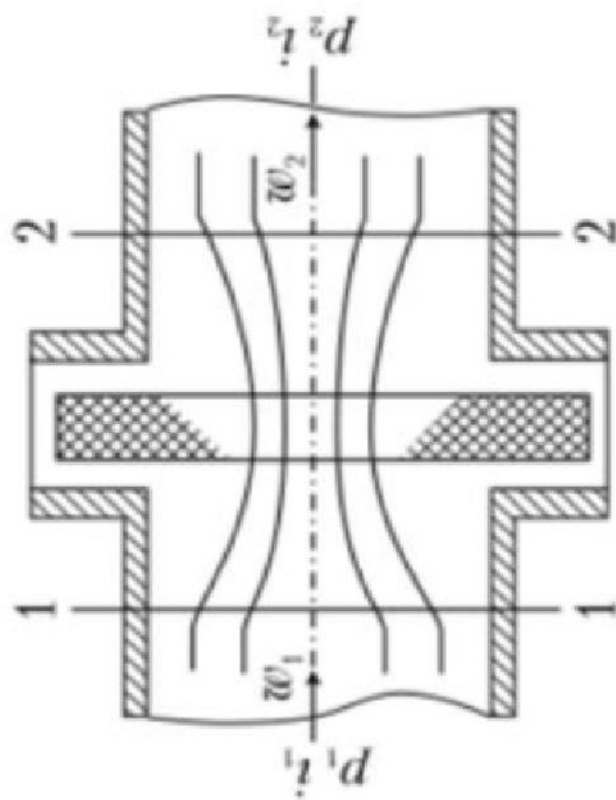
транспортування нафти за допомогою

Дроселювання на виході



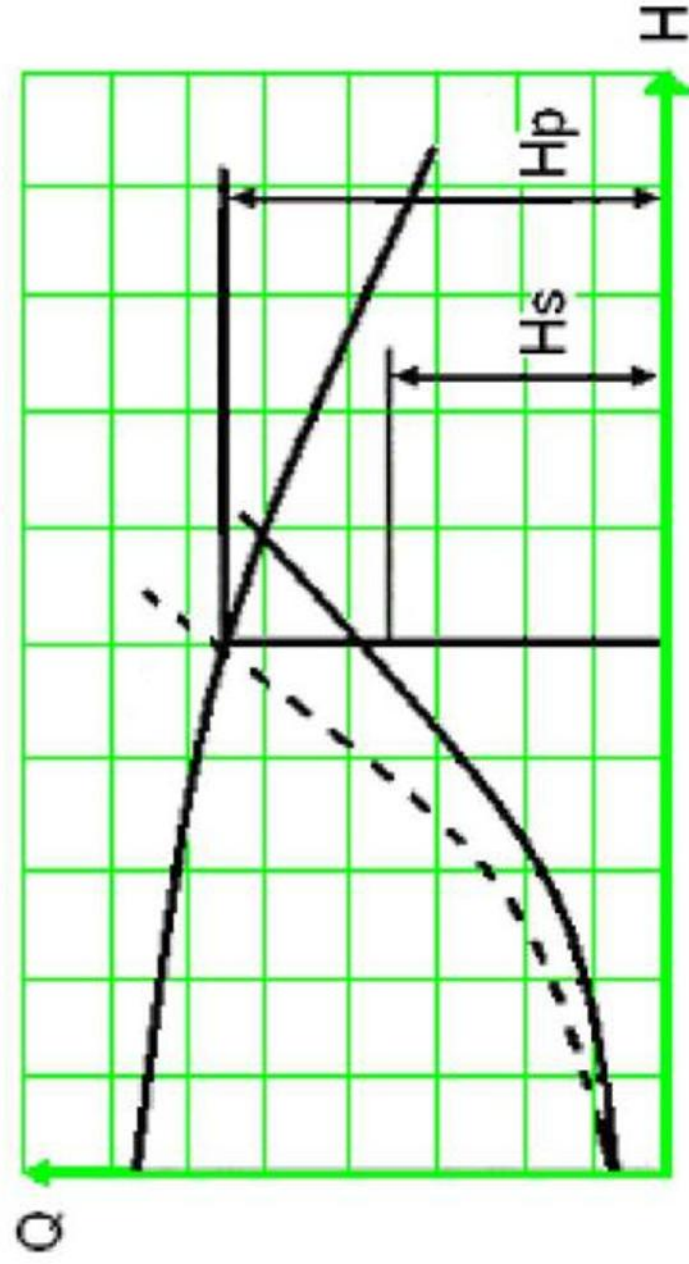
Дроселювання насоса широко використовується в нафтовій промисловості. При цьому керуюча засувка встановлюється на виході насоса

Вплив дроселювання на характеристику мережі



Втрати на включення в трубопровід широко відкритої засувки зазвичай складають близько 10% від інших динамічних втрат. Це вимагає того, щоб напірна характеристика насоса була вище розрахункової точки для компенсації цих втрат.

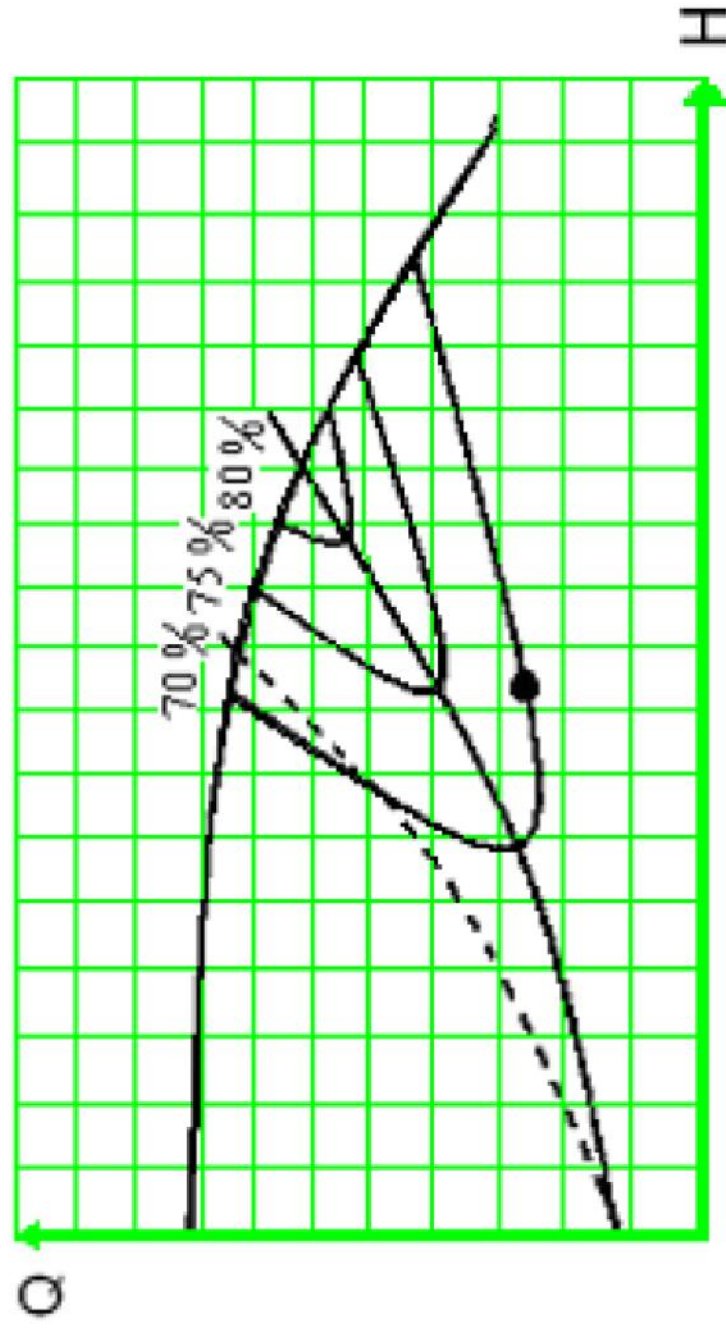
Втрати енергії при дроселюванні 3



При цьому методі управління керуюча засувка змінює падіння тиску i , таким чином, подачу. В результаті відбувається збільшення крутизни характеристики i , внаслідок цього, зсув робочої точки по кривій характеристики насоса

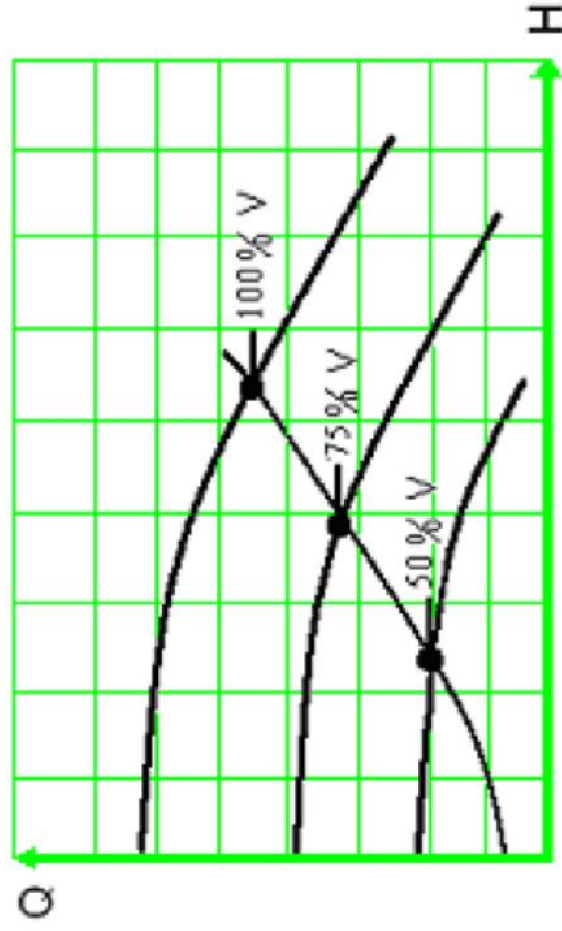
Втрати і ККД насоса при використанні дроселювання

4



Зміщення робочої точки також знижує ККД насоса.
У цьому випадку ККД насоса знижується з 83% до 73%.

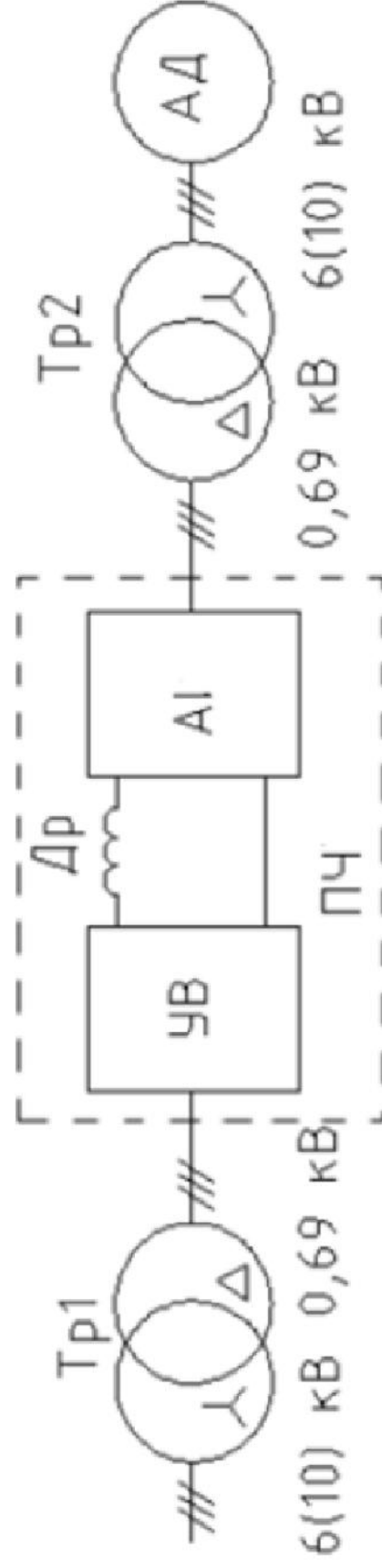
Управління подачею насоса за допомогою зміни швидкості 5



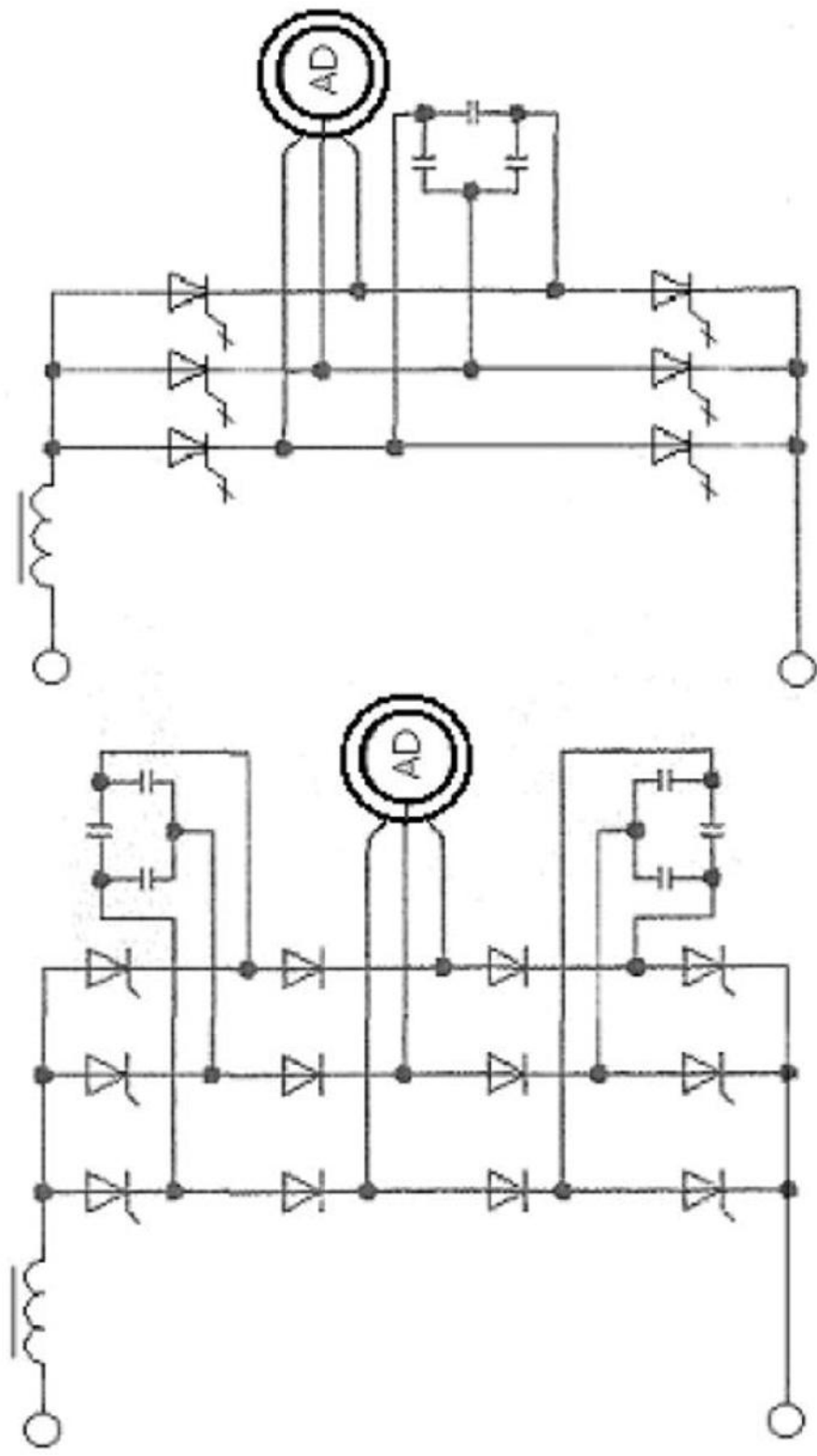
Вплив управління швидкістю на характеристику насоса

Коли використовується зміна швидкості для управління подачею насоса, крива характеристики насоса рухається вгору або вниз по характеристиці мережі. Цей метод забезпечує достатнє підведення енергії для отримання необхідної подачі. На відміну від управління за допомогою дроселювання на виході, цей метод управління є набагато більш енергоефективним.

6 Функціональна схема перетворювача частоти



Відповідно до представленної схеми, вихідний узгоджувальний трансформатор, крім забезпечення сполучення низьковольтного (660 В) перетворювача і високовольтного (6 і 10 кВ) двигуна, є дільником напруги по відношенню до індуктивності останнього, зменшує комутаційні перенапруги.



Перетворювач частоти – автономний інвертор струму (AIC) з відсікаючими діодами

Перетворювач частоти з паралельним AIC

Структура силової схеми інвертора

8

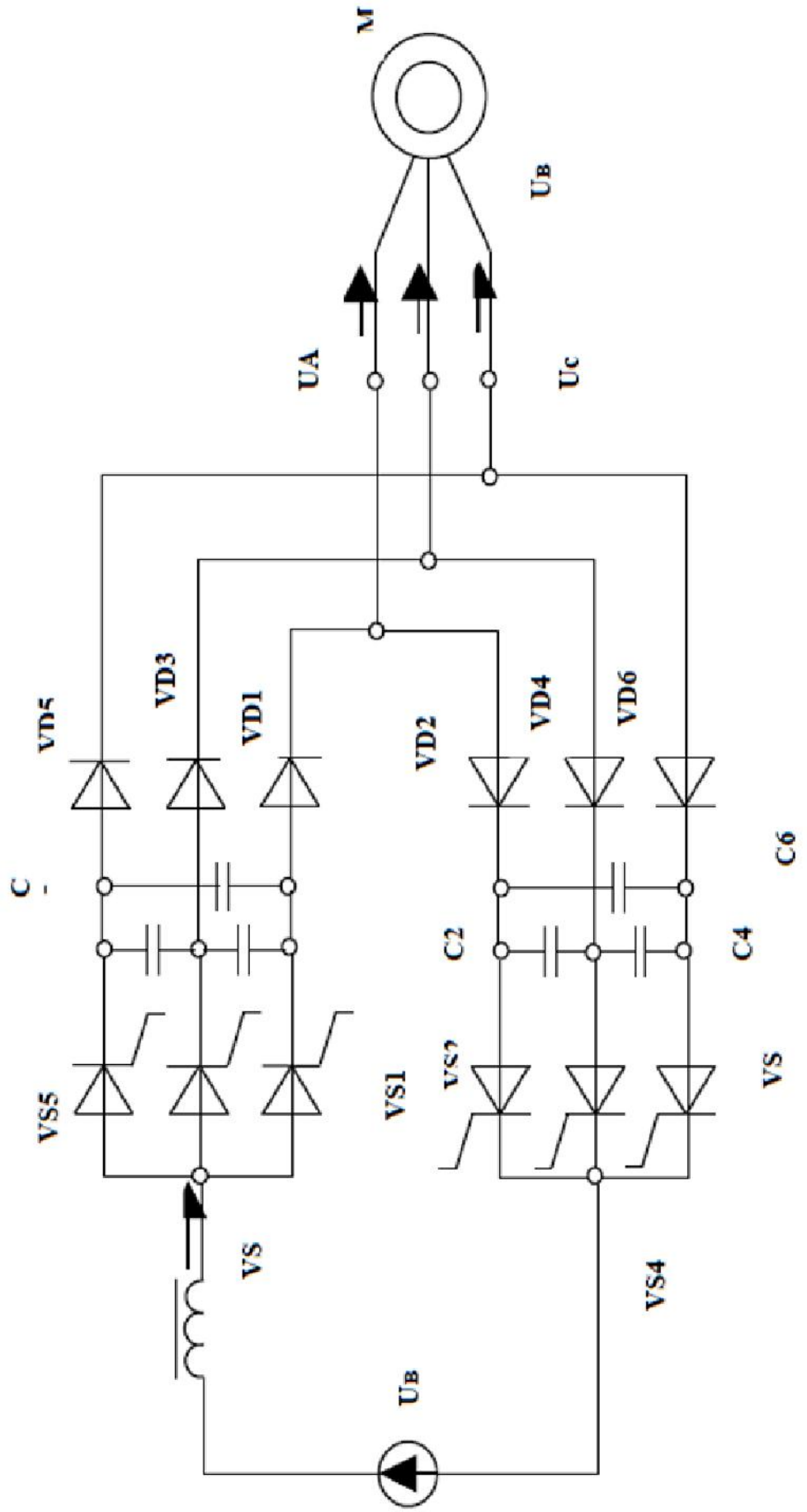
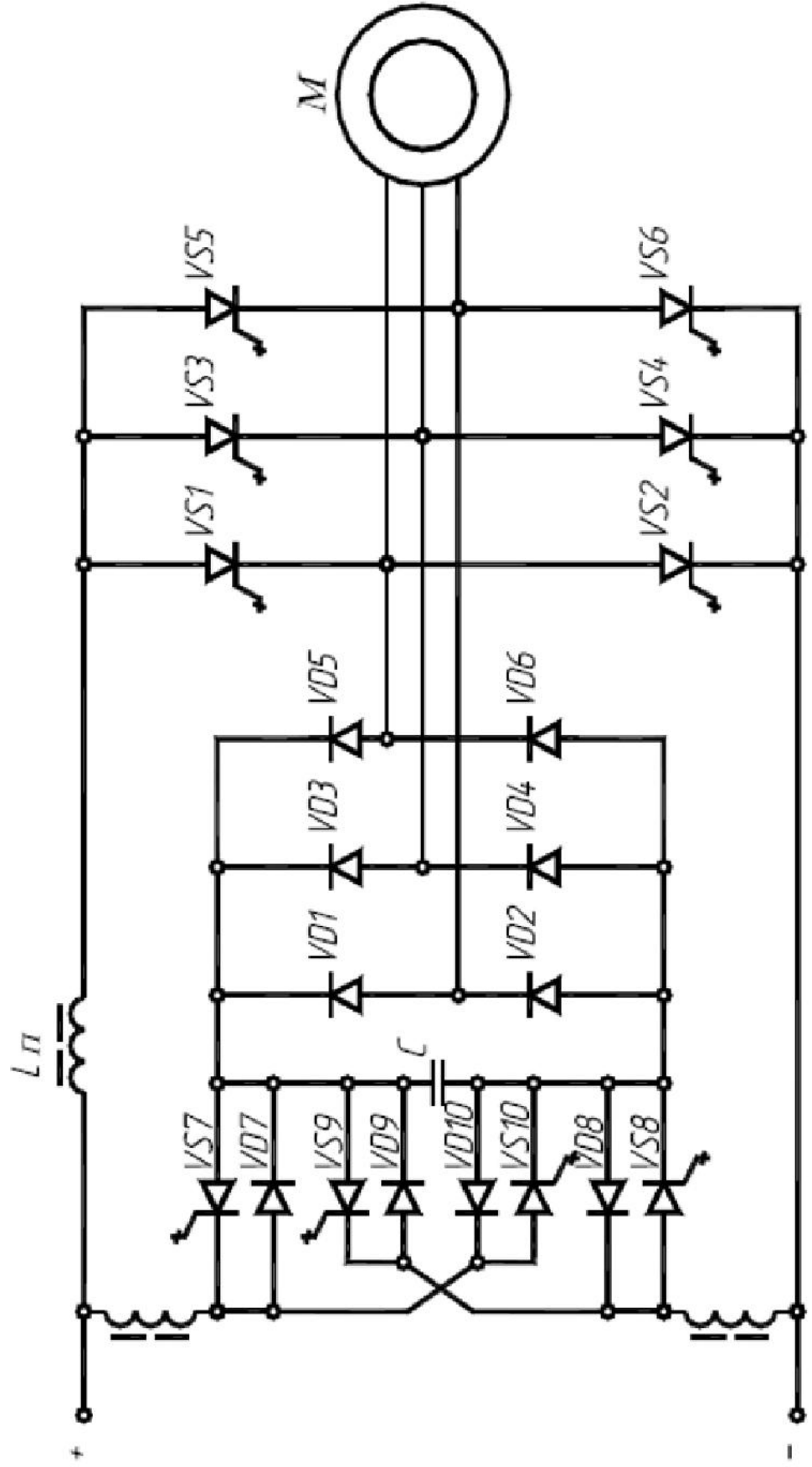


Схема автономного інвертора струму 9



Висновки

Основні висновки і результати роботи зводяться до наступного:

1. На основі проведених досліджень електроприводів насосної станції і порівняльних аналізів існуючих систем запропоновані найбільш прийнятні типи частотного регулювання відцентрових насосів на основі АІС з ВД-АД.
2. Розроблено уточнені математичні моделі системи АІС з ВД-АД з використанням повної системи диференціальних рівнянь двигуна, що враховують пульсації вхідного струму інвертора і додаткове відкривання відтинаючих діодів.
3. На базі розроблених математичних моделей електромагнітних процесів в АІС з ВД зроблено висновок про можливість поліпшення техніко-економічних показників ПЧ шляхом оптимізації параметрів основних елементів силової схеми інвертора.