

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і робототехніки
(повне найменування інституту, назва факультету (відділення))

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

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр
(ступінь вищої освіти)

на тему **Модернізація електроприводу насосного агрегату випарної установки на Ланнівському цукровому заводі**

Виконав: студент б курсу, групи 601МЕ
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Чистота А.О.
(прізвище та ініціали)

Керівник Єрмілова Н.В.
(прізвище та ініціали)

Рецензент: Свінцицький С.В.
(прізвище та ініціали)

Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»

Інститут Навчально-науковий інститут інформаційних технологій і
робототехніки

Кафедра Автоматики, електроніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти Магістр

Спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри
автоматики, електроніки та
телекомунікацій

_____ О.В. Шефер
“ ____ ” _____ 2022 р.

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ
Чистоті Андрію Олеговичу

1. Тема проекту (роботи) **«Модернізація електроприводу насосного агрегату випарної установки на Ланнівському цукровому заводі»**
керівник проекту (роботи) **Єрмілова Наталія Василівна, к.т.н., доцент**
затверджена наказом вищого навчального закладу від “12” 08 2022 року № 544 фа
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 07.12.2022 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи) Технологічна документація на роботу випарювача соку. Продуктивність установки - 160 л/год. Завдана температура цукрового розчину - $(135\pm 2)^\circ\text{C}$. Забезпечити перерегулювання у межах 20 %, час регулювання не більше 1 сек., запас стійкості по фазі 60° .
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Описання роботи технологічної лінії випарювання соку. Аналіз недоліків електроприводу і постановка задачі на магістерську роботу. Розрахунок потужності та вибір типу електропривода. Розроблення системи керування електроприводом

насоса. Розрахунок елементів схеми. Модернізація засобів автоматизації. Синтез системи автоматичного керування. Математичне моделювання. Дослідження перехідних процесів. Визначення якості та стійкості системи автоматичного керування. Висновки по роботі.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):

- 1) технологічний процес випарювання соку;
- 2) структурна схема електропривода насоса;
- 3) функціональна схема електропривода насоса;
- 4) принципова схема електропривода насоса;
- 5) функціональна схема системи автоматизації;
- 6) структурна схема САК;
- 7) графіки визначення стійкості та логарифмічні характеристики;
- 8) плакати дослідної частини.

6. Дата видачі завдання 01.09.2022 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи			Примітка (плакати)
1	Описання роботи технологічної лінії випарювання соку. Аналіз недоліків електроприводу. Постановка задачі на магістерську роботу	13.09.22		15%	Пл. 1
2	Розрахунок потужності та вибір типу електропривода	27.09.22	I	30%	Пл. 2
3	Розроблення системи керування ЕП насоса. Розрахунок елементів схеми	10.10.22		40%	Пл. 4
4	Модернізація засобів автоматизації	17.10.22		50 %	Пл. 5
5	Синтез САК. Математичне моделювання.	25.10.22	II	60%	Пл. 6
6	Дослідження перехідних процесів	01.11.22		70%	Пл. 7
7	Визначення якості та стійкості системи автоматичного керування	08.11.22		90%	Пл. 8
8	Оформлення магістерської роботи	07.12.22	III	100%	

Магістрант _____ Чистота А.О.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____ Єрмілова Н.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

Вступ	6
Розділ 1 Технологічна частина	8
1.1 Етапи виробництва цукру з буряка	8
1.2 Технологічна лінія випарювання соку	9
1.3 Основне обладнання технологічної лінії	13
1.3.1 Випарні апарати	13
1.3.2 Варіанти схем випарки	15
1.4 Аналіз методів регулювання продуктивності насосних установок	17
1.5 Постановка завдань на магістерське дослідження	25
Розділ 2 Розрахункова частина	29
2.1 Розрахунок та вибір потужності двигуна	29
2.2 Обґрунтування вибору системи регулювання приводу	35
2.3 Розрахунок силової частини електропривода	40
2.3.1 Розрахунок інвертора	40
2.3.2 Розрахунок втрат в інверторі	41
2.3.3 Тепловий розрахунок інвертора	43
2.3.4 Розрахунок та вибір випрямляча	44
2.3.5 Розрахунок охолоджувача	46
2.3.6 Розрахунок і вибір елементів вихідного фільтра	48
2.3.7 Розрахунок і вибір елементів згладжуючого фільтра	50
2.3.8 Розрахунок снабера	51
2.4 Вибір засобів автоматизації	52
2.4.1 Остаточний вибір перетворювача частоти	52
2.4.2 Вибір датчика тиску	53
Розділ 3 Дослідницька частина	55
3.1 Розроблення структурної схеми системи управління	55
3.2 Розрахунок параметрів передавальної функції об'єкта управління	55
3.2.1 Аналіз об'єкту регулювання	55
3.2.2 Динамічна модель асинхронного короткозамкнутого електродвигуна	59
3.2.3 Динамічна модель перетворювача частоти	62

3.2.4 Розрахунок параметрів схеми заміщення електродвигуна	70
3.2.5 Розрахунок параметрів перетворювача частоти	71
3.2.6 Розрахунок параметрів структурної схеми насосної установки	72
3.3 Синтез контуру регулювання тиску	74
3.4 Дослідження динаміки САК насосної установки	76
3.4.1 Аналіз динамічних режимів без урахування обмежень	78
3.4.2 Аналіз динамічних режимів з урахуванням обмежень	83
3.5 Технічна реалізація системи управління	85
3.5.1 Розробка модуля керування електроприводом випарювана соку	85
3.5.2 Опис режиму енергозберігаючого управління	87
3.5.3 Опис вбудованого ПДД-регулятора	90
Висновки	91
Список використаних джерел	92-93
Додатки	

ВСТУП

Актуальність роботи. Електроприводи є енергосиловою основою сучасного виробництва, вони споживають близько 60% всієї електроенергії, отже, основний ефект енергозбереження може бути отриманий в цій сфері.

Велика частина електроенергії споживається електроприводами на основі повсякденно використовуваних асинхронних електродвигунів (АД) з короткозамкненим ротором, для яких основним напрямком енергозбереження є перехід від нерегульованого електроприводу до регульованого. Цей напрямок інтенсивно розвивається у світовій практиці, чому активно сприяють дві обставини: відчутне зростання вартості енергоресурсів і видатні успіхи силової електроніки і мікроелектроніки.

Об'єкт магістерської роботи - п'ятикорпусна випарна установка цукрового заводу. Випарні установки за важливістю виконуваних функцій займають центральне місце в технологічній та тепловій схемах заводу. Продуктивність заводу, витрати електроенергії, якість товарного продукту залежить від їх роботи.

Випарні апарати працюють безперервно, тобто в них безперервно надходить рідкий сік на випарювання і відводиться згущений.

Електропривод насоса подачі рідкого соку на випарювання на даний час є нерегульованим, тому досить часто виникають наступні проблеми:

- 1) аритмічність роботи випарної установки;
- 2) великий рівень кольоровості соку;
- 3) підвищені витрати пари;
- 4) значні витрати електроенергії.

Тому, **метою магістерської роботи** є розроблення регульованого електропривода відцентрового насоса подачі рідкого соку у випарювач, що забезпечує виконання наступних вимог:

- 1) підвищення ритмічності роботи випарної установки;
- 2) зниження кольоровості соку;

3) якісної зміни форми і характеру роботи, підвищення безпеки, кваліфікації і рівня знань робітників;

4) зниження витрат енергетичних ресурсів;

5) можливість гнучкого налаштування приводу при змінних режимах роботи.

Діючий електропривід пропонується замінити на асинхронний привод з частотним регулюванням в парі з насосом типу СКМ, який розміщений на валу двигуна.

Таким чином, запропонована система має широкий спектр використання і декілька суттєвих переваг над іншими:

1) асинхронні двигуни є широко розповсюдженим видом електродвигунів завдяки їх порівняно невисокій ціні, високій надійності, легкості в обслуговуванні;

2) використання напівпровідникових перетворювачів частоти забезпечує плавне регулювання частоти обертів ротора двигуна для неперервної зміни подачі насоса;

3) ККД має більше значення, адже не використовується з'єднувальні ланки між двигуном і насосом, а саме редуктори, муфти та інше.

Для виконання мети роботи необхідно виконати *наступні задачі*:

1) розрахувати продуктивність насоса та підібрати двигун необхідної потужності;

2) обґрунтувати вибір системи регулювання приводу;

3) розрахувати силову частину електропривода;

4) розробити схему керування електроприводом насоса;

5) розрахувати параметри передавальних функцій об'єкта управління;

6) дослідити динамічні режими САК насосної установки, довести доцільність виконаної роботи.

РОЗДІЛ 1 ТЕХНОЛОГІЧНА ЧАСТИНА

1.1 Етапи виробництва цукру з буряка

Ланнівський цукровий завод знаходиться у селищі Ланна Полтавської області, займається виробництвом цукру-піску, патоки, сирого та кислого жому, вапна, здійснює торгівлю цукром, шоколадом і кондитерськими виробами. Але головним напрямком роботи заводу є виробництво цукру-піску. Процес виробництва цукру з буряка включає в себе наступні основні етапи:

1. Подача буряка і очищення його від домішок

Буряк, що надходить на завод, забруднений домішками які важче і легше води, вони ускладнюють нарізку буряка в стружку і погіршують якість продуктів. Тому на цьому етапі буряк звільняється від домішок.

2. Отримання цукру з буряка

Цукор в розчиненому вигляді знаходиться всередині клітин буряка. Для швидкості і повноти його вилучення коріння буряка ріжуть в стружку, яку поміщають в гарячу воду, і за рахунок дифузії цукор переходить в воду, утворюючи так званий дифузний сік.

3. Очищення соку

Отриманий сік швидко темніє і, крім цукру, містить інші речовини ("нецукри"), що ускладнює виділення з нього кристалічного цукру. Цей сік піддається очищенню реагентами (вапном, діоксидами вуглецю і сіркою).

4. Згущення соку

На цьому етапі очищений сік піддається концентрації випарюванням, в результаті чого виходить сироп, який піддається додатковому очищенню.

5. Отримання кристалічного цукру

Сироп піддається подальшій концентрації, в результаті чого в утвореній масі (утфелі) відбувається випадання твердих кристалів. Кристали цукру відділяють від міжкристальної рідини.

6. Сушка і упаковка цукру

Вологий цукор висушується, охолоджується, упаковується і направляється на зберігання.

1.2 Технологічна лінія випарювання соку

Для отримання кристалічного цукру з очищеного соку необхідно видалити з нього велику кількість води. При цьому утворюється перенасичений цукром розчин, на цукрових заводах видалення води з соку здійснюється в два прийоми. Спочатку в випарних апаратах, що обігрівуються паром, концентрація соку доводиться з 14-15 до 65-70% сухих речовин (при цьому випаровується близько 95-100% води до маси буряка). Потім з отриманого сиропу в вакуум-апаратах випаровується ще близько 15-20% води до маси буряка. При такому уварюванні виділяються кристали цукру і сироп перетворюється в утфель, що містить близько 93% сухих речовин.

Випарювання води з соку в два прийоми необхідно з наступних причин.

По-перше, при нагріванні сік темніє і з нього виділяється осад. Тому перед уварюванням сироп піддається додатковому очищенню (сульфітація, фільтрування). Таке очищення сиропу може бути проведене при концентрації не більше 70% сухих речовин.

По-друге, за короткий час (2-3 год) сформувати хороші кристали цукру при уварюванні можна тільки при достатній концентрації сиропу. Найбільш підходяща концентрація - 65-70% сухих речовин.

По-третє, для економії пари і палива процес випарювання здійснюється в багатоступеневих випарних установках з багаторазовим використанням тепла.

Сутність такого способу полягає в тому, що випарювання здійснюється на установці, що складається з декількох (3-5) випарних апаратів (ступенів). Сік надходить в першу ступінь, з неї переходить в другу, з другої - в третю і т.д. При цьому щільність соку поступово збільшується і він перетворюється в сироп.

Свіжоґріюча пара надходить тільки в першу ступінь випарної установки. Тут 1 кг цієї пари випаровує з соку приблизно 1 кг води, утворюючи так звану

вторинну пару. Другий ступінь обігривається вторинною парою першого ступеня, третя - вторинною другою і т.д. Вторинною парою обігриваються не тільки випарні апарати, а й інші теплопоспоживачі. Таким чином, 1 кг свіжої пари випаровує 2,5-3 кг води, що відповідно скорочує загальну потребу цукрового заводу в паливі.

Для того щоб вторинна пара попередньої ступені могла нагріти сік наступної, необхідно температуру кипіння соку знизити від першого ступеня до останнього. Зниження температури кипіння соку досягається підтриманням підвищеного тиску в першій ступені і зниженого - в останній. Для створення різного тиску в корпусах в першій корпус подається пара підвищеного тиску, а в останній підтримується або атмосферний тиск (так звана випарна установка під тиском), або створюється розрідження (випарна установка під розрідженням).

Випарні установки на цукрових заводах складаються не більше ніж з п'яти ступенів. Це пояснюється такими міркуваннями: температура кипіння соку в першому корпусі не може бути вище 129°C (при більш високій температурі починається розкладання цукру). Температура кипіння соку в останньому корпусі не може бути нижче 60°C (обумовлена технічно досяжною величиною розрідження). Таким чином, різниця температур між першою і останньою ступенями не може перевищувати 69°C. Якщо цю різницю розподілити між великим числом ступенів (більше п'яти), то на кожен сходинку доведеться занадто мала величина, що спричинить за собою зменшення ефективності роботи кожного ступеня і збільшення розмірів ступенів і всієї установки в цілому.

На цукрових заводах в основному застосовується п'ятиступінчаста випарна установка. Основним теплоносієм є водяна пара.

Джерелом пара служить котельня або теплоелектроцентраль (ТЕЦ) заводу. Однак одержувана в парових котлах перегріта, так звана «гостра» пара через свої високі параметри [тиск до 3,9 МПа (39 кгс/см²) і температура до 450°C] не може бути безпосередньо використана для виробничих потреб. Для

Парові котли, випарні апарати, підігрівачі, вакуум-апарати разом з допоміжним обладнанням і трубопроводами утворюють теплову схему цукрового заводу.

З парового котла 1 «гостра» пара подається на парову турбіну 2, що обертає генератор для вироблення електроенергії, а також на редуційно-охолоджувальну установку 3. Відпрацьована і скорочена пари направляються на обігрів 1-го ступеня 4 випарної установки, а також підігрівачі 22, 23 і 24, клеровочний апарат 13, центрифуги 14 і калорифер 15 цукросушильного установки.

Таблиця 1.1 - Параметри п'ятиступінчастої випарної установки

Параметри	Ступені				
	1	2	3	4	5
Температура гріючої пари, °С	136	127,5	119	110	99
Абсолютний тиск гріючої пари, кг/см ²	3,29	2,55	1,96	1,46	1,0
Температура кипіння соку, °С	129	121	112	102	90,5
Температура вторинної пари, °С	128,5	120	111	100	86,5
Абсолютний тиск вторинної пари, кг/см ²	2,63	2,02	1,51	1,03	0,60

Вторинна пара 1-ої ступені випарної установки надходить на обігрів 2-го ступеня 5 випарної установки, збірник 11 сиропу, збірник 12 меласи і вакуум-апарати 9 і 10 утфелей 1-ої і 2-ий кристалізації. Вторинна пара 2-го ступеня випарної установки надходить на обігрів підігрівачів 20 і 21, вакуум-апарату 9 утфеля 1-ої кристалізації і 3-ої ступені 6 випарної установки.

Вторинна пара 3-ої ступені випарної установки направляється в підігрівачі 17 і 19, що гріють камери дифузійного апарату 18, а також до 4-ї щабель випарної установки. Вторинна пара 4-ої ступені випарної установки обігріває підігрівач 16 і 5-ту сходинку випарної установки.

Вторинні пари вакуум-апаратів і останнього ступеня випарної установки надходять на конденсатор 25, де вони конденсуються водою, при цьому в конденсаторі і цих апаратах створюється розрідження (вакуум).

1.3. Основне обладнання технологічної лінії

1.3.1. Випарні апарати

Випарний апарат являє собою вертикальну циліндричну посудину, усередині якої розташована парова камера (рис. 1.2), що складається з двох трубних решіток 15 із завальцованими в них кінцями кип'ятильних труб з внутрішнім діаметром 30 мм.

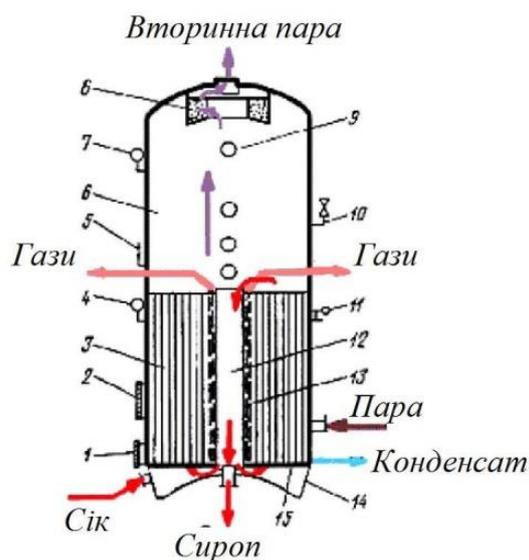


Рисунок. 1.2 - Схема випарного апарату.

Сік для згущення надходить в сокову камеру 14 під нижню трубну решітку випарного апарату і приблизно на 1/3 заповнює кип'ятильні труби парової камери. При кипінні (в результаті утворення бульбашок пари) обсяг соку збільшується, повністю заповнює кип'ятильні труби і виливається на верхню трубної решітки, бульбашки лопаються, пара залишається в

надсоковом просторі 6, а сік по внутрішній циркуляційній трубі 12 опускається вниз під трубну решітку. Частина згущеного соку змішується зі свіжим соком і знову заповнює кип'ятильні труби, а частина направляється в наступний випарний апарат для подальшого згущення.

Для контролю і регулювання режиму роботи випарний апарат забезпечений термометром 5, запобіжним клапаном 10, оглядовими стеклами 9, покажчиком і регулятором рівня соку 2, манометрами (вакуумметрами) 4 і 7, покажчиком рівня конденсату 1, масльонкою 11 для гасіння піни і вертикальними перфорованими трубками 13 для відводу з міжтрубного простору неконденсованих газів, що містяться в парі.

Вторинна пара з надсокового простору відводять через сепаратор 8, де вона звільняється від крапель, які потім повертаються в сік. Для зниження втрат теплоти зовнішню поверхню випарних апаратів покривають теплоізоляційним шаром. Випарні апарати працюють безперервно, тобто в них безперервно надходить рідкий сік на випарювання і відводиться згущений.

Висота рівня соку в кип'ятильних трубах має важливе значення для нормальної роботи випарних апаратів і підтримується на такому рівні, щоб верхня трубна решітка тільки омивалася киплячим соком.

1.3.2 Варіанти схем випарки

Для кращої роботи потрібно намагатися зменшити кількість води, що випарюється в останньому корпусі випарки. Для з'ясування способів цього зменшення потрібно розглянути розрахунки по випарці у вигляді математичних формул.

Втрата пари, що йде в конденсатор

$$W_5 = x = W - (3E_3 + 2E_2 + E_1) / 5 \quad (1.1)$$

Кількість води, випареної в 1 корпусі (W_1), і воно ж – кількість пари, витраченої для обігріву випарки (D), буде рівною:

$$D = W_1 = W - (3E_3 + 2E_2 + E_1) / 5 + E_3 + E_2 + E_1. \quad (1.2)$$

Таблиця 1.2 - Схема розрахунку п'ятикорпусної випарки

Корпус	Кількість випареної води
1	$x+E_3+E_2+E_1=W_1$
2	$x+E_3+E_2=W_1$
3	$x+E_3=W_1$
4	$x=W_1$
5	$x=W_1$
Сума	$5x+3E_3+2E_2+E_1=W$

Як бачимо, щоб знизити втрату пари, що йде у конденсатор, тобто зменшити W_5 (1), потрібно або зменшити загальну кількість води, що випарюється (W), або збільшити суму втрат ($3E_3+2E_2+E_1$).

Для зменшення W потрібно зменшити відкачку соку, що і практикується, наприклад, у Чехії. Однак варто відмітити, що при зменшенні відкачки зменшується також трохи витрата пари на різні підігрівники соків (дифузійного, сатураційного), тобто виходить додаткова економія у витраті пари і мало міняється кількість екстрапар.

Щоб збільшити від'ємник ($3E_3+2E_2+E_1$) у формулі (1), потрібно збільшити кількість екстрапар, тобто більше станцій обігрівати соковими парами випарки, чи ж перегрупувати обігрів апаратів так, щоб більше використовувати пари для більш віддалених корпусів:

а) притримуючись першого шляху, можна було б, наприклад, обігрівати вакуум-апарати (14 кг пари) не ретурною парою, а парою 1 корпуса випарки. E_1 збільшилося б на 14, а марна втрата пари на конденсатор зменшилася б на $14/5=2,8$ кг. Правда, використання пари випарки для уварювання в вакуум апаратах не зовсім зручно, тому що вакуум-апарати працюють не безперервно, а періодично і споживання ними пари неправомірно, що шкідливо відбивається і на роботі випарки;

б) притримуючись другого шляху, можна було б, наприклад, підігрівники перед відстійниками (близько 4 кг пари) обігрівати парою 3 корпуса випарки, тобто зменшити E_2 на 4 і збільшити E_3 теж на 4. Очевидно, внаслідок цього

втрата пари на конденсатор зменшиться на $4/5=0,8$ кг. Можна, наприклад, використовувати для підігрівників дифузійного соку частково і пару 4 корпуса випарки з температурою 85°C замість 3. Для цього дифузійний сік пропускають послідовно через дві групи підігрівників. Перша з них обігрівається парою 4 корпуса і нагрівається сік, наприклад, лише до 65°C , а друга група обігрівається парою 3 корпуса і доводить температуру до $80-90^{\circ}\text{C}$.

Застосовуючи перераховані методи, досягають того, що $W_5=x=0$, тобто щоб зовсім не губилася пара, що іде на конденсатор. Тоді витрати пари на випарку будуть, напевно, $D=E$.

Останні два корпуси випарки виявляються непотрібними, тому що в них нічого не випарюється. Залишаються лише корпуси, у яких тиск пари не нижче атмосферного. Така випарка називається трьохкорпусною випаркою під тиском.

1.4 Аналіз методів регулювання продуктивності насосних установок

Випарні апарати працюють безперервно, тобто в них безперервно надходить рідкий сік на випарювання і відводиться згущений. Процес зміни характеристики насоса для забезпечення заданої величини подачі називається регулюванням. Відомі методи регулювання продуктивності насосних агрегатів можна умовно розділити на дві досить великі групи:

а) регулювання при постійній швидкості обертання робочого колеса насоса, що включає:

- дроселювання засувкою на стороні усмоктування;
- впуск в усмоктувальну трубу повітря;
- регулювання поворотом напрямних лопаток;
- дроселювання напірною засувкою;

б) регулювання при змінній швидкості обертання робочого колеса насоса:

- з використанням електромагнітних муфт ковзання (без зміни швидкості обертання приводного двигуна);

- з використанням асинхронного електропривода з живленням від джерела змінної частоти;

- з використанням каскадних схем асинхронного приводу;

Якщо насоси працюють спільно, то регулювання може здійснюватися декількома способами:

- дроселюванням на одному із працюючих насосів;

- дроселюванням на загальному напірному водоводі або одночасно у всіх паралельно працюючих насосів;

- регулюванням швидкості обертання одного з паралельно працюючих насосів;

- одночасним регулюванням швидкості всіх паралельно працюючих насосів.

У діючих насосних установках найбільш широке застосування знайшло регулювання дроселюванням на загальному напірному колекторі шляхом впливу диспетчером на керуючі ланцюги виконавчих механізмів (приводи засувки).

Дросельне регулювання (рис. 1.3). Дроселювання здійснюється засувкою, розташованою на напірній лінії насоса. Засувка необхідна для від'єднання насоса від мережі в період зупинки або ремонту. Тому дросельне регулювання не вимагає внесення в систему установки насоса ніяких нових елементів, що є основною перевагою цього способу. Кожному положенню дросельної засувки відповідає нова характеристика мережі.

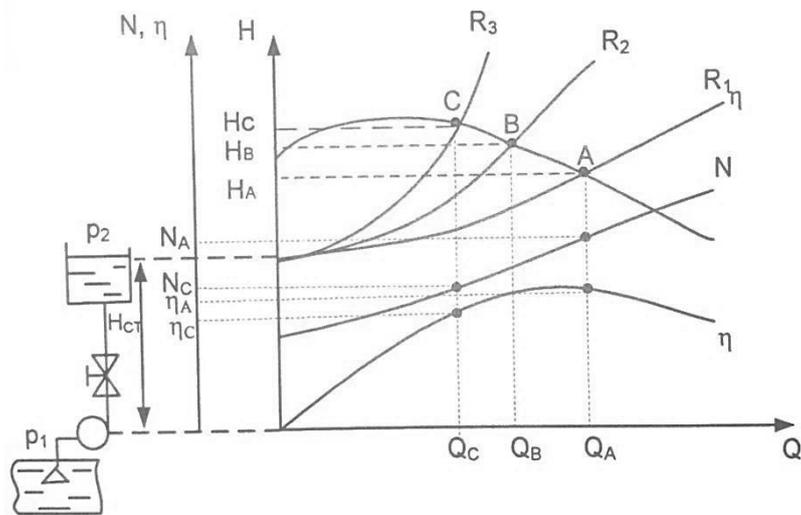


Рисунок 1.3 - Регулювання продуктивності насоса дроселюванням

Недолік полягає в тому, що ККД насосної установки через додаткові втрати напору в прикритій засувці знижується. Регулювати подачу насоса засувкою на усмоктувальному трубопроводі не рекомендується, тому що до зазначеного вище недоліку такого регулювання в цьому випадку додається ще більше зниження ККД унаслідок погіршення усмоктувальної здатності, виділення пар рідини й можливої кавітації.

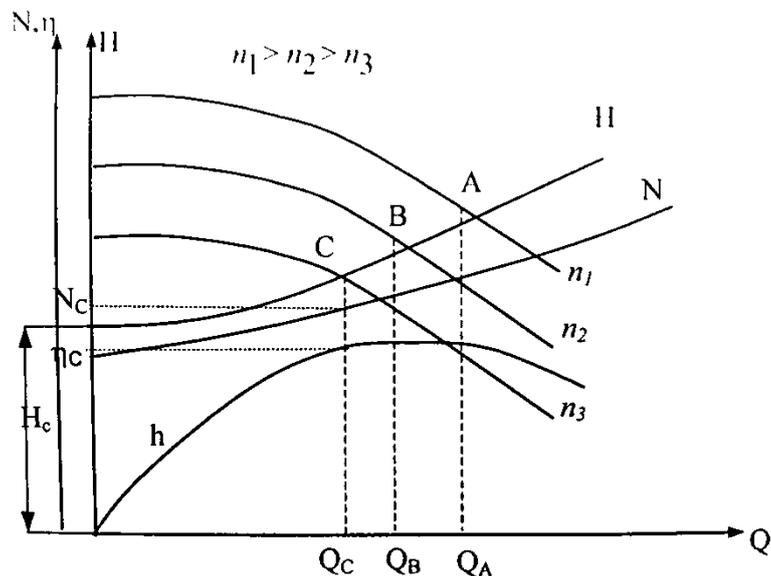


Рисунок 1.4 - Регулювання продуктивності насоса зміною частоти обертів

Більш раціональним є регулювання зміною частоти обертання насоса, тому що при цьому ККД вище й різко знижується споживана потужність.

Найчастіше відцентрові насоси встановлюються на одному валу з електродвигуном. Тому зміна частоти обертання насоса пов'язана зі зміною частоти обертання електродвигуна.

На рис. 1.4 показане положення напірних характеристик при регулюванні подачі зміною частоти обертів робочого колеса насоса

$$n_1 > n_2 > n_3.$$

Оскільки положення засувки залишається незмінним, сумарний опір трубопроводу не змінюється й положення його характеристик буде сталим. При зміні частоти оборотів робочого колеса крапка робочого режиму А переміщається за характеристикою Q-H, подача й напір зменшаться. Змінювати частоту оборотів має сенс тільки до певної величини, при якій напір турбомеханізму стане рівним статичному напору. При подальшому зниженні продуктивності напір, що розвивається турбомеханізмом, буде недостатнім, щоб перебороти статичний напір у мережі. Потужність і ККД можуть бути визначені із кривих потужностей і ККД за наявними значеннями Q_A, Q_B .

У більшості промислових механізмів, у тому числі й насосних установок для досягнення високої продуктивності електропривода й необхідної якості його роботи, необхідно здійснювати регулювання швидкості. Регулюванням швидкості називається примусова зміна швидкості електропривода залежно від вимог технологічного процесу. Регулювання швидкості здійснюється додатковим впливом на приводний двигун; воно може бути зроблено людиною або спеціальним автоматичним пристроєм.

Найбільше поширення одержали наступні способи регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна:

- 1) реостатне регулювання;
- 2) регулювання зміною напруги живлення;
- 3) перемиканням числа пар магнітних полюсів;
- 4) регулювання за допомогою силових напівпровідникових перетворювачів.

Для регулювання кутової швидкості, крім згаданих, можуть бути використані деякі інші способи включення електричних двигунів: імпульсне регулювання, регулювання зміною підвідної до статора напруги, регулювання за допомогою електромагнітної муфти ковзання.

Розглянемо способи регулювання швидкості електропривода насоса детальніше.

1.4.1 Реостатне регулювання

Введення резисторів у ланцюг ротора (реостатне регулювання) дозволяє регулювати кутову швидкість двигуна. Плавність регулювання залежить від числа ступенів резисторів, що включаються. Регулювання здійснюється вниз від основної кутової швидкості. Реостатні характеристики асинхронного двигуна, як й у приводі постійного струму, відрізняються невисокою жорсткістю, що зменшується зі збільшенням опору резисторів у роторному ланцюзі.

Припустимий діапазон при реостатному регулюванні кутової швидкості не перевищує $2 : 1$. В умовах експлуатації напруга живильної мережі також може змінюватися щодо номінального значення. Це зниження приводить до зменшення модуля жорсткості характеристики й до ще більшого зменшення діапазону регулювання. При вентиляторному навантаженні може бути допущений більший діапазон регулювання, приблизно $(3-5) : 1$. Плавність регулювання тим вище, чим більше число ступенів регулювального резистора.

Припустиме навантаження працюючого двигуна при реостатному регулюванні визначається незмінним моментом, рівним номінальному, тому що номінальному моменту відповідає номінальний струм двигуна. Припустимий струм i , відповідно, припустимий момент двигуна повинен бути знижений у порівнянні з номінальним тим у більшій мірі, чим нижче його кутова швидкість.

Недоліками реостатного регулювання швидкості є:

- 1) необхідність дискретної зміни опору в роторному ланцюзі за допомогою силових апаратів, керованих дистанційно або вручну, що дає

ступінчасте регулювання швидкості й виключає можливість використання замкнутих систем автоматичного керування;

2) невисока швидкодія;

3) значні втрати енергії.

У наш час спостерігається тенденція до зменшення використання розглянутого виду регулювання швидкості через його недоліки в порівнянні з іншими наявними методами регулювання.

1.4.2 Регулювання зміною напруги живлення

Якщо регулювати напругу, яка підводиться до трьох фаз статора асинхронного двигуна, то можна, відволікаючись від впливу параметрів регулюючого пристрою на характеристики двигуна, змінювати максимальний момент, не змінюючи критичного ковзання. Пристроєм для регулювання напруги може бути, наприклад, тиристорний регулятор напруги (ТРН). Він є пристроєм, що перетворює напругу живильної мережі в регульовану напругу тієї ж частоти. У зв'язку з більшими втратами ковзання в асинхронних приводах, ТРН здебільшого застосовується для керування двигунами з фазним ротором. Використання ТРН в електроприводах асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором можливо тільки для формування пуско-гальмівних режимів.

Регулювання кутової швидкості двигуна при цьому способі відбувається за рахунок зменшення модуля жорсткості механічних характеристик і здійснюється вниз від номінальної кутової швидкості. Плавність регулювання визначається плавністю зміни напруги. При застосуванні тиристорного регулятора напруги кутова швидкість регулюється безступінчасто. Механічні характеристики двигуна з короткозамкненим ротором при регулюванні напруги на статорі наведені на рис. 1.5.

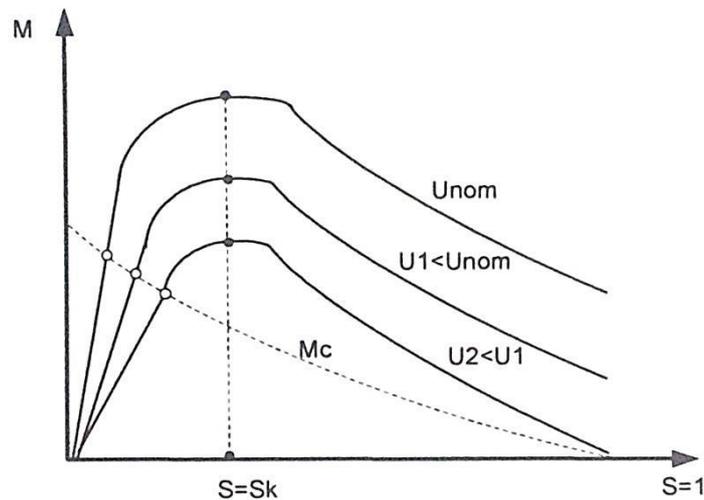


Рисунок 1.5 - Механічні характеристики АД при регулюванні напруги статора

Із цих характеристик витікає, що межі регулювання досить обмежені навіть при використанні вентиляторного навантаження, але вони можуть бути істотно розширені в замкнутих системах електропривода. У дійсності внаслідок зменшення критичного ковзання через вплив параметрів регулюючого пристрою межі регулювання в розімкнутих системах ще зменшуються.

Так як більші втрати потужності ковзання у двигуні з короткозамкненим ротором виділяються в самому роторі, тому його припустимий момент різко зменшується в міру росту ковзання, і такий неекономічний спосіб регулювання кутової швидкості асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором можна використати лише при малій потужності двигуна й у короткочасному режимі роботи.

Втрати енергії в приводі виходять приблизно такі ж або трохи більше, як і при реостатному регулюванні, але при цьому втрати потужності ковзання в основному виділяються в додатковому резисторі, що збільшує припустимий момент. Цей спосіб може бути використаний при вентиляторному навантаженні для тривалого режиму, а при $M_c = \text{const}$ для короткочасного режиму роботи.

1.4.3 Регулювання кутової швидкості перемиканням числа пар полюсів

З виразу для кутової швидкості асинхронного двигуна:

$$\omega = \omega_0(1 - S) = \frac{2\pi f_1(1-S)}{p} \quad (1.4)$$

Кутову швидкість можна регулювати, змінюючи число пар магнітних полюсів p , якщо задано частоту живильної мережі f_1 і ковзання S змінюється незначно. Так як число пар полюсів може бути тільки цілим числом, то регулювання кутової швидкості виявляється ступінчастим. Такий спосіб регулювання реалізується практично у двигунах з короткозамкненим ротором, де перемикання полюсів здійснюється в обмотці статора, обмотка ротора при цьому автоматично пристосовується до обраного числа полюсів.

Діапазон регулювання на практиці не перевищує 6:1 (3000:500 об/хв).

Напрямок регулювання при цьому способі є умовним і залежить від того, при якому числі полюсів кутова швидкість для механізму прийнята номінальною.

Хоча регулювання кутової швидкості перемиканням полюсів не є плавним, розглянутий спосіб регулювання вважають досить економічним. Він відрізняється механічними характеристиками, що володіють великою жорсткістю. Завдяки своїм перевагам двигуни з перемиканням полюсів знаходять застосування там, де не потрібне плавне регулювання швидкості, наприклад у деяких металорізальних верстатах з метою зменшення кількості механічних передач.

1.4.4 Регулювання швидкості за допомогою силових напівпровідникових перетворювачів

Силові напівпровідникові перетворювачі в системах електропривода виконують функцію регулювання швидкості й моменту електричного двигуна. Вони включені між двигуном й основним джерелом живлення.

За принципом дії силові перетворювачі розділяються на такі базові типи:

- широтно-імпульсні перетворювачі (ШІП), що зв'язують джерело постійного струму із двигуном постійного струму;

- керовані випрямлячі (КВ), що зв'язують джерело змінного струму із двигуном постійного струму, іноді керований випрямляч є випрямляч некерований (В);

- автономні інвертори (АІ), що зв'язують джерело постійного струму із двигуном змінного струму, діляться на інвертори струму й напруги (АІН і АІС);

- безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), що зв'язують джерело змінного струму із двигуном змінного струму.

ШПП перетворюють постійну напругу живлення у постійну регульовану напругу на виході. КВ перетворюють змінну, зазвичай синусоїдальну напругу частоти $f = 50$ Гц постійного діючого значення, у постійну регульовану напругу на виході ($U_{2cp} = var, f_2 = 0$). Автономні інвертори перетворюють постійну напругу живлення ($U_1 = const, f = 0$) у змінну напругу на виході з регульованим діючим значенням і регульованою частотою ($U_2 = var, f_2 = var$). БПЧ перетворюють змінну, зазвичай синусоїдальну напругу частоти $f_1 = 50$ Гц постійного діючого значення (зазвичай 220 В) у змінну напругу на виході з регульованим діючим значенням і регульованою частотою ($U_2 = var, f_2 = var$).

1.5 Постановка завдань на магістерське дослідження

Враховуючі недоліки та переваги способів регулювання швидкості асинхронних двигунів, що встановлені в даних насосних установках, ми прийшли до висновку, що найбільш оптимальним для даної розробки способом є регулювання за допомогою силових напівпровідникових перетворювачів.

Тому для електропривода насоса подачі соку у випарювач застосуємо саме цей спосіб регулювання кутової швидкості.

Таким чином, метою магістерської роботи є розроблення регульованого електропривода відцентрового насоса подачі рідкого соку у випарювач, що забезпечує виконання наступних вимог:

- 1) підвищення ритмічності роботи випарної установки;
- 2) зниження кольоровості соку;
- 3) якісні зміни форми і характеру роботи, підвищення безпеки, кваліфікації і рівня знань робітників;
- 4) зниження витрат енергетичних ресурсів;
- 5) можливість гнучкого налаштування приводу при змінних режимах роботи.

Для досягнення мети роботи необхідно вирішити наступні задачі:

- 1) розрахувати продуктивність насоса та підібрати двигун необхідної потужності;
- 2) провести вибір системи регулювання приводу;
- 3) розрахувати силову частину електропривода;
- 4) розробити схему керування електроприводом насоса;
- 5) розрахувати параметри передавальних функцій об'єкта управління;
- 6) дослідити динамічні режими САК насосної установки, довести доцільність виконаної роботи.

В результаті для електропривода випарювача повинна бути розроблена одноконтурна система автоматичного керування за тиском, яку необхідно налаштувати на раціональний режим роботи.

РОЗДІЛ 2 РОЗРАХУНКОВА ЧАСТИНА

2.1 Розрахунок та вибір потужності двигуна

Для виконання вимог завдання на магістерську роботу необхідно провести розрахунок потужності двигуна і вибрати відповідне обладнання.

Так як поставленим завданням є регулювання напору зміною частоти обертання робочого колеса насоса, то привід, який обирається в даній установці, повинен мати можливість зміни швидкості обертання валу двигуна.

Основною ланкою в системі електроприводу є електродвигун. Відомо, що застосування асинхронних двигунів підвищує надійність електроприводу, а також знижує капітальні витрати і експлуатаційні витрати.

Потужність двигуна, який використовується для даного електропривода, визначається за формулою:

$$P_1 = k \frac{Q \cdot \rho \cdot g \cdot H}{\eta_H} \cdot 10^{-3} \quad (2.1)$$

де ρ - густина рідини, що перекачується, кг/м (для цукрового сиропу ця величина $\rho = 1000 \dots 1320 \text{ кг/м}^3$);

Q- подача насоса, $Q=0,044 \text{ м}^3/\text{с}$ або $Q=160 \text{ л/год}$);

H – висота, на яку подається рідина, ($H=12\text{м}$);

η_H - ККД насоса ($\eta_H = 0,76$);

$$P_1 = 1.1 \frac{0.044 \cdot 1150 \cdot 9.81 \cdot 12}{0.76} \cdot 10^{-3} = 8.6 \text{ кВт}$$

Відповідно до потрібної подачі та тиску на виході насоса був обраний насос з Q-H характеристикою, що зображено на рис. 2.1.

Використовуємо насос типу СКМ 50-25 з номінальною частотою обертання $n_H=1500 \text{ об/хв}$. До нього обираємо асинхронний двигун з короткозамкненим ротором в хімічно стійкому виконанні виконані, адже на даній ділянці агресивне середовище.

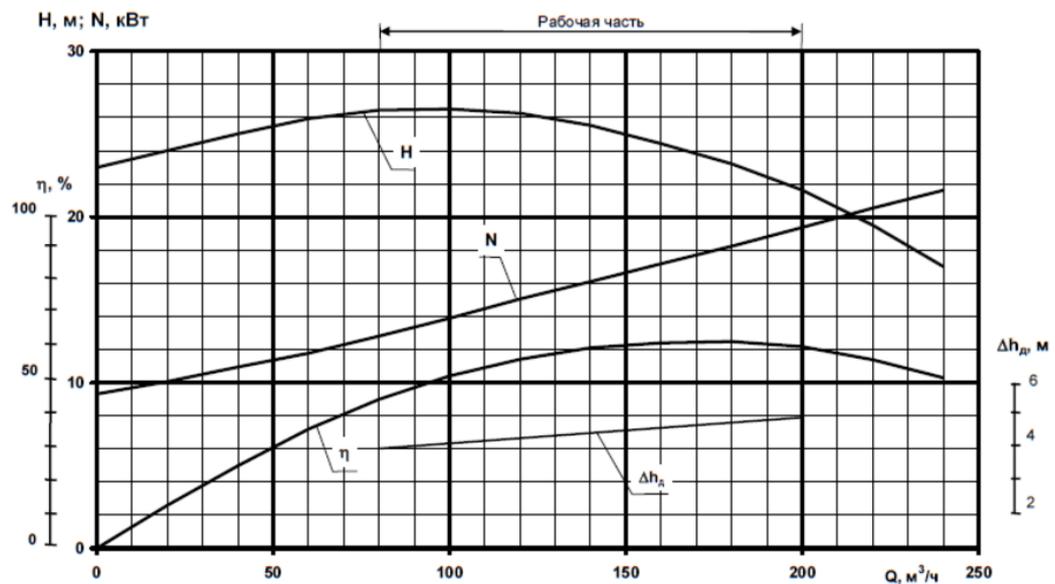


Рисунок 2.1 - P-Q характеристика насоса СКМ 50-25

Вибираємо двигун **4A132M4УЗ** з такими характеристиками.

Таблиця 2.1 - Характеристика електродвигуна

Найменування	Розмірність	Значення
Номінальна потужність, $P_{\text{ном}}$	кВт	11
Номінальна напруга мережі, $U_{1\text{л}}$	В	380
Номінальна частота мережі живлення, f_c	Гц	50
Синхронна частота обертання, n_0	об/хв	1458
Перевантажувальна здатність, λ	-	3,0
Відношення пускового струму	-	7,5
Момент інерції, $J_{\text{дв}}$	кг · м ²	0,04
ККД, $\eta_{\text{ном}}$	%	87,5
Коефіцієнт потужності, $\cos\varphi_{\text{ном}}$	-	0,87
r_1	в.о.	0,047
x_1	в.о.	0,085
r_2'	в.о.	0,032
x_2'	в.о.	0,13
	в.о.	3,2

Переходимо до перевірки електродвигуна на перевантажувальну здатність, пуск при зниженні напруги мережі на 10% і пуск при повному навантаженні. Також побудуємо механічну характеристику асинхронного двигуна за допомогою спрощеної формули Клосса:

$$M = \frac{2M_k}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S}}, \quad (2.2)$$

де M_k - критичний (максимальний) момент двигуна, Нм;

S - ковзання, яке відповідає даному моменту;

S_k - критичне ковзання.

Критичний момент визначається за формулою:

$$M_k = M_H \cdot \lambda, \quad (2.3)$$

де M_H - номінальний момент двигуна, Нм;

λ - перевантажувальна здатність двигуна.

Номінальний момент двигуна можна визначити наступним чином:

$$M_H = \frac{P_H}{\omega_H}, \quad (2.4)$$

де P_H - номінальна потужність двигуна, Вт;

ω_H - номінальна частота обертів ротора електродвигуна, c^{-1} .

Номінальну частоту обертів ротора електродвигуна можна визначити за наступною формулою:

$$\omega_H = \frac{\omega_0 \cdot (100\% - S_H)}{100\%}, \quad (2.5)$$

де S_H - номінальне ковзання двигуна, %;

ω_0 - синхронна частота обертів ротора двигуна, c^{-1} .

$$\omega_0 = \frac{2\pi n_0}{60} = \frac{2\pi \cdot 1500}{60} = 157 c^{-1} \quad (2.6)$$

$$S_H = \frac{n_0 - n_H}{n_0} = \frac{1500 - 1458}{1500} = 0,028 \quad (\text{або } 2,8\%). \quad (2.7)$$

Знаходимо номінальну частоту обертів ротора двигуна:

$$\omega_H = \frac{157 \cdot (100 - 2.8)}{100} = 152.6 c^{-1}$$

Визначаємо номінальний момент:

$$M_H = \frac{11 \cdot 10^3}{152,6} = 72.08 \text{ Нм}$$

Тоді критичний момент буде рівний:

$$M_k = 72,08 \cdot 3 = 216,25 \text{ Нм}$$

Критичне ковзання знайдемо за формулою:

$$S_k = S_H (\lambda + \sqrt{\lambda^2 - 1}) \quad (2.8)$$

$$S_k = 0.028 (3 + \sqrt{3^2 - 1}) = 0.168$$

Таким чином, формула (2.2) перепишеться так:

$$M = \frac{2 \cdot 216,25}{\frac{S}{0.163} + \frac{0.163}{S}}$$

Результати розрахунку по формулі (2.2) наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.2 - Механічна характеристика двигуна

S	M, Нм	n, об/хв
0,03	72,17	1458
0,1	192,78	1350
0,163	216,25	1255,5
0,3	181,43	1050
0,4	151,15	900
0,5	127,45	750
0,6	112,604	600
0,7	95,53	450
0,8	84,61	300
0,9	75,84	150
1	68,67	0

Тому механічну характеристику можна побудувати по її характерним точкам розмірковуючи наступним чином:

- характерними точками кривої в координатах (n,M) є:

1. точка холостого ходу (0,0);
 2. точка номінального режиму (n_H, M_H);
 3. точка максимального моменту (S_k, M_k);
 4. точка пускового моменту ($1, M_n$);
- між точками 1 і 3 характеристика прямує до прямої;
 - між точками 3 і 4 характеристика має вигляд параболи.

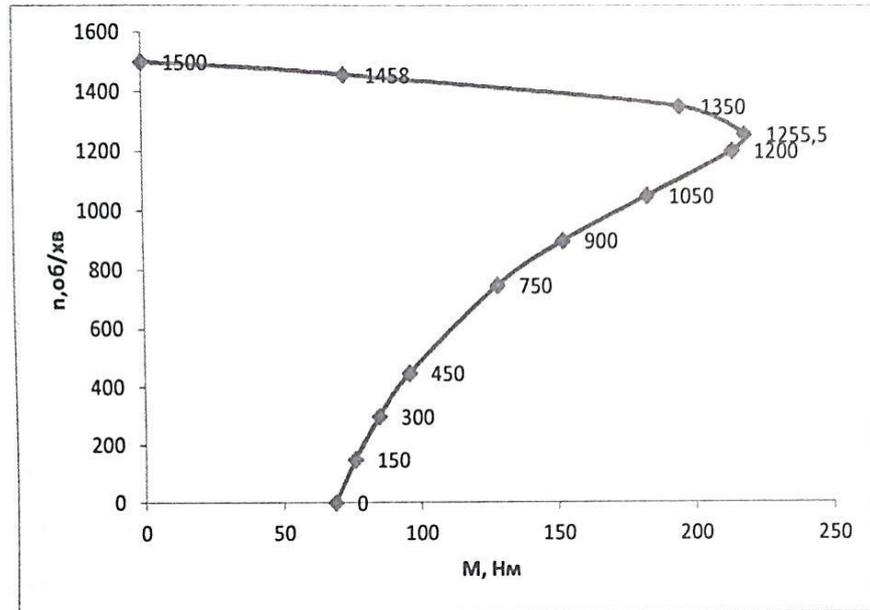


Рисунок 2.2 - Механічна характеристика двигуна.

Необхідно виконати перевірку двигуна на перевантажувальну здатність, адже для правильної роботи привода потрібно, щоб виконувалась наступна умова:

$$M_{n,max} < M_k, \quad (2.9)$$

де $M_{n,max}$ - максимальний момент на валу насоса;

M_k - максимальний момент, що розвивається двигуном, Нм.

Максимальний момент розраховується за формулою:

$$M_{n,max} = 1.5 \cdot M_{n,ст} \quad (2.10)$$

$$M_{n,ст} = \frac{\rho \cdot g \cdot Q \cdot H}{\eta \cdot \omega}, \quad (2.11)$$

де ω - частота обертання робочого колеса насоса, s^{-1} , приймаємо рівній номінальній частоті обертання електродвигуна: $\omega_H = 152.6s^{-1}$

Тоді:

$$M_{н.ст} = \frac{1150 \cdot 9.81 \cdot 0.044 \cdot 12}{0.875 \cdot 152.6} = 44.61 \text{ Нм};$$

$$M_{н.маx} = 1.5 \cdot 44,61 = 66,92 \text{ Нм}$$

Критичний момент двигуна був визначений при побудові механічної характеристики:

$$M_k = 216,95 \text{ Нм}$$

Таким чином умова запасу на перевантаження виконується зі значним запасом, що може бути необхідним при допустимому зниженні напруги живлячої мережі:

$$66,92 < 216,25$$

Для забезпечення нормального пуску приводу необхідно виконувати наступну умову:

$$M_{п.н} < M_{п.д}, \quad (2.12)$$

де $M_{п.н}$ - пусковий момент на валу насоса, Нм;

$M_{п.д}$ - пусковий момент на валу двигуна, Нм.

Пуск повинен бути забезпечений також з врахуванням можливого допустимого зниження напруги живлячої мережі. Допустимим вважається зниження напруги на 10%, тобто в такому випадку напруга в мережі буде складати 0.9 номінальної.

Відомо, що при зниженні живлячої напруги в A раз, момент на валу асинхронного двигуна знизиться в A^2 раз і буде складати при пониженій напрузі 0.81 величини пускового моменту при нормальній напрузі мережі:

$$M_{пд} = 0.81 \cdot M_H$$

$$M_{пд} = 0.81 \cdot 72,08 = 58.38 \text{ Нм.}$$

Пусковий момент насоса складає в середньому 0.3 номінального моменту на його валу.

$$M_{п.н} = 0.3 \cdot M_{н.ст}; \quad (2.13)$$

$$M_{п.н} = 0.3 \cdot 44,31 = 53,17 \text{ Нм.}$$

Таким чином, умова (2.10) виконується:

$$53,17 < 58,38 ,$$

тобто вибраний двигун задовольняє дану умову перевірки.

2.2 Обґрунтування вибору системи регулювання приводу

Найбільш перспективних і широко використовуваних у цей час способів регулювання швидкості АД є частотний спосіб. Цей спосіб забезпечує плавне регулювання в широкому діапазоні, одержувані характеристики мають високу жорсткість. Частотний спосіб до того ж відрізняється й ще однією досить важливою властивістю: при регулюванні швидкості АД не відбувається збільшення його ковзання, як це має місце, наприклад, при реостатному регулюванні.

Розглянемо характеристики основних типів ПЧ:

а) БПЧ

Безпосередній перетворювач частоти (БПЧ) призначений для перетворення високої частоти в низьку й складається з 18 тиристорів, об'єднаних у зустрічно-паралельні групи (рис. 2.3). В основі перетворювача лежить трифазна нульова схема випрямлення, кожна фаза перетворювача складається із двох таких зустрічно включених випрямлячів.

БПЧ розрізняють із роздільним і сумісним керуванням.

При роздільному керуванні керуючі імпульси повинні подаватися на тиристири однієї з вентильних груп відповідно до напрямку струму в навантаженні. Для забезпечення роздільної роботи застосовується спеціальний логічний пристрій, що виключає можливість проходження струму в одній групі в той час, коли струм проходить в іншій групі.

У перетворювачах зі спільною роботою вентильних груп необхідне включення додаткових реакторів, що обмежують зрівняльний струм між вентилями кожної групи, а кути керування позитивної й негативної груп змінюються за певним законом, що виключає появу постійної складової

зрівнюючого струму. Перетворювачі зі спільним керуванням роботою вентильних груп мають велику встановлену потужність силових елементів.

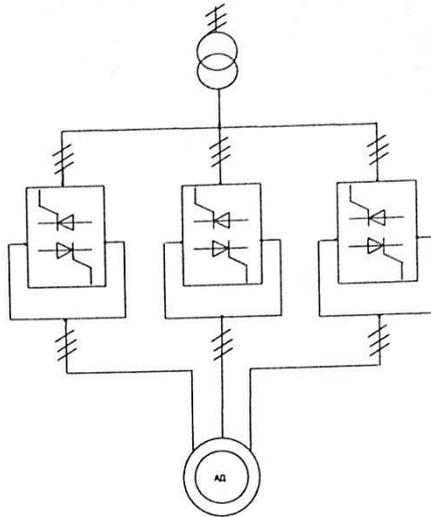


Рисунок 2.3 - ПЧ із безпосереднім зв'язком.

Для одержання вихідної напруги, близького за формою до синусоїдальної, необхідно змінювати кут включення вентилів таким чином, щоб середнє за напівперіод живильної мережі значення напруги змінювалося протягом напівперіоду вихідної напруги за синусоїдальним законом. Регулювання частоти й напруги на виході перетворювача досягається зміною кута включення вентилів (рис.2.4).

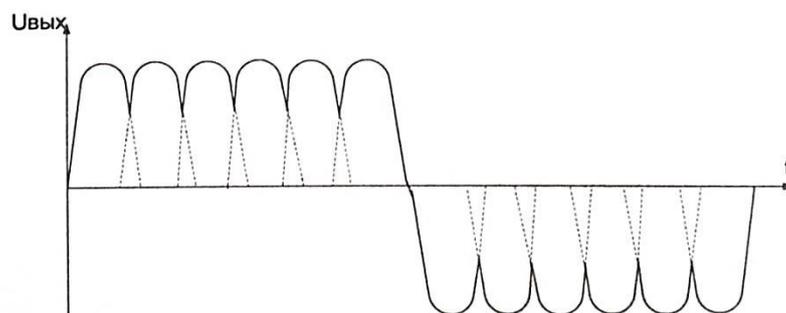


Рисунок 2.4 – Графік вихідної напруги БПЧ

До переваг цього типу перетворювачів можна віднести:

- 1) однократне перетворення енергії й, отже, високий ККД (близько 0,97-0,98);
- 2) можливість незалежного регулювання амплітуди напруги на виході від частоти;

3) вільний обмін реактивною й активною енергією з мережі до двигуна й назад;

4) відсутність комутуючих конденсаторів, тому що комутація тиристорів здійснюється природним шляхом (напругою мережі).

До недоліків розглянутого ПЧ відносяться:

1) обмежене регулювання вихідної частоти (від 0 до 40% частоти мережі);

2) порівняно велика кількість силових вентилів і досить складна схема керування ними;

3) невисокий коефіцієнт потужності - максимальне значення на вході перетворювача близько 0,8.

б) ПЧ із ланкою постійного струму

Найбільш широке застосування в сучасних частотно-регульованих приводах знаходять перетворювачі з явно вираженою ланкою постійного струму, принципова схема якого наведена на рис. 2.5. У перетворювачах цього класу використовується подвійне перетворення електричної енергії: вхідна синусоїдальна напруга з постійною амплітудою й частотою випрямляється у випрямлячі (КВ), фільтрується фільтром (С), згладжується, а потім знову перетворюється інвертором (І) у змінну напругу змінюваної частоти й амплітуди. Подвійне перетворення енергії приводить до зниження ККД і до деякого погіршення габаритних показників стосовно перетворювачів з безпосереднім зв'язком.

Перетворювач із проміжною ланкою постійного струму дозволяє регулювати частоту як вгору, так і вниз від частоти живильної мережі; він відрізняється високим ККД (близько 0,96), значною швидкодією, порівняно малими габаритами й надійністю.

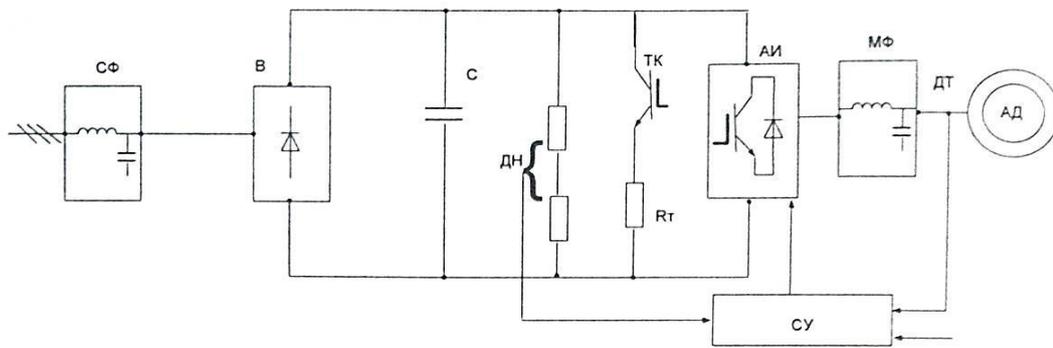


Рисунок 2.5 - Принципова схема ПЧ із ланкою постійного струму

СФ - мережний фільтр для відсікання вищих гармонік; В - випрямляч, звичайно не регульований (у ПЧ першого покоління) для регулювання напруги в ланці постійного струму; ДН і ДТ - датчики напруги й струму; ТК - гальмівний ключ; АИ - автономний інвертор, звичайно ШІМ; МФ - мотор-фільтр, зменшення вищих гармонік на двигун; СУ - система управління.

У якості замикаючого ключа в АИ можуть використатися GTO тиристри або IGBT транзистори. У даній магістерській роботі розглядається схема на транзисторах, виходячи з нижче приведених міркувань.

Тиристор є напівкеруваним приладом: для його включення достатньо подати короткий імпульс на керуючий електрод, але для вимикання необхідно або прикласти до нього зворотню напругу, або знизити комутуючий струм до нуля. Для цього в тиристорному перетворювачах частоти потрібно складна й доволі громіздка система керування.

Біполярні транзистори з ізолюваним затвором IGBT відрізняються від тиристорів повною керованістю, простою неенергоємною системою керування, найвищою робочою частотою.

Внаслідок цього перетворювачі частоти на IGBT дозволяють розширити діапазон керування швидкості двигуна, підвищити швидкодію привода в цілому.

Застосування IGBT з більш високої частотою перемикання в сукупності з мікропроцесорною системою керування в перетворювачах частоти знижує рівень вищих гармонік, характерних для тиристорних перетворювачів. Як наслідок - менші додаткові втрати в обмотках і магнітопроводі двигуна,

зменшення нагріву електричної машини, зниження пульсацій моменту і виключення так званого "крокування" ротора в області малих частот.

Для роботи двигуна необхідно зі зміною частоти змінювати й напругу. Для цього її змінюють у ланці постійного струму або використовують широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ). При виборі співвідношень між частотою й напругою найчастіше виходять з умов збереження перевантажувальної здатності.

Вибір перетворювача частоти робимо виходячи з умов:

$$I_{\text{вих.пч}} \geq I_{1\text{н}} \quad (2.14)$$

$$U_{\text{вих.пч}} \geq U_{1\text{н}} \quad (2.15)$$

Таким умовам задовольняє перетворювач частоти типу Danfoss AQUA DRIVE FC 202.

Перетворювач частоти Danfoss AQUA DRIVE FC 202 широко використовується в сучасних водогосподарських системах. Простота налаштування і великі можливості перетворювача роблять його незамінним для виконання найрізноманітніших завдань.

За своєю силовою схемою - це дволанковий перетворювач типу некерований випрямляч - автономний інвертор напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ). Силова частина АІН побудована на транзисторних модулях, в своїй основі містять транзистори типу IGBT. Перетворювач має мікропроцесорну систему управління, і призначений для керування асинхронним двигуном потужністю до 130 кВт. Лінійна напруга живлення приводу з таким перетворювачем рівна 380 В. Система управління перетворювачем містить вбудований пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор, параметри якого вводяться з цифрового пульта управління. Ввівши необхідні параметри можна налаштувати цей регулятор для регулювання необхідного тиску. Завдання тиску і величину зворотного зв'язку можна здійснювати в аналоговому вигляді, використовуючи багатofункціональні аналогові входи. Також перетворювач дозволяє забезпечити плавний розгін і гальмування двигуна по заданих

величинах часу пуску і гальмування. Вбудовані модулі захистів містять максимально-струмовий захист двигунів, захист від перевантаження схеми по напрузі, захист від перегріву транзисторів, захист від перевантаження двигуна і інші види захистів.

Для остаточного вибору перетворювача частоти розрахуємо його силову частину та перевіримо, чи відповідають його параметри тепловому балансу.

Так як, перетворювач частоти не оснащений вихідним та згладжувальним фільтром, то проведено додатково їх розрахунки.

2.3 Розрахунок силовій частини електропривода

2.3.1 Розрахунок інвертора

Максимальний струм через ключі інвертора визначаємо за формулою:

$$I_{c \max} = \frac{P_{\text{ном}} \cdot k_1 \cdot \sqrt{2} \cdot k_2}{\eta_{\text{ном}} \cdot \cos \varphi \cdot \sqrt{3} \cdot U_{\text{л}}}; \quad (2.16)$$

де $P_{\text{ном}}$ - номінальна потужність двигуна, Вт;

$k_1 = 1,2 - 1,5$ - коефіцієнт допустимого короткочасного перевантаження по струму, необхідного для забезпечення динаміки електропривода;

$k_2 = 1,1 - 1,2$ - коефіцієнт допустимої миттєвої пульсації струму;

$\eta_{\text{ном}}$ - номінальний ККД двигуна;

$U_{\text{л}}$ - лінійна напруга двигуна, В.

Ключі IGBT вибираються з постійним (номінальним) струмом колектора

$$I_c \geq I_{c \max}.$$

Вибраний перетворювач частоти Danfoss AQUA DRIVE FC 202, який має модулі IGBT фірми третього покоління типу CM20TF-12H на напругу 380 В з наступними параметрами:

Таблиця 2.2 - Параметри модуля IGBT ПЧ

Максимальні параметри	
1. Максимальна напруга колектор – еміттер U_{CES} , В	380
2. Максимальний струм колектора I_c , А	60
3. Максимальна розсіювана потужність P_c , Вт	125
Електричні параметри	
1. Типове U_{CES} у ввімкненому положенні $U_{CE(sat)}$, В	2,1
2. Максимальне U_{CES} у ввімкненому положенні $U_{CE(sat)}$, В	2,8
3. Вхідна ємність C_{ies} , нФ	2
4. Вихідна ємність C_{oes} , нФ	0,7
5. Ємність зворотного зв'язку (прохідна) C_{res} , нФ	0,4
6. Час затримки включення $t_{d(on)}$, нс	120
7. Час нагнітання t_r , нс	300
8. Час затримки виключення $t_{d(off)}$, нс	300
9. Час спаду t_f , нс	300
Зворотній діод	
1. Пряме падіння напруги на зв. діоді транзистора U_f , В	2,8
2. Час відновлення зворотнього діоду при вимкненні t_{rr} , нс	110
Теплові та механічні характеристики	
1. Тепловий опір корпус–охолоджувач $R_{th(c-f)}$, $^{\circ}C/Вт$	0,55
2. Тепловий опір перехід-корпус IGBT $R_{th(j-c)}$, $^{\circ}C/Вт$	0,5

2.3.2 Розрахунок втрат в інверторі

Розрахунок втрат в інверторі при ШІМ формуванні синусоїдального струму на виході полягає у визначенні складових втрат IGBT в провідному стані і при комутації, а також втрат зворотного діода.

Втрати в IGBT в провідному стані:

$$P_{ss} = I_{cp} \cdot U_{ce(sat)} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right) \quad (2.17)$$

де I_{cp} - максимальна амплітуда струму на вході інвертора;

$$I_{cp} = I_{c \max} / k_1; \quad (2.18)$$

$$I_{cp} = 52,13 / 1,4 = 37,23 \text{ А}$$

$D = \frac{t_p}{T} \approx 0,95$ - максимальна шпаруватість;

$U_{ce(sat)}$ - пряме падіння напруги на ІСВТ в насиченому стані при середньому струмі I_{cp} і температурі $T_j=125^\circ\text{C}$.

$$P_{SS} = 37,23 \cdot 2,1 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{3\pi} \cdot 0,87 \right) = 16,63 \text{ Вт.}$$

Втрати ІСВТ при комутації:

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{(I_c \cdot U_{ce}) \cdot (t_{c(on)} + t_{c(off)}) \cdot f_{sw}}{2};$$

де $t_{c(on)}$ і $t_{c(off)}$ - тривалість перехідних процесів по ланцюгу колектора ІGBT на відкриття $t_{c(on)}$ і закривання $t_{c(off)}$ транзистора, с (типове значення $t_{c(on)}=0,3 - 0,4$ мкс; $t_{c(off)} = 0,6 - 0,7$ мкс);

U_{ce} - напруга на колекторі ІGBT, В (комутована напруга, рівна напрузі ланки постійного струму для системи АІН - ШІМ);

f_{sw} - частота комутацій ключів, Гц (частота ШІМ), зазвичай від 5000 до 13000 Гц (приймаємо $f_{sw}=10^4$ Гц).

$$P_{SW} = \frac{1}{\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{60 \cdot 400 \cdot (0,55 + 0,3) \cdot 10^{-6} \cdot 10^4}{2} = 22,97 \text{ Вт}$$

Сумарні втрати ІGBT:

$$P_Q = P_{SS} + P_{SW}; \quad (2.20)$$

$$P_Q = 16,63 + 22,97 = 39,6 \text{ Вт}$$

Втрати діода в провідному стані

$$P_{DS} = I_{ep} \cdot U_{ce} \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{D}{3\pi} \cos\theta \right); \quad (2.21)$$

де $I_{ep} = I_{cp}$ - максимальна амплітуда струму через зворотний діод, А;

$U_{ce} = U_f$ - пряме падіння напруги на діоді (в провідному стані) при струмі I_{ep} , В.

$$P_{DS} = 37,23 \cdot 2,8 \cdot \left(\frac{1}{8} + \frac{0,95}{3\pi} \cdot 0,87 \right) = 22,17 \text{ Вт.}$$

Втрати при відновленні замикаючих властивостей діода:

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (I_{rr} \cdot U_{ce} \cdot t_{rr} \cdot f_{sw}); \quad (2.22)$$

де I_{rr} - амплітуда зворотного струму через діод, А ($I_{rr} = I_{cp}$);

t_{rr} - тривалість імпульсу зворотного струму, с (типове значення 0,2 мкс).

$$P_{DR} = \frac{1}{8} (37,23 \cdot 2,8 \cdot 0,11 \cdot 10^{-6} 10^4) = 0,014 \text{ Вт.}$$

Сумарні втрати діода:

$$P_D = P_{DS} + P_{DR}; \quad (2.23)$$

$$P_D = 22,17 + 0,014 = 22,18 \text{ Вт.}$$

Результуючі втрати в IGBT із зворотним діодом:

$$P_T = P_Q + P_D; \quad (2.24)$$

$$P_T = 39,6 + 22,18 = 61,78 \text{ Вт.}$$

Знайдені результуючі втрати є основою для теплового розрахунку інвертора, в ході якого визначаються тип і геометричні розміри необхідного охолоджувача, а також перевіряється тепловий режим роботи кристалів IGBT і зворотного діода.

2.3.3 Тепловий розрахунок інвертора

Максимально допустимий перехідний опір «охолоджувач - навколишнє середовище» $R_{th(f-a)}$, °C/Вт, в розрахунку на одну пару IGBT/FWD (транзистор/зворотний діод):

$$R_{th(f-a)1} \leq \frac{T_c - T_a}{P_T} - R_{th(f-a)}; \quad (2.25)$$

де $T_a = 45 - 50$ °C - температура охолоджуючого повітря;

$T_c = 90 - 110$ °C - температура теплопровідної пластини;

$R_{th(cf)}$ - термічний перехідний опір «корпус - поверхня теплопровідної пластини модуля» в розрахунку на одну пару IGBT/FWD, °C/Вт.

$$R_{th(f-a)1} \leq \frac{110 - 45}{86,84} - 0,55 = 0,026 \text{ °C/Вт.}$$

Температура кристала IGBT, °C, визначається за формулою:

$$T_{ja} = T_c + P_Q \cdot R_{th(j-c)q}; \quad (2.26)$$

де $R_{th(j-c)q}$ - термічний перехідний опір кристал - корпус для IGBT частини модуля, °C /Вт.

При цьому має виконуватися умова $T_{ja} < 125$ °C.

$$T_{ja} = 100 + 39,6 - 0,5 = 119,8 \text{ }^\circ\text{C} < 125 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Умова виконується.

Температура кристала зворотного діода FWD, $^\circ\text{C}$:

$$T_{jd} = T_c + P_D \cdot R_{th(j-c)d}; \quad (2.27)$$

де $R_{th(j-c)d}$ - термічний перехідний опір кристал - корпус для FWD частини модуля, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

При цьому має виконуватися умова $T_{jd} < 125 \text{ }^\circ\text{C}$.

$$T_{jd} = 100 + 22,18 - 0,5 = 111,1 \text{ }^\circ\text{C} < 125 \text{ }^\circ\text{C}.$$

Умова виконується.

2.3.4 Розрахунок і вибір випрямляча

Середня випрямлена напруга:

$$U_d = k_{с.н} \cdot U_{л}, \quad (2.28)$$

де: $k_{с.н}$ - коефіцієнт схеми для номінального навантаження ($k_{с.н} = 1,35$ - для мостової трифазної схеми).

Максимальне значення середньовипрямленого струму:

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \left(\frac{I_{c \max}}{\sqrt{2}}\right) \cdot U_{л} \cos \varphi + n \cdot P_T}{U_d}; \quad (2.29)$$

де n - кількість пар IGBT/FWD в інверторі.

$$I_{dm} = \frac{\sqrt{3} \cdot \left(\frac{53,12}{\sqrt{2}}\right) \cdot 380 \cdot 0,87 + 6 \cdot 61,78}{513} = 41,87 \text{ A};$$

Максимальний робочий струм діода:

$$I_{vm} = k_{cc} \cdot I_{dm}; \quad (2.30)$$

$$I_{vm} = 1,045 \cdot 41,87 = 43,76 \text{ A},$$

де $k_{cc} = 1,045$ для мостовий трифазної схеми при оптимальних параметрах Г-подібного LC-фільтра, встановленого на виході випрямляча.

Максимальна зворотна напруга діода:

$$U_{vm} = k_{з.н} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{л} \cdot k_{с.н} \cdot k_c + \Delta U_n; \quad (2.31)$$

де $k_c \geq 1,1$ - коефіцієнт допустимого підвищення напруги мережі;

$k_{з.н} \geq 1,15$ - коефіцієнт запасу за напругою;

$\Delta U_n \approx 100 - 150$ В - запас на комутаційні викиди напруги в ланці постійного струму.

$$U_{vm} = 1,15 - 1,41 - 380 - 1,35 - 1,2 + 100 = 1099 \text{ В.}$$

Діоди вибираються по постійному робочому струму (не менше I_{vm}) і по класу напруги (не менше $U_{vm} / 100$).

Вибираємо діод типу Д161 - 200.

Таблиця 2.3 – Параметри діоду Д161-200

Середній прямий струм $I_{пр.сп.}$, А	200
Ударний прямий струм $I_{пр.уд.}$, кА	5,5
Повторюючий імпульс зворотної напруги $U_{зв.мах.}$, В	300-1600
Постійна зворотня напруга $U_{зв.}$, В	225-1200

Проведемо тепловий розрахунок випрямляча.

Величину втрат у випрямлячі для сталого режиму роботи електропривода $I_d = I_{dm} / k_1$ можна визначити з виразу:

$$P_{DV} = m_v \cdot k_{cs} \cdot \left(U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} \right) \cdot \frac{I_{dm}}{k_1}; \quad (2.32)$$

де $k_{cs} = 0,577$ – коефіцієнт для мостової трифазної схеми;

R_{on} - динамічний опір напівпровідникового приладу в провідному стані,

Ом;

U_j - пряме падіння напруги, В, на напівпровідниковому приладі при струмі

50 мА ($U_j + R_{on} \frac{I_{dm}}{k_1} < 1$ В для діода);

m_v - число напівпровідникових приладів у схемі.

$$P_{DV} = 6 \cdot 0,577 \cdot 1 \cdot \left(\frac{41,87}{1,4} \right) = 103,54 \text{ Вт.}$$

Максимально допустимий перехідний опір охолоджувач - навколишнє середовище в розрахунку на випрямляч:

$$R_{th(f-a)2} \leq \frac{T_c - T_a}{P_{DV}} - R_{th(c-f)}; \quad (2.33)$$

де $R_{th(cf)}$ - термічний перехідний опір корпус - поверхня теплопровідної пластини модуля, °С/Вт.

$$R_{th(f-a)2} \leq \frac{110-45}{103,44} - 0,55 = 0,078 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Температура кристала визначається за формулою:

$$T_{jDV} = T_c + \frac{P_{DV}}{n_D} R_{th(c-f)DV}; \quad (2.34)$$

де n_D - кількість напівпровідникових приладів у модулі;

$R_{th(c-f)DV}$ - термічний перехідний опір корпус-кристал для одного напівпровідникового приладу модуля, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$.

Необхідно, щоб виконувалась умова $T_{jDV} < 140 \text{ } ^\circ\text{C}$.

$$T_{jDV} = 100 + \frac{103,84}{6} 0,55 = 109,52 \text{ } ^\circ\text{C} < 140^\circ\text{C}.$$

Умова виконується.

2.3.5 Розрахунок охолоджувача

Попередній вибір охолоджувача.

Для випрямляча і на кожен фазу двигуна встановлюємо окремий охолоджувач. Всього буде 4 охолоджувача, їх загальний сумарний перехідний опір «охолоджувач - навколишнє середовище»:

$$R_{th(f-a)} = R_{th(f-a)} + 3 \cdot R_{th(f-a)2}; \quad (2.35)$$

Попередньо приймаємо охолоджувач типу Т - 121 з габаритними розмірами профілю $b = 0,24 \text{ м}$, $h = 0,09 \text{ м}$, відстань між ребрами $c = 0,01 \text{ м}$.

Кількість ребер:

$$m = b/c; \quad (2.36)$$

$$m = 0,24/0,01 = 24.$$

Проведемо розрахунок довжини охолоджувача.

Площа охолоджувача, що бере участь у випромінюванні тепла:

$$A_{rad} = n \cdot [2 \cdot d \cdot (b + h)]; \quad (2.37)$$

$$A_{rad} = 2 \cdot 4 \cdot d \cdot (0,24 + 0,09) = 2,64d$$

де d , b , h - габаритні розміри профілю, м; n - кількість охолоджувачів.

Площа даного охолоджувача, що бере участь в конвекції:

$$A_{conv} = n \cdot [2 \cdot d \cdot (b + m(h - c))]; \quad (2.38)$$

$$A_{conv} = 4 \cdot 2 \cdot d \cdot (0,24 + 24(0,09 + 0,01)) = 17,3 \cdot d$$

де m - число ребер.

Перехідний опір випромінювання тепла:

$$R_{Qrad} = \frac{\Delta T}{5,1E \cdot A_{rad} \left[\left(\frac{T_c}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_a}{100} \right)^4 \right]}; \quad (2.39)$$

де $T_c = 373$ °К - температура поверхні охолоджувача;

$T_a = 323$ °К - температура навколишнього середовища;

$$T = T_c - T_a; \quad (2.40)$$

$$T = T_c - T_a = 50 \text{ К.}$$

E - коефіцієнт випромінювання поверхні ($E = 0,8$ для алюмінію).

$$R_{Qrad} = \frac{50}{5,1 \cdot 0,8 \cdot 2,64 \cdot d \cdot \left[\left(\frac{373}{100} \right)^4 - \left(\frac{323}{100} \right)^4 \right]} = 0,0548 \cdot \frac{1}{d}$$

Перехідний температурний опір теплопередачі конвекцією:

$$R_{Qconv} = \frac{1}{1,34 \cdot A_{conv} \cdot F_{red}} \left(\frac{d}{\Delta T} \right)^{0,25}; \quad (2.41)$$

де F_{red} - коефіцієнт погіршення тепловіддачі (конвекції).

$$R_{Qconv} = \frac{1}{1,34 \cdot 17,3 \cdot d \cdot 0,75} \left(\frac{d}{50} \right)^{0,25} = \frac{0,022}{d} \cdot d^{0,25}$$

Перехідний температурний опір «охолоджувач - навколишнє середовище» при природному охолодженні:

$$R_{th(f-a)} = \frac{R_{Qrad} \cdot R_{Qconv}}{R_{Qrad} - R_{Qconv}}; \quad (2.42)$$

Отже, маємо таку залежність:

$$R_{th(f-a)} = \frac{B \cdot C \cdot d^{0,25}}{A \cdot d \cdot (C + B \cdot d^{0,25})} = f(d); \quad (2.43)$$

де A, B, C - коефіцієнти.

$$R_{th(f-a)} = \frac{\frac{0,0548}{d} \cdot \frac{0,022}{d} \cdot d^{0,25}}{d \left(\frac{0,0548}{d} \cdot \frac{0,022}{d} \cdot d^{0,25} \right)} = \frac{0,0548 \cdot 0,022 \cdot d^{0,25}}{d(0,0548 \cdot 0,022 \cdot d^{0,25})} = \frac{0,0012 \cdot d^{0,25}}{d(0,0548 \cdot 0,022 \cdot d^{0,25})} = f(d).$$

Для різних значень d розраховуємо залежність, результати розрахунку зведені в табл. 2.4.

Таблиця 2.4 – Залежність $R_{th(f-a)}$ від d

d, м	0,02	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35
$R_{th(f-a)}$ °C/Вт	0,358	0,174	0,1	0,073	0,058	0,048	0,04	0,037

За отриманими значеннями будемо графік залежності $R_{th(f-a)}$ від d (рис.2.5).

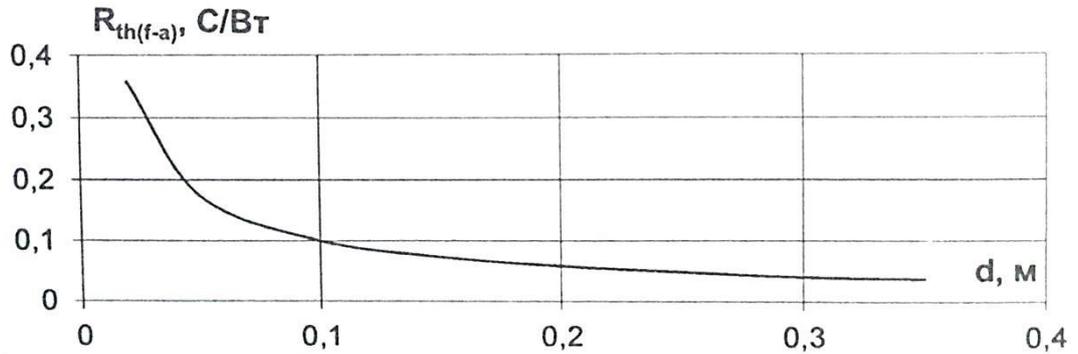


Рисунок. 2.6 - Графік залежності $R_{th(f-a)}$ від d

2.3.6 Розрахунок і вибір елементів вихідного фільтра

Номінальний фазний струм статора визначається за формулою:

$$I_{1\phi \text{ ном}} = \frac{P_{2\text{ ном}}}{3U_{1\phi \text{ ном}} \cos \varphi \eta}; \quad (2.44)$$

$$I_{1\phi \text{ ном}} = \frac{11 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0,87 \cdot 0,875} = 21,89 \text{ А.}$$

На виході з автономного інвертора напруги знаходиться фільтр. Найбільш розповсюдженим видом є LC - фільтр. Основною вимогою до нього є забезпечення заданого коефіцієнта гармонік змінної напруги в стаціонарному режимі.

Індуктивність фільтра визначається за формулою:

$$L_{\phi 2} \geq \frac{0,25E_{\text{макс}}}{(0,4 \dots 0,6)f_k I_{\text{ном}}}; \quad (2.45)$$

де $E_{\text{макс}}$ - максимальна напруга джерела постійної напруги, В. В даному випадку це напруга в ланцюзі постійного струму з урахуванням підвищення напруги мережі 10%.

$$E_{\text{макс}} = 1,1 \cdot U_d; \quad (2.46)$$

$$E_{\text{макс}} = 1,1 \cdot 513 = 564 \text{ В.}$$

Чисельне значення індуктивності фільтра визначиться:

$$L_{\phi 2} \geq \frac{0,25 \cdot 564}{0,6 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 21,89} = 0,013 \text{ Гн} = 1,3 \text{ мГн}.$$

Вибираємо 4 реактори типу РТСТ - 20,5 - 2,02УЗ, параметри якого приведені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 - Параметри реактора

Номінальна лінійна напруга, В	310
Номінальний фазний струм, А	20,5
Номінальна індуктивність фази, мГн	1,53

Ємність фільтра визначаємо за формулою:

$$C_{\phi 2} = \frac{T_k^2}{64k_r L_{\phi}^2}; \quad (2.47)$$

де T_k - період комутації ШІМ, с;

$$T_k = \frac{1}{f_k}; \quad (2.48)$$

$$T_k = \frac{1}{8 \cdot 10^3} = 0,000125 \text{ с}.$$

f_k - частота комутації ШІМ. В даному випадку $f_k = 8$ кГц. Гранична частота обмежена допустимою частотою переключення транзисторів, яка складає 10 кГц,

k_r - коефіцієнт вищих гармонік (0.05).

Чисельне значення ємності фільтра визначиться:

$$C_{\phi 2} = \frac{0,000125^2}{64 \cdot 0,5 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3}} = 3,76 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор типу МБГО - 1- 400 В - 8 мкФ $\pm 10\%$.

Дроселі включають в кожен фазу, послідовно з асинхронним двигуном, а конденсатори з'єднують в трикутник і включають паралельно двигуну. Конденсатори суттєво не впливають на загальний опір статорного ланцюга, тому опором фільтра при розрахунках можна знехтувати.

2.3.7 Розрахунок і вибір елементів згладжуючого фільтра

Згладжувальні дроселі встановлюють в колі постійного струму низьковольтних агрегатів, вони слугують для зниження змінної складового струму через конденсатори фільтру і зменшення зони переривистих струмів при роботі електропривода. Конденсатор слугує для зменшення реактивної складової струму статора.

Якість фільтру визначається коефіцієнтом згладжування, котрий визначається:

$$S_{LC} = \frac{q_{\text{вх}}}{q_{\text{вих}}}; \quad (2.49)$$

де $q_{\text{вх}}$ - коефіцієнт пульсації на вході фільтру;

$q_{\text{вих}}$ - коефіцієнт пульсації на виході фільтру приймається в межах 0.01...0.1. Обираємо величину $q_{\text{вих}} = 0.01$.

Коефіцієнт пульсацій на вході фільтра визначається по формулі:

$$q_{\text{вх}} = \frac{2}{n^2-1} \sqrt{1 + n^2 \operatorname{tg}^2 \alpha}; \quad (2.50)$$

де n - число пульсацій випрямляча; для трифазної мостової схеми $n=6$;

α — кут управління вентилями випрямляча; приймаємо $\alpha = 0^\circ$, так як напруга регулюється в АІН, а тиристорний перетворювач некерований.

$$q_{\text{вх}} = \frac{2}{6^2-1} \sqrt{1 + 6^2 \operatorname{tg}^2 0} = 0,057.$$

Чисельне значення коефіцієнта згладжування:

$$S_{LC} = \frac{0,057}{0,01} = 5,7.$$

Ємність фільтру приймаємо із розрахунку 100 мкФ на 1 кВт потужності двигуна. Розрахункова потужність фільтра визначається:

$$C_{\phi 1} = P_{\text{ДВ ном}} \cdot 100; \quad (2.51)$$

$$C_{\phi 1} = P_{\text{ДВ ном}} \cdot 100 = 11000 \text{ мкФ}.$$

Обираємо конденсатор К50-35. Ємність 0,1... 15 000 мкФ $\pm 10\%$.

Індуктивність фільтра визначається за формулою:

$$L_{\phi 1} = \frac{S_{LC} + 1}{n^2 \omega^2 C_{\phi 1}}; \quad (2.52)$$

де $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_c = 2 \cdot 3,14 \cdot 50 = 314$ рад/с - циклічна частота живильної мережі.

$$L_{\phi 1} = \frac{5,7 + 1}{6^2 \cdot 314^2 \cdot 11000 \cdot 10^{-6}} = 0,17 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

2.3.8 Розрахунок снабера

Так як IGBT комутуються з високою швидкістю, то напруга швидко зростає, особливо при замиканні транзистора, і може досягти критичного значення, здатного викликати пробій або колектора, або затвора транзистора.

Щоб мінімізувати перевищення напруги (перенапруження) і запобігти аварії IGBT, потрібна установка снабера (демпфіруючого ланцюга).

Ємність конденсатора снабера визначається напругою другого кидка ΔU , який не повинен перевищувати 25 В. Вираз для розрахунку ємності представляється у вигляді:

$$C \approx L_1 \cdot \left(\frac{I_c}{\Delta U}\right)^2; \quad (2.53)$$

де: L_1 - індуктивність проводів між електролітичним конденсатором і IGBT-модулем (значення L_1 має бути 50 нГн або менше);

$I_c = I_{c \text{ max}} = 52,13 \text{ А}$ - струм відключення.

$$C \approx 50 \cdot 10^{-9} \cdot \left(\frac{52,13}{25}\right)^2 = 0,2 \text{ мкФ.}$$

Вибираємо для снабера конденсатор з гарними високочастотними характеристиками, малою власною індуктивністю, високими імпульсними струмами і малим тангенсом кута втрат типу К78 - 2 ємністю $C = 0,22 \dots 0,47 \text{ мкФ}$.

Вибір опору резистора проводиться з умови мінімуму коливань струму колектора при включенні IGBT:

$$R \geq 2 \sqrt{\frac{L_{sn}}{C}}; \quad (2.54)$$

де: L_{sn} - індуктивність ланцюгів снабера, Гн (10 нГн або менше);

C - ємність снабера, Ф.

Необхідна потужність резистора снабера:

$$P = 0,5 \cdot C \cdot \Delta U^2 \cdot f_{sw}; \quad (2.55)$$

де: ΔU - перенапруження, В, яке не повинно перевищувати 60 В.

$$P = 0,5 \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 60^2 \cdot 104 = 0,037 \text{ Вт.}$$

Вибираємо для снабера резистор штампований стрічковий типу ЛФ10 з номінальним опором при $t = 20 \text{ }^\circ\text{C}$, $R = 0,2 \text{ Ом}$ і тривалим допустимим струмом $I_{\text{доп}} = 10 \text{ А}$.

Дійсна потужність резистора снабера:

$$P = I_{\text{доп}} \cdot R \quad (2.56)$$

$$P = 10 \cdot 0,2 = 2 \text{ Вт.}$$

Струм, що протікає через діод снабера, імпульсний. Він майже дорівнює струму включення колектора $I_{c \text{ max}}$ і триває до 1 мкс.

2.4 Вибір засобів автоматизації

2.4.1 Остаточний вибір перетворювача частоти

Після проведених розрахунків можна зробити висновок, що перетворювач частоти Danfoss AQUA Drive FC202 повністю задовольняє нашим вимогам.

Перетворювач містить вбудований пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор, параметри якого вводяться з цифрового пульта управління. Увівши необхідні параметри можна налаштувати цей регулятор для регулювання тиску подачі соку в випарювач. Завдання тиску і величину зворотного зв'язку можна здійснювати в аналоговому вигляді, використовуючи багатофункціональні аналогові входи. Також перетворювач дозволяє забезпечити плавний розгін і гальмування двигуна по заданому часу пуску і гальмування. Вбудовані модулі захистів містять максимально-струмовий захист двигунів, захист від перевантаження схеми по напрузі, захист від перегріву транзисторів, захист від перевантаження двигуна і інші види захистів.

Перетворювач забезпечує наступні режими роботи та управління приводних машин і механізмів:

- плавний пуск;

- тривалу роботу в заданому діапазоні частот обертання і навантажень;
- реверсування руху;
- гальмування і зупинку;
- захист електричного і механічного обладнання в аварійних і позаштатних режимах.

Ефективність застосування даного типу електроприводу обумовлена:

- високою якістю статичних і динамічних характеристик;
- високими енергетичними показниками;
- гнучким налаштуванням робочих параметрів і режимів;
- розвиненим інтерфейсом і адаптивністю до різних зовнішніх систем управління і автоматизації, в тому числі високого рівня;
- високою технагляду готовністю;
- простотою, зручністю управління і обслуговування в експлуатації.

Специфічні функції в перетворювачі Danfoss AQUA Drive FC202:

- автоналаштування ПД-регулятора;
- функція заповнення труби;
- захист зворотного клапана, захист від сухого ходу насоса.
- сплячий режим.
- цикли розгону/гальмування.

2.4.2 Вибір датчика тиску

Датчики тиску розробляються низкою відомих фірм. У магістерській роботі обраний датчик тиску фірми «Metran».

Вибір датчика здійснено виходячи з робочого тиску насоса $H_{ном}=12\text{м} = 1,2\text{ атм}$, тоді максимально високий робочий тиск дорівнює:

$$P_{\text{max}} = K \cdot H_{\text{ном}} = 1,2 \cdot 12 = 2,44 \text{ атм} \quad (2.57)$$

Вибираємо датчик з найближчим великим робочим тиском Метран-100-ДА модель 1050 з $P_{\text{max}} = 250 \text{ кПа}$.

Датчики тиску серії Метран-100 призначені для роботи в системах автоматичного контролю, регулювання та управління технологічними процесами і забезпечують безперервне перетворення в уніфікований

струмовий і/або цифровий на базі HART-протоколу вихідний сигнал дистанційної передачі надлишкового тиску наступних вимірюваних величин: надлишкового тиску.

Вимірювання середовища: рідини, пара, газ, в тому числі газоподібний кисень і кисневмісні газові суміші.

Діапазони вимірюваних тисків:

- 1) мінімальний 0-250 кПа;
- 2) максимальний 0-100 МПа;
- 3) основна похибка: $\pm 0,1\%$, $\pm 0,15\%$, $\pm 0,25\%$, $\pm 0,5\%$;
- 4) ступінь захисту від пилу і води IP65.

Можливості датчика:

- 1) контроль поточного значення вимірюваного тиску;
- 2) контроль і налаштування параметрів датчика;
- 3) установка "нуля";
- 4) вибір системи і настройка одиниць виміру;
- 5) налаштування часу усереднення вихідного сигналу (зменшення);
- 6) переналаштування діапазонів вимірювання, в тому числі на нестандартний (25: 1,16: 1, 10: 1);
- 7) налаштування на "зміщений" діапазон виміру;
- 8) вибір залежного вихідного сигналу від вхідної величини: (лінійно-зростаюча, лінійно-спадна, пропорційна кореню квадратному перепаду тиску);
- 9) калібрування датчика;
- 10) безперервна самодіагностика.

3 ДОСЛІДНИЦЬКА ЧАСТИНА

3.1 Розроблення структурної схеми системи управління

Проектована система являє собою одноконтурну систему управління, з одним зовнішнім контуром - контуром тиску.

Структурна схема проекрованої системи представлена на рис. 3.1.

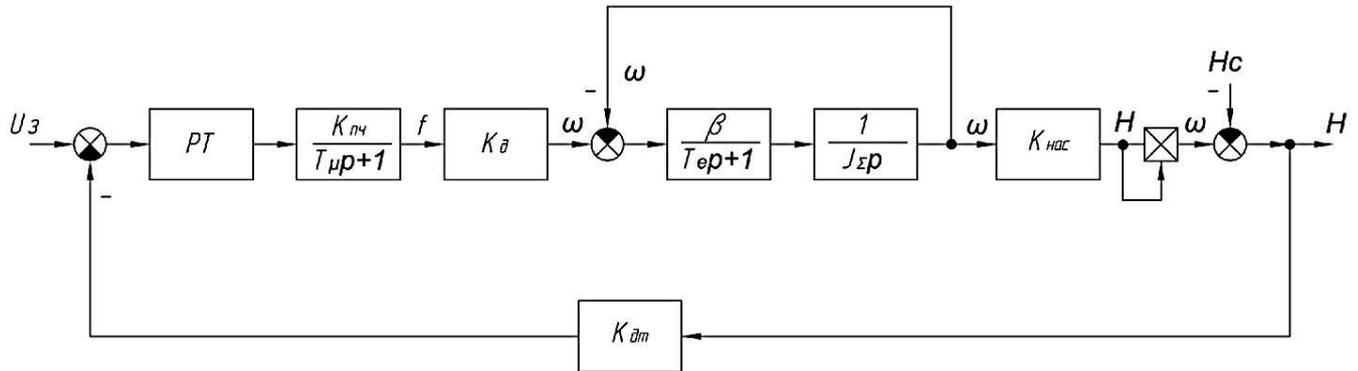


Рисунок 3.1 - Структурна схема електромеханічної системи

де: РТ - регулятор тиску;

К_д - коефіцієнт передачі двигуна.

$$K_{д} = \frac{2\pi}{p} \quad (3.1)$$

К_{дт} - коефіцієнт зворотного зв'язку по тиску

$$K_{дт} = \frac{U_3}{H_H} \quad (3.2)$$

H_н — номінальний напір.

3.2 Розрахунок параметрів передавальної функції об'єкта управління

3.2.1 Аналіз об'єкта регулювання

Як відомо, навантаження відцентрових і осьових насосів, вентиляторів та інших механізмів вентиляторного типу називається вентиляторним навантаженням. Статичний момент в подібних механізмах залежить від швидкості обертання робочого колеса в другому ступені. Для отримання залежності моменту опору на валу двигуна від його швидкості обертання необхідно мати математичні вирази характеристики насоса і характеристики трубопроводу.

У загальному випадку об'єкт управління описується наступною структурною схемою (рис. 3.2).

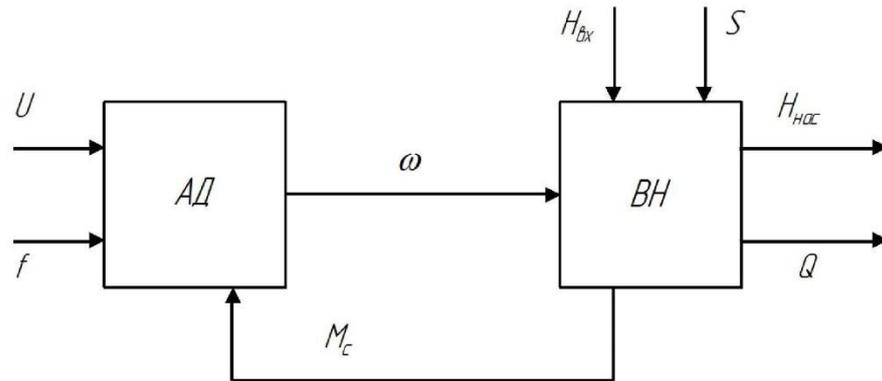


Рисунок 3.2 - Структурна схема насосної установки подачі соку у випарювач

Позначення на рис. 3.2:

АД - асинхронний двигун;

ВН — відцентровий насос;

U_s - напруга статора, В;

f_s - частота напруги статора, Гц;

ω - механічна кутова швидкість обертання ротора і робочого колеса насоса, рад/с;

M_c - статичний момент навантаження на валу двигуна, Н·м;

$H_{нас}$ - напір на виході насоса, м;

$H_{вх}$ - напір на вході насоса, м;

Q - продуктивність насоса, м³ /с;

S_r - гідравлічний опір магістралі, с²/м⁵.

Основними параметрами насоса є напір і подача.

Подачею Q називається обсяг рідини, що подається насосом в одиницю часу.

Напір H визначається як різниця змісту енергії в 1 кг рідини (питомої енергії) на ділянці від входу в насос до виходу з нього.

Диференційне рівняння, що описує насос, має вигляд:

$$\frac{m}{\rho g} Q + s^2(a + a_\phi)Q^2 = s^2 \frac{H_{0H}}{\omega_H^2} \omega^2 + s^2 H_{ст}, \quad (3.3)$$

$$\frac{Q_*}{Q_H} = \frac{\omega_*}{\omega_H} \quad (3.5)$$

$$\frac{H_*}{H_H} = \frac{\omega_*^2}{\omega_H^2}.$$

Визначимо значення напору і подачі насоса через швидкість на валу двигуна (3.6):

$$Q_* = \frac{Q_H}{\omega_H} \omega_* k_1; \quad (3.6)$$

$$H_* = \frac{H_H}{\omega_H^2} \omega_*^2 k_1;$$

де: k_1, k_1 – постійні величини.

Якщо не враховувати інерційність перетворювача частоти і електромагнітних ланцюгів двигуна, вважаючи, що вони на порядок нижче, ніж постійна часу технологічного об'єкта, і зв'язок об'єкта і електроприводу через M_c , вважаючи, що жорсткість механічної характеристики двигуна досить висока, то структурну схему в разі управління напором H можливо лінеаризувати в наближення номінальної точки і спростити до вигляду (рис 3.4).

Візьмемо корінь :

$$\sqrt{H_*} = k_{\text{насоса}} \omega_*; \quad (3.7)$$

де:

$$k_{\text{насоса}} = \sqrt{\frac{H_H}{\omega_H^2}} - \text{постійний коефіцієнт.}$$

Насос і гідравлічна мережа - інерційні ланки, які можуть бути представлені аперіодичною ланкою першого порядку :

$$W_{\text{насос}}(p) = \frac{K_{\text{насос}}(\omega)}{T_{\text{насос}} p + 1}, \quad (3.8)$$

де: $K_{\text{насос}}$ - коефіцієнт перетворення насоса,

$T_{\text{насос}}$ - постійна часу насоса.

Так як насос є нелінійною складною системою, а ми працюємо в малих відхиленнях, лінеаризуємо його коефіцієнт передачі.

Значення $T_{\text{нас}} = 0,001$. Тому, при синтезі системи настільки малою постійною часу допустимо знехтувати і вважати насос безінерційною ланкою:

$$W_{\text{нас}}(p) = K_{\text{нас}}$$

Спрощена модель насоса матиме вигляд, показаний на рис. 3.4.

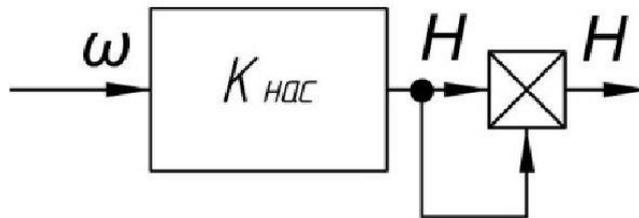


Рисунок 3.4 – Спрощена модель насоса

Вплив постійної часу насоса на параметри перехідних процесів в системі буде враховано при моделюванні системи.

3.2.2 Динамічна модель асинхронного короткозамкнутого електродвигуна

Проводимо розроблення моделі на основі Т-подібної схеми заміщення і схеми динамічної узагальненої електричної машини на базі АД з КЗ ротором.

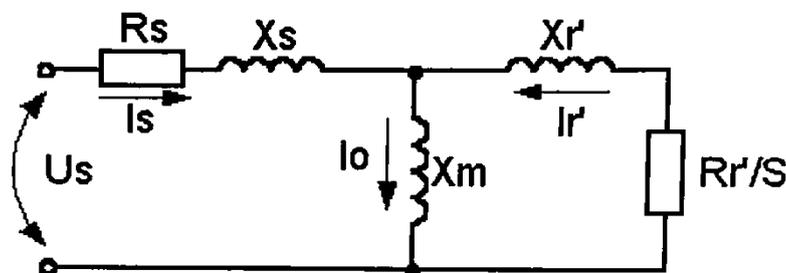


Рисунок 3.5 – Схема заміщення АД

Параметри схеми заміщення:

$$\begin{aligned} X_1 &= X'_1 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \\ X'_2 &= X''_2 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \\ R_1 &= R''_1 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \\ R'_2 &= R''_2 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}. \end{aligned} \tag{3.9}$$

де: X_μ – повний індуктивний опір;

R'_1, X'_1 - активний і індуктивний опори обмотки статора, в. о.;

R'_2, X'_2 - активний і індуктивний опори обмотки ротора, приведені до обмотки статора, в. о.;

X_1, X''_2, R_1, R''_2 - опір статора і ротора, Ом;

$U_{1\text{фн}}, I_{1\text{фн}}$ - номінальні значення фазної напруги, В, та струму, А.

При математичному описі АД, як об'єкта управління, приймаються наступні допущення:

- намагнічуючі сили обмоток двигуна розподіляються чітко синусоїдально уздовж окружності повітряного зазору;
- втрати в "сталі" статора і ротора відсутні;
- обмотки статора і ротора чітко симетричні із зсувом осі на 120° ;
- насичення магнітного ланцюга відсутнє.

Повна динамічна модель АД з короткозамкненим ротором в нерухомій системі координат статора (a-b) представляється системою з п'яти дифференціальних рівнянь [3]:

$$\omega = \frac{1}{j} \left[\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) - M_c \right],$$
$$\frac{di_{1a}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1a} - \alpha \beta L_m i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega p_n \psi_{2b} + \frac{U_{1a}}{\sigma}, \quad (3.10)$$
$$\frac{di_{1b}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1b} - \alpha \beta L_m i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega p_n \psi_{2a} + \frac{U_{1b}}{\sigma},$$
$$\frac{d\psi_{2a}}{dt} = -\alpha \psi_{2a} - \omega p_n \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a},$$
$$\frac{d\psi_{2b}}{dt} = -\alpha \psi_{2b} + \omega p_n \psi_{2a} + \alpha L_m,$$

$$\text{де: } \alpha = \frac{R_2}{L_2} \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_2} \quad \sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2} \quad L_1 = L_m + L_{1\sigma} \quad L_2 = L_m + L_{2\sigma},$$

ω - кутова швидкість; i_{1a}, i_{1b} - компоненти вектора струму статора;

ψ_{2a}, ψ_{2b} - компоненти вектора потокозчеплення ротора;

U_{1a}, U_{1b} - компоненти вектора напруги статора;

M_c - момент навантаження;

R_1, R_2 - активні опори статора і ротора;

L_1, L_2 - індуктивності статора і ротора;

L_m - індуктивність намагнічуючого контуру;

$L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$ - індуктивності розсіювання статора і ротора;

p_n - число пар полюсів;

$M = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a})$ – момент, що розвивається двигуном.

Оскільки при стабілізації натиску система працює в малих відхиленнях щодо робочої точки стабілізації, можливе використання лінійної моделі асинхронного двигуна.

Для синтезу регуляторів системи управління буде використовуватися так звана, лінеаризована модель АД. Структурну схему лінеаризованої моделі асинхронного двигуна можна представити у вигляді моделі, наведеної на рис.3.6:

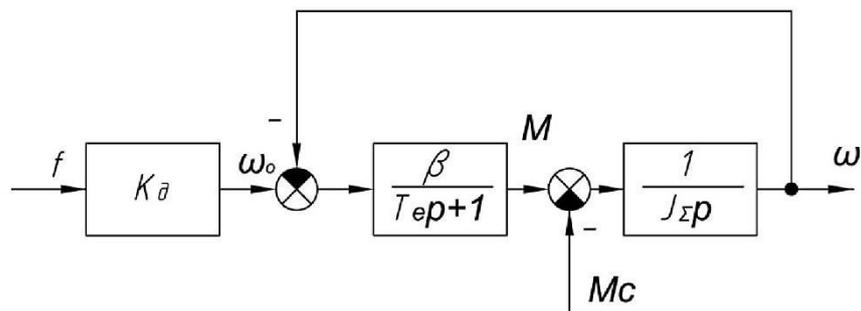


Рисунок 3.6 - Лінеаризована модель АД

де: M - механічний момент двигуна, $H \cdot m$;

β - жорсткість лінійного ділянки механічної характеристики;

T_e - електромагнітна постійна часу, с;

J_Σ - сумарний, приведений до валу двигуна момент інерції, $kg \cdot m^2$;

ω_0 - задана кругова частота обертання, рад/с;

f_3 - частота завдання, Гц,

K_d - коефіцієнт передачі двигуна.

3.2.3 Динамічна модель перетворювача частоти

До складу перетворювача частоти з ланкою постійного струму входить керований випрямляч, фільтр і автономний інвертор напруги.

Транзисторний перетворювач являє собою нелінійний дискретний динамічний об'єкт з обмеженою маневреністю, однак можна говорити, що специфіка ПЧ, як нелінійного об'єкта істотно не позначається на роботі системи. Частота зрізу контуру регулювання в якому він знаходиться, значно нижче частот, істотних для динаміки транзисторного перетворювача, при цьому час перехідних процесів в системі помітно перевищує період дискретизації системи. Найчастіше, випрямляч при розробці систем управління електроприводами представляють у вигляді аперіодичної ланки з коефіцієнтом передачі K_B і постійної часу T_B , а інвертор і зовсім як безінерційна ланка K_I .

Для синтезу регуляторів системи управління буде використовуватися лінеарізована модель перетворювача частоти (рис. 3.7):

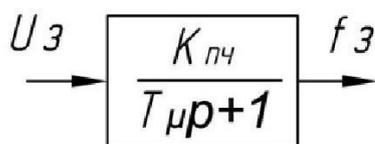


Рисунок 3.7 - Лінеарізована модель перетворювача частоти

де: $K_{пч}$ - коефіцієнт підсилення перетворювача частоти;

T_{μ} - постійна часу ПЧ.

Для отримання більш точного уявлення про протікання перехідних процесів проведемо дослідження динаміки системи ПЧ-АД при використанні еквівалентної двофазної моделі двигуна у векторній формі.

Математичний опис процесів перетворення енергії в асинхронному двигуні здійснюється під час роботи від мережі. Перетворення енергії в цьому двигуні є складним завданням у зв'язку з істотною нелінійністю рівнянь, обумовленої добутком змінних.

Двигун є трифазним, що ускладнює математичний опис через збільшення числа рівнянь, тому процеси в багатофазних електричних машинах

представляються в еквівалентній двохфазній моделі цієї машини. Умовою адекватності є інваріантність потужності машини при перетворенні рівнянь. При вирішенні задачі перетворення кожна реальна змінна двигуна - напруга, струм, потокозчеплення - представляється у вигляді вектора. Напрямок вектора жорстко пов'язано з відповідною даній обмотці (статора або ротора) віссю координат. Зі статором жорстко пов'язана ортогональна система координат з осями (α, β) , а з ротором - з осями (b, q) . Всі розрахункові змінні представляються в системі координат (U, V) , яка обертається відносно нерухомого статора зі швидкістю ω_c . Перетворення реальних змінних двигуна в осях (α, β) або (b, q) в розрахункові (U, V) і назад здійснюється за допомогою проєкцій відповідних векторів змінних на ці осі згідно відомим геометричним закономірностям.

Рівняння Кірхгофа для асинхронного двигуна має вигляд:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 R_1 + \frac{d\psi_1}{dt} + j\omega_c \psi_1, \quad (3.11)$$

$$0 = \dot{I}_2 R_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_c - \omega_{ел})\psi_2, \quad (3.12)$$

де: U_1 - напруга статора;

I_1, I_2 - струм статора и ротора;

R_1, R_2 - активний електричний опір статора і ротора;

ψ_1, ψ_2 - потокозчеплення статора і ротора;

$\omega_{ел} = p_n \omega$ - кутова швидкість електрична;

p_n - число пар полюсів двигуна;

ω - кутова швидкість двигуна.

Потокозчеплення статора і ротора визначаються наступними виразами:

$$\dot{\psi}_1 = L_1 \dot{I}_1 + L_{12} \dot{I}_2, \quad (3.13)$$

$$\dot{\psi}_2 = L_{12} \dot{I}_1 + L_2 \dot{I}_2, \quad (3.14)$$

де: L_1, L_2, L_{12} - індуктивності обмоток статора, ротора і їх взаємоіндуктивність.

Вектори напруги, струмів і потокозчеплення представляються сумою проєкцій на осі (U, V) :

$$\begin{aligned}
\dot{U}_1 &= U_{1U} + jU_{1V}, \\
\dot{I}_1 &= i_{1U} + ji_{1V}, \\
\dot{I}_2 &= i_{2U} + ji_{2V}, \\
\dot{\psi}_1 &= \psi_{1U} + j\psi_{1V}, \\
\dot{\psi}_2 &= \psi_{2U} + j\psi_{2V}.
\end{aligned}$$

З рівняння (3.14) визначається вираз для струму ротора:

$$i_2 = \frac{1}{L_2} \psi_2 - \frac{L_{12}}{L_2} i_1, \quad (3.15)$$

Після підстановки виходить:

$$0 = \left(\frac{1}{L_2} \psi_2 - \frac{L_{12}}{L_2} i_1 \right) R_2 + \frac{d\psi_2}{dt} + j(\omega_c - \omega_{ел})\psi_2,$$

або в операторній формі:

$$0 = \frac{R_2}{L_2} \psi_2 - \frac{L_{12}}{L_2} R_2 i_1 + p\psi_2 + j(\omega_c - \omega_{ел})\psi_2.$$

В системі координат U, V це можна представити рис.3.8.

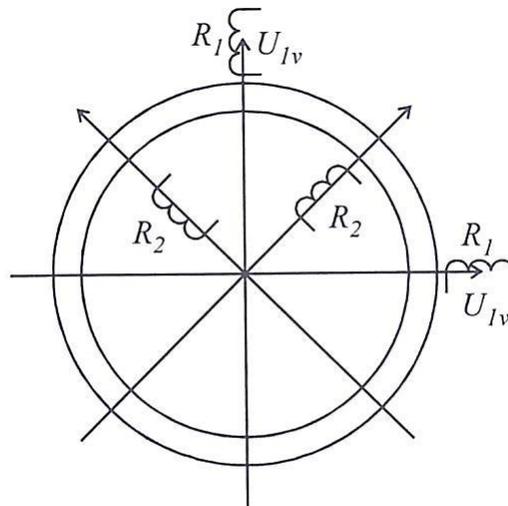


Рисунок 3.8 - Змінні в системі координат (U, V)

Введемо заміну: $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$.

Тоді рівняння остаточно приймає вигляд:

$$0 = p + \alpha + j(\omega_c - \omega_{ел})\dot{\psi}_2 - L_2\alpha\dot{I}_1. \quad (3.16)$$

З (3.13) з урахуванням (3.15) знаходиться вираз для потокозчеплення статора:

$$\psi_1 = L_1 \dot{I}_1 + L_{12} \left(\frac{1}{L_2} \dot{\psi}_2 - \frac{L_{12}}{L_2} \dot{I}_1 \right) = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_2} \dot{I}_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2 = \sigma \dot{I}_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2. \quad (3.17)$$

де: $\sigma = \frac{(L_1 L_2 - L_{12}^2)}{L_2}$.

Після підстановки (3.17) в (3.11) вираз для напруги набуває вигляду:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 R_1 + \frac{d}{dt} \left(\sigma \dot{I}_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2 \right) + j\omega_c \left(\sigma \dot{I}_1 + \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2 \right).$$

або в операторній формі:

$$U_1 = \dot{I}_1 R_1 + p\sigma \dot{I}_1 + p \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2 + j\omega_c \sigma \dot{I}_1 + j\omega_c \frac{L_{12}}{L_2} \dot{\psi}_2.$$

і остаточно

$$U_1 = \dot{I}_1 (R_1 + \sigma(p + j\omega_c)) + \frac{L_{12}}{L_2} (p + j\omega_c) \dot{\psi}_2. \quad (3.18)$$

Після аналогічних заміन для ланцюга ротора виходить перетворена система рівнянь, яка описує процеси в асинхронному двигуні:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 (R_1 + \sigma(p + j\omega_c)) + \frac{L_{12}}{L_2} (p + j\omega_c) \dot{\psi}_2 \quad (3.21)$$

$$0 = (p + \alpha + j(\omega_c - \omega_{ел})) \dot{\psi}_2 - L_2 \alpha \dot{I}_1.$$

Перше рівняння системи (3.9) в системі координат (U, V) має вигляд:

$$U_{1U} + jU_{1V} = (i_{1U} + ji_{1V})(R_1 + \sigma(p + j\omega_c)) + \frac{L_{12}}{L_2} (p + j\omega_c)(\psi_{2U} + j\psi_{2V}),$$

$$U_{1U} + jU_{1V} = (R_1 + \sigma p)i_{1U} + j(R_1 + \sigma p)i_{1V} + j\sigma\omega_c i_{1U} - j\sigma\omega_c i_{1V} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2U} + j \frac{L_{12}}{L_2} \omega_c \psi_{2U} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2V} - \frac{L_{12}}{L_2} \omega_c \psi_{2V}. \quad (3.20)$$

Проекції вектора напруги використовуються в такому значенні:

$$U_{1U} = (R_1 + \sigma p)i_{1U} - \sigma\omega_c i_{1V} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2U} - \frac{L_{12}}{L_2} \omega_c \psi_{2V}, \quad (3.21)$$

$$U_{1V} = (R_1 + \sigma p)i_{1V} + \sigma\omega_c i_{1U} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2U} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2V}.$$

Аналогічно для другого рівняння системи (3.7):

$$0 = (p + \alpha + j(\omega_c - \omega_{ел}))(\psi_{2U} + j\psi_{2V}) - L_{12}\alpha(i_{2U} + ji_{2V}),$$

$$0 = (p + \alpha)\psi_{2U} + j(\omega_c - \omega_{ел})\psi_{2U} + j(p + \alpha)\psi_{2V} - (\omega_c - \omega_{ел})\psi_{2V} - L_{12}\alpha i_{2U} - (jL_{12}\alpha i_{2V}).$$

Проекції вектора використовуються в такому значенні:

$$\begin{aligned} 0 &= (p + \alpha)\psi_{2U} - (\omega_c - \omega_{ел})\psi_{2V} - L_{12}\alpha i_{2U}, \\ 0 &= (p + \alpha)\psi_{2V} - (\omega_c - \omega_{ел})\psi_{2U} - L_{12}\alpha i_{2V}. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Перехід до системи координат $(\alpha - \beta)$ здійснюється за умов $U = \alpha, V = \beta, \omega_c = 0$.

Після цього системи рівнянь (3.13) та (3.14) приймають вид:

$$U_{1\alpha} = (R_1 + \sigma p)i_{1\alpha} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2\alpha}, \quad (3.23)$$

$$U_{1\beta} = (R_1 + \sigma p)i_{1\beta} + \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2\beta},$$

$$0 = (p + \alpha)\psi_{2\alpha} + \omega_{ел}\psi_{2\beta} - L_{12}\alpha i_{1\alpha}, \quad (3.24)$$

$$0 = (p + \alpha)\psi_{2\beta} - \omega_{ел}\psi_{2\alpha} - L_{12}\alpha i_{1\beta}.$$

З цих рівнянь визначаються вираження для струмів, потокозчеплення і похідних:

$$i_{1\alpha} = \frac{1}{R_1 + \sigma p} \left[U_{1\alpha} - \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2\alpha} \right], \quad (3.25)$$

$$i_{1\beta} = \frac{1}{R_1 + \sigma p} \left[U_{1\beta} - \frac{L_{12}}{L_2} p\psi_{2\beta} \right],$$

$$\psi_{2\alpha} = \frac{1}{p + \alpha} [L_{12}\alpha i_{1\alpha} - \omega_{ел}\psi_{2\beta}], \quad (3.26)$$

$$\psi_{2\beta} = \frac{1}{p + \alpha} [L_{12}\alpha i_{1\beta} - \omega_{ел}\psi_{2\alpha}].$$

$$p\psi_{2\alpha} = L_{12}\alpha i_{1\alpha} - \omega_{ел}\psi_{2\beta} - \alpha\psi_{2\alpha}, \quad (3.27)$$

$$p\psi_{2\beta} = L_{12}\alpha i_{1\beta} + \omega_{ел}\psi_{2\alpha} - \alpha\psi_{2\beta}.$$

Вираз для моменту асинхронного двигуна має вигляд:

$$M = \frac{3}{2} P_n L_{12} I_m (\dot{I}_1 \cdot \tilde{I}_2),$$

де: $\tilde{I}_2 = i_{2U} - ji_{2V}$;

Добуток струмів дорівнює:

$$\begin{aligned}
i_1 \cdot \tilde{i}_2 &= i_1 \left(\frac{1}{L_2} \psi_2 - \frac{L_{12}}{L_2} i_1 \right) = \frac{1}{L_2} i_1 \psi_2 - \frac{L_{12}}{L_2} (i_{1U}^2 + i_{1V}^2) \\
&= \frac{1}{L_2} (i_{1U} + j i_{1V}) (\psi_{2U} + j \psi_{2V}) - \frac{L_{12}}{L_2} (i_{1U}^2 + i_{1V}^2) \\
&= \frac{1}{L_2} (i_{1U} \psi_{2U} + \psi_{2V} i_{1V}) + j \frac{1}{L_2} (-i_{1U} \psi_{2V} + i_{1V} \psi_{2U}) \\
&\quad - \frac{L_{12}}{L_2} (i_{1U}^2 + i_{1V}^2).
\end{aligned}$$

Тому вираз для моменту в координатах (U-V) набирає вигляду:

$$M = \frac{3}{2} P_n \frac{L_{12}}{L_2} (i_{1V} \psi_{2U} + i_{1U} \psi_{1V}).$$

Після переходу в координати статора ($\alpha - \beta$) момент двигуна дорівнює:

$$M = \frac{3}{2} P_n \frac{L_{12}}{L_2} (i_{1\beta} \psi_{2\alpha} - i_{1\alpha} \psi_{2\beta}). \quad (3.29)$$

Механічна частина електродвигуна описується відомим рівнянням динаміки:

$$J_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M - M_c, \quad (3.30)$$

де: J_1 - момент інерції електродвигуна;

M_c - статичний момент.

Ці рівняння являють собою еквівалентну двохфазну математичну модель асинхронного двигуна в координатах статора ($\alpha - \beta$). На рис. 3.9 представлена структурна схема двигуна, побудована на їх підставі.

Трифазний асинхронний двигун живиться від мережі симетричною синусоїдальною напругою:

$$\begin{aligned}
U_A &= U_m \sin(2\pi f_1 t), \\
U_B &= U_m \sin\left(2\pi f_1 t + \frac{2\pi}{3}\right), \\
U_C &= U_m \sin\left(2\pi f_1 t - \frac{2\pi}{3}\right).
\end{aligned} \quad (3.31)$$

де: U_m - амплітуда напруги живлення;

f_1 - частота напруги живлення.

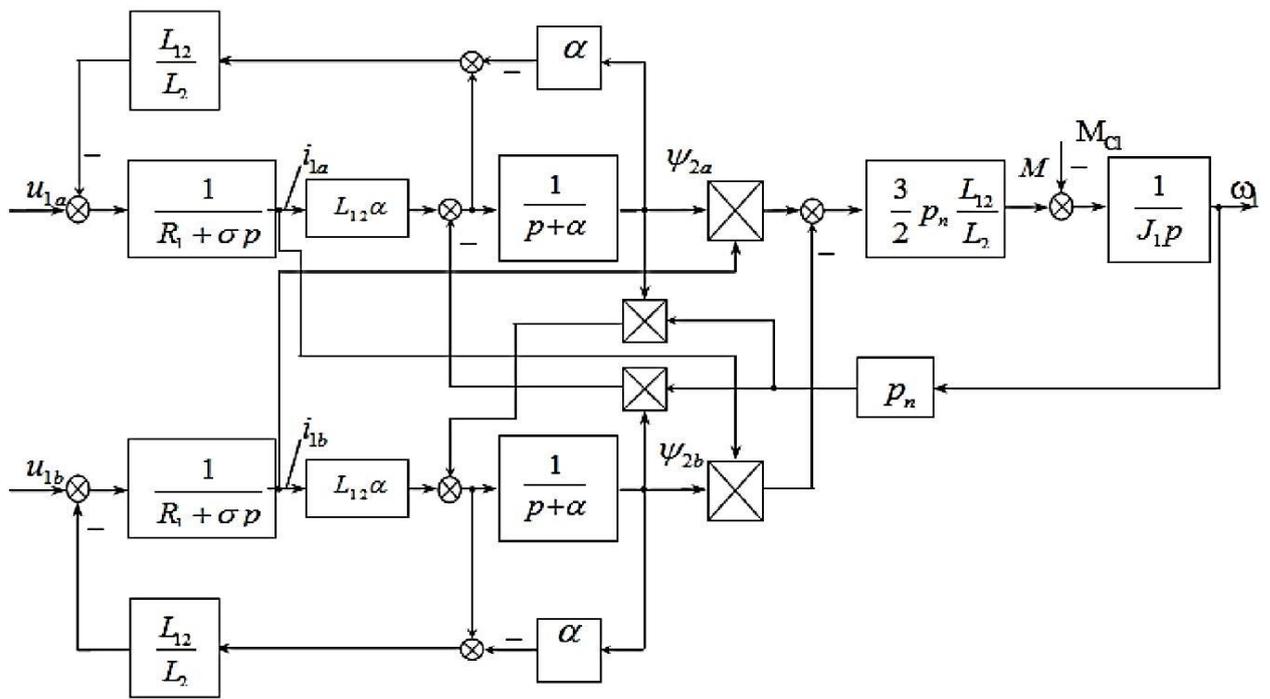


Рисунок 3.9 - Структурна схема асинхронного двигуна

Перехід до системи координат $(\alpha - \beta)$ здійснюється на підставі наступних співвідношень.

$$U_A + U_B + U_C = 0$$

$$U_{1\alpha} = U_A - U_C \cos 60^\circ - U_B \cos 60^\circ = U_A - (U_C + U_B) = \frac{3}{2}U_A, \quad (3.32)$$

$$U_{1\beta} = U_B \cos 30^\circ - U_C \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2}(U_B - U_C).$$

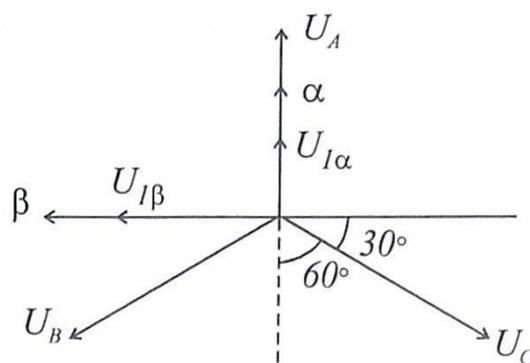


Рисунок 3.10 - Перехід від трифазної системи координат до двофазної

Структурна схема для даного переходу представлена на рис. 3.11. При цьому амплітуда напруги живлення двигуна задається значенням U_m , а частота напруги - значенням f_1 .

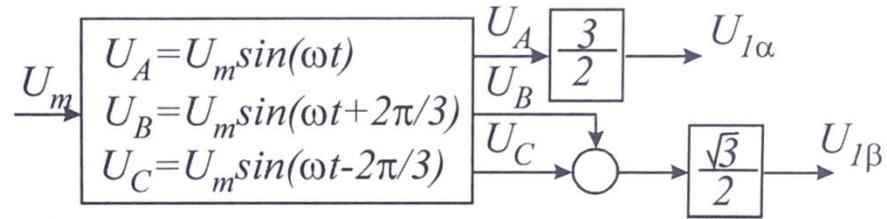


Рисунок 3.11 - Еквівалентна двофазна напруга живлення двигуна

Для дослідження перехідних процесів в системі був використаний пакет моделювання динамічних систем Simulink середовища MATLAB і для цього зібрана структурна схема системи ПЧ-АД, яка представлена на рис. 3.12. В даній структурній схемі блок Subsystem використаний ПІД-регулятор швидкості.

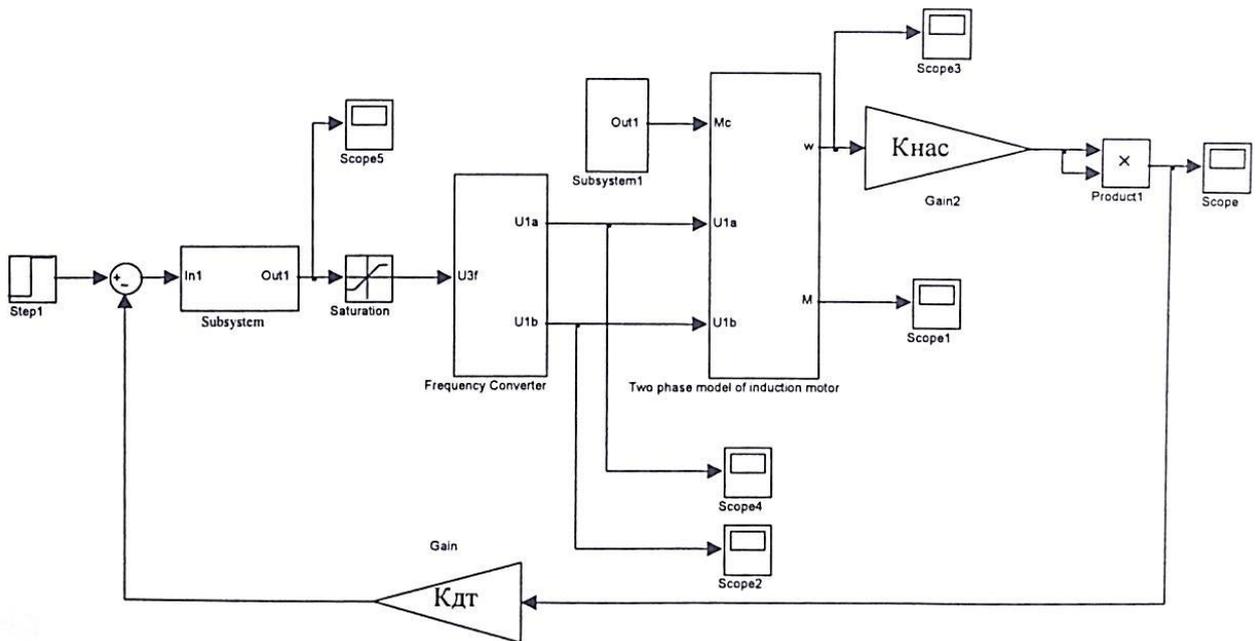


Рисунок 3.12 - Структурна схема системи ПЧ-АД при використанні еквівалентної двофазної моделі двигуна в векторній формі

3.2.4 Розрахунок параметрів схеми заміщення електродвигуна

$$X_1 = X'_1 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \quad (3.33)$$

$$X_1 = 0,042 \frac{220}{21,89} = 0,423 \text{ Ом},$$

$$X'_2 = X''_2 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \quad (3.34)$$

$$X'_2 = 0,085 \frac{220}{21,89} = 0,855 \text{ Ом},$$

$$R_1 = R''_1 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \quad (3.35)$$

$$R_1 = 0,032 \frac{220}{21,89} = 0,322 \text{ Ом},$$

$$R'_2 = R''_2 \frac{U_{1\phi H}}{I_{1\phi H}}, \quad (3.36)$$

$$R'_2 = 0,13 \frac{220}{21,89} = 32,16 \text{ Ом}.$$

Визначимо номінальний струм статора:

$$I_{1\phi H} = \frac{P_H}{3U_{1\phi H} \cos \phi \eta_H} = \frac{11000}{3 \cdot 220 \cdot 0,87 \cdot 0,875} = 21,89 \text{ А} . \quad (3.37)$$

Взаємна індуктивність статора і ротора:

$$L_{12} = \frac{X_{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_H}, \quad (3.38)$$

$$L_{12} = \frac{32,16}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,103 \text{ Гн}.$$

Індуктивність статора:

$$L_1 = \frac{X_1 + X_{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_H}, \quad (3.39)$$

$$L_1 = \frac{0,423 + 32,16}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,104 \text{ Гн}.$$

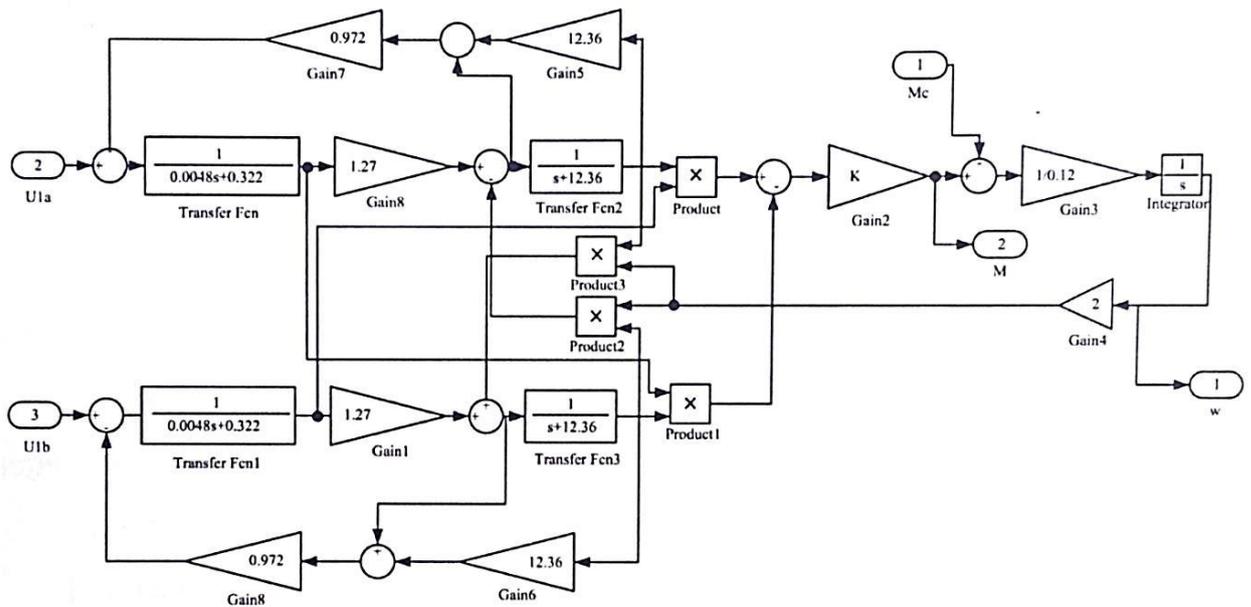


Рисунок 3.13 - Структурна схема асинхронного двигуна з розрахованими параметрами заміщення

Індуктивність ротора:

$$L_2 = \frac{X'_1 + X_{12}}{2 \cdot \pi \cdot f_H}, \quad (3.40)$$

$$L_2 = \frac{0,855 + 32,16}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 0,106 \text{ Гн.}$$

$$\sigma = \frac{L_1 L_2 - L_{12}^2}{L_2}, \quad (3.41)$$

$$\sigma = \frac{0,104 \cdot 0,106 - 0,103^2}{0,106} = 0,0048$$

$$\alpha = \frac{R'_2}{L_2}, \quad (3.42)$$

$$\alpha = \frac{1,31}{0,106} = 12,36 \frac{\text{Ом}}{\text{Гн.}}$$

Коефіцієнт передачі: $i_n = 1$.

3.2.5 Розрахунок параметрів перетворювача частоти.

$$W_{\text{ПЧ}}(p) = \frac{K_{\text{ПЧ}}}{T_\mu p + 1}, \quad (3.43)$$

$$W_{\text{ПЧ}}(p) = \frac{3,125}{0,01p + 1}.$$

де: $K_{\text{ПЧ}} = \frac{f_{1\text{H}}}{I_3} = \frac{50}{16} = 3,125 \text{ Гц/мА}$ - коефіцієнт підсилення

перетворювача частоти,

$f_{1\text{H}} = 50 \text{ Гц}$ - номінальна частота напруги мережі,

$I_3 = 16 \text{ мА}$ - струм завдання, приймається стандартним значенням 16 мА,

$T_{\mu} = 0,01 \text{ с}$ - постійна часу ПЧ.

Для реальних систем $T_{\mu} = (0,008 - 0,01) \text{ с}$, для синтезу приймаємо $T_{\mu} = 0,01 \text{ с}$.

3.2.6 Розрахунок параметрів структурної схеми насосної установки.

Номінальна швидкість холостого ходу:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_{1\text{H}}}{p}, \quad (3.44)$$

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50}{2} = 157 \text{ рад/с.}$$

Номінальне ковзання двигуна;

$$s_{\text{H}} = \frac{\omega_0 - \omega_{\text{H}}}{\omega_0}, \quad (3.45)$$

$$s_{\text{H}} = \frac{157 - 152,6}{157} = 0,028.$$

Коефіцієнт передачі двигуна:

$$K_{\text{д}} = \frac{2\pi}{p}, \quad (3.46)$$

$$K_{\text{д}} = \frac{6,28}{2} = 3,14$$

Електромагнітна постійна часу двигуна:

$$T_{\text{е}} = \frac{1}{\omega_{\text{ОЕЛ}} s_{\text{К}}}, \quad (3.47)$$

$$T_{\text{е}} = \frac{1}{314 \cdot 0,14} = 0,0196 \text{ с.}$$

Модуль статичної жорсткості:

$$\beta = \frac{M_H}{\omega_{OH} - \omega_H}, \quad (3.48)$$

$$\beta = \frac{72,08}{157 - 152,6} = 16,38.$$

Сумарний момент інерції:

$$J_{\Sigma} = J_d + J_{нас}, \quad (3.49)$$

$$J_{\Sigma} = 0,04 + 0,08 = 0,12 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Електромеханічна стала часу двигуна:

$$T_M = \frac{J_{\Sigma}}{\beta}, \quad (3.50)$$

$$T_M = \frac{0,12}{16,38} = 0,0074 \text{ с.}$$

На основі отриманих параметрів, передавальна функція двигуна буде мати вигляд:

$$W_{дв}(p) = \frac{\frac{\beta k_d}{J_{\Sigma} p(T_e p + 1)}}{1 + \frac{\beta}{J_{\Sigma} p(T_e p + 1)}} = \frac{\beta k_d}{J_{\Sigma} T_e p^2 + J_{\Sigma} p + \beta} = \frac{k_d}{T_M T_e p^2 + T_M p + 1},$$

$$W_{дв}(p) = \frac{3,14}{0,0002 p^2 + 0,0074 p + 1}.$$

Важливою частиною системи регулювання напору є датчик тиску. Датчик вибираємо по номінальному натиску насоса. Перерахуємо номінальний напір насоса в тиск:

$$P_N = \rho g_{соку} H_N, \quad (3.51)$$

$$P_N = 9,81 \cdot 1150 \cdot 12 = 0,135 \text{ МПа.}$$

Вибираємо датчик тиску типу Метран 100ДІ на максимальний тиск 1 МПа. Мінімальний тиск датчика 0,5 МПа. З метою підвищення заводозахищеності, датчик тиску має струмовий інтерфейс. Інформація про тиск передається в вигляді струму. Струм при максимальному тиску - 20 мА, при мініальному - 4 мА. Розрахуємо коефіцієнт передачі датчика тиску.

Максимальний тиск, вимірюваний датчиком:

$$H_{д.н.маx} = \frac{10^6}{9,81 \cdot 1150} = 86,64 \text{ м.} \quad (3.52)$$

Маємо коефіцієнт передачі:

$$K_{дт} = \frac{I_{д.н.маx} - I_{д.н.мін}}{H_{д.н.маx} - H_{д.н.мін}}, \quad (3.53)$$

$$K_{дт} = \frac{(20 - 4)}{88,64 - 0} = 0,18 \frac{\text{мА}}{\text{м}}.$$

Так як завдання тиску на регулятор буде приходити також у вигляді струму, максимальна величина якого буде також 20 мА, а мінімальна 4 мА, то в каналі завдання також з'явиться масштабуючий коефіцієнт, який буде дорівнювати зворотному значенню коефіцієнта передачі датчика тиску:

$$K_{зад} = \frac{1}{K_{дт}}. \quad (3.54)$$

$$K_{зад} = \frac{1}{0,18} = 5,556 \frac{\text{м}}{\text{мА}}.$$

3.3 Синтез контуру регулювання тиску

Синтез контуру регулювання тиску проведемо методом послідовної корекції. Налаштування контура регулювання виконаємо на модульний оптимум [8].

Передавальна функція об'єкта регулювання (без регулятора і датчика тиску) матиме вигляд:

$$W_o(p) = W_{пч}(p) \cdot W_{д}(p) \cdot W_{нас}(p), \quad (3.55)$$

$$W_o(p) = \frac{k_{пч} \cdot k_{д} \cdot k_{нас}}{(T_{\mu}p + 1) \cdot (T_{м}T_{е}p^2 + T_{м}p + 1)}. \quad (3.56)$$

Для синтезу регулятора тиску користуються завданням бажаної передавальної функції розімкнутої системи $W_{р.баж}(p)$, в якій компенсовані всі великі постійні часу об'єкту, виключаючи їх з розімкнутого контуру регулювання. Аналогічним шляхом можна вивести з розімкнутого контуру регулювання і всі коефіцієнти підсилення, а для усунення статичної помилки ввести в нього інтегруючий елемент з малою постійною часу.

Таким чином, вихідний розімкнутий контур регулювання вдається замінити результуючим контуром, який має загальний коефіцієнт підсилення, рівний $\frac{1}{K_{дт}}$ (ЗЗ передбачається не одиничним), але що володіє астатизмом першого порядку і забезпечує високу швидкодію, завдяки малості постійних часу, котрі залишилися некомпенсованими.

Тобто, бажана передавальна функція розімкнутої системи має вигляд (налаштування на модульний оптимум):

$$W_{р.баж}(p) = W_{РТ}(p) \cdot W_o(p) = \frac{\frac{1}{K_{дт}}}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}, \quad (3.57)$$

Тоді передавальна функція регулятора буде мати вигляд:

$$\begin{aligned} W_{РТ}(p) &= \frac{W_{р.баж}(p)}{W_o(p)} = \frac{\frac{1}{K_{дт}}}{\frac{2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1)}{k_{ПЧ} \cdot k_{Д} \cdot k_{НАС}}} \\ &= \frac{(T_{\mu}p + 1) \cdot (T_M T_e p^2 + T_M p + 1)}{K_{дт} 2T_{\mu}p(T_{\mu}p + 1) \cdot k_{ПЧ} \cdot k_{Д} \cdot k_{НАС}} \\ &= \frac{(T_M T_e p^2 + T_M p + 1)}{2T_{\mu}p \cdot k_{ПЧ} \cdot k_{Д} \cdot k_{НАС} \cdot K_{дт}} \end{aligned} \quad (3.58)$$

де: T_{μ} – є малою, некомпенсованою постійною часу.

Очевидно, що дана передавальна функція є пропорційно-інтегрально-диференціальним регулятором (ПІД - регулятором) з відповідними коефіцієнтами підсилення пропорційної K_p , інтегральної K_I ; та диференційної K_D частин регулятора.

Складові ПІД регулятора тиску визначаються:

$$K_p = \frac{T_M}{2 \cdot k_{ПЧ} \cdot k_{Д} \cdot k_{НАС} \cdot K_{дт}}, \quad (3.59)$$

$$K_{\Pi} = \frac{0,0074}{2 \cdot 3,125 \cdot 3,14 \cdot 0,024 \cdot 0,18} = 0,087.$$

$$K_I = \frac{1}{2 \cdot T_{\mu} \cdot k_{\text{ПЧ}} \cdot k_{\text{НАС}} \cdot K_{\text{ДН}}}, \quad (3.60)$$

$$K_I = \frac{1}{2 \cdot 0,01 \cdot 3,125 \cdot 0,024 \cdot 0,18} = 3703,7.$$

$$K_{\text{Д}} = \frac{T_{\text{М}} T_{\text{е}}}{2 \cdot T_{\mu} \cdot k_{\text{ПЧ}} \cdot k_{\text{Д}} \cdot K_{\text{ДН}}}, \quad (3.61)$$

$$K_{\text{Д}} = \frac{0,0196 \cdot 0,0074}{2 \cdot 0,01 \cdot 3,125 \cdot 3,14 \cdot 0,18} = 0,0057.$$

Підставивши отримані числові значення, отримаємо:

$$W_{\text{РТ}}(p) = 0,087 + \frac{3703,7}{p} + 0,0057p.$$

Висновок: проектована система являє собою одноконтурну систему управління, з одним зовнішнім контуром - контуром тиску.

Регулятор тиску реалізуємо за допомогою програмного універсального ПІД-регулятора, вбудованого в перетворювач частоти. Перевіркою результатів синтезу регулятора буде моделювання системи в пакеті MATLAB.

3.4 Дослідження динаміки САК насосної установки

Для моделювання системи управління насосної установки скористаємося додатком SIMULINK пакета прикладного програмного забезпечення MATLAB 7.1.

Слід відзначити той факт, що при реальних умовах роботи пуск насосної установки, зміна тиску в споживчій мережі, не відбувається стрибкоподібно, а досить плавно і тривало. Метою даного розділу є дослідження роботи установки в критичних режимах роботи, перевірка правильності синтезу регулятора. Дослідження перехідних процесів в системі стабілізації тиску проводимо з використанням спрощеної моделі АД та обліком постійної часу насоса. Для дослідження динаміки системи в додатку Simulink розроблена модель насосної установки, що дозволяє проводити моделювання з

урахуванням і без урахування обмежень регулятора тиску і з можливістю подачі на вхід системи завдання різного виду. Схема моделі САУ насосної установки приведена на рис. 3.14.

Проаналізуємо дану систему в наступних режимах без обмеження регулятора тиску і з обмеженням:

- пуск стрибком на холостому ходу ($M_C = 0$);

- накид навантаження, що дорівнює $M_C = 0.9 \cdot M_H = 0,9 \cdot 72,8 = 64,87 \text{ Н} \cdot \text{м}$

- плавний пуск від задатчика інтенсивності і накиді навантаження;

В магістерській роботі прийнято, що вплив мережі на АД враховується ступінчастим характером накиду моменту M_C . Так як параметри мережі залежать від конкретної конфігурації і зазвичай забезпечують плавне наростання M_C , то цей випадок є найбільш важким. Облік обмеження здійснюється за допомогою блоку Saturation. Тобто для випадку з обмеженням рівень обмеження виставляється на рівень 20 [13].

Перемикачем Manual Switch-1 комутується режим: вхідний сигнал: стрибок - задатчик інтенсивності (лінійне зростання сигналу до заданого рівня); Manual Switch-2 включає режим обмеження; Manual Switch-3 здійснює накид навантаження.

Модель системи складена з окремих блоків. Кожен блок реалізує певний елемент структурної схеми.

Модель містить і інші компоненти, призначені для забезпечення працездатності та візуалізації результатів моделювання.

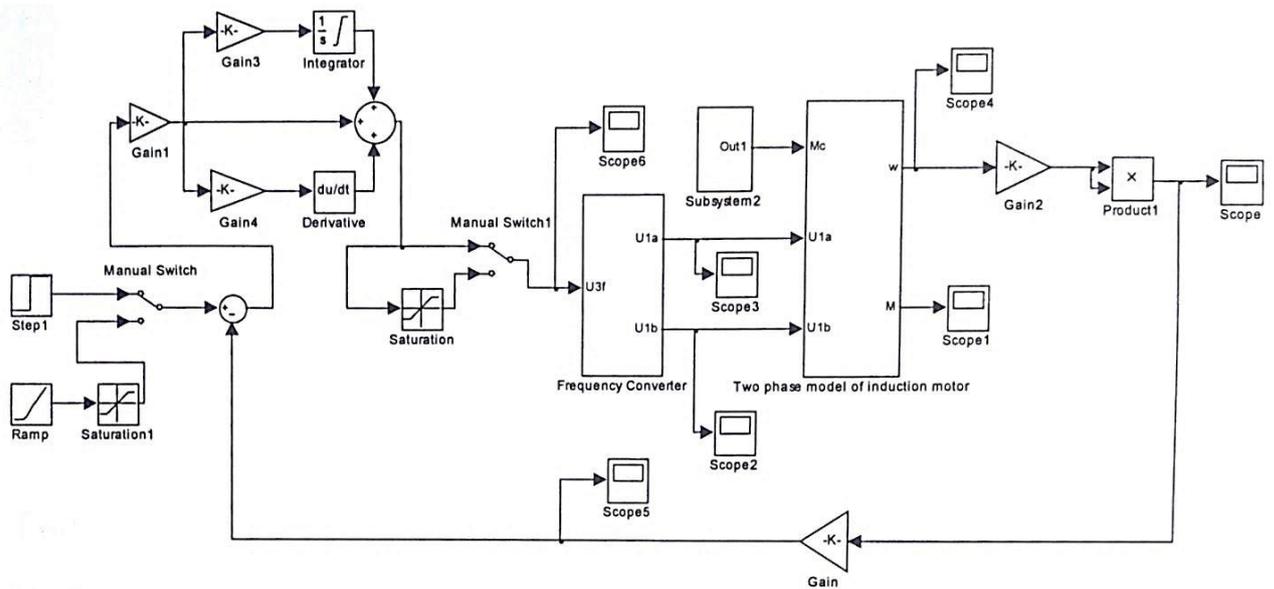


Рисунок 3.14 - Схема моделі САУ насосної установки

3.4.1 Аналіз динамічних режимів без врахування обмежень

Графік зміни тиску, при реакції на вхідний стрибок без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження наведені на рис. 3.15.

Графіки інших досліджень приведені на рис. 3-16 – 3.21.

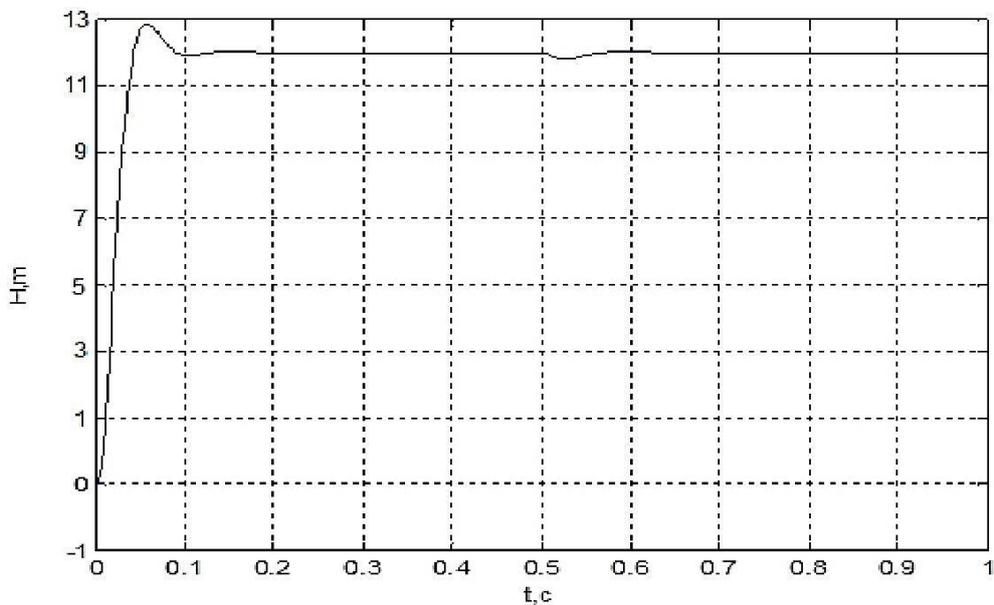


Рисунок 3.15 - Графік перехідного процесу зміни тиску, при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

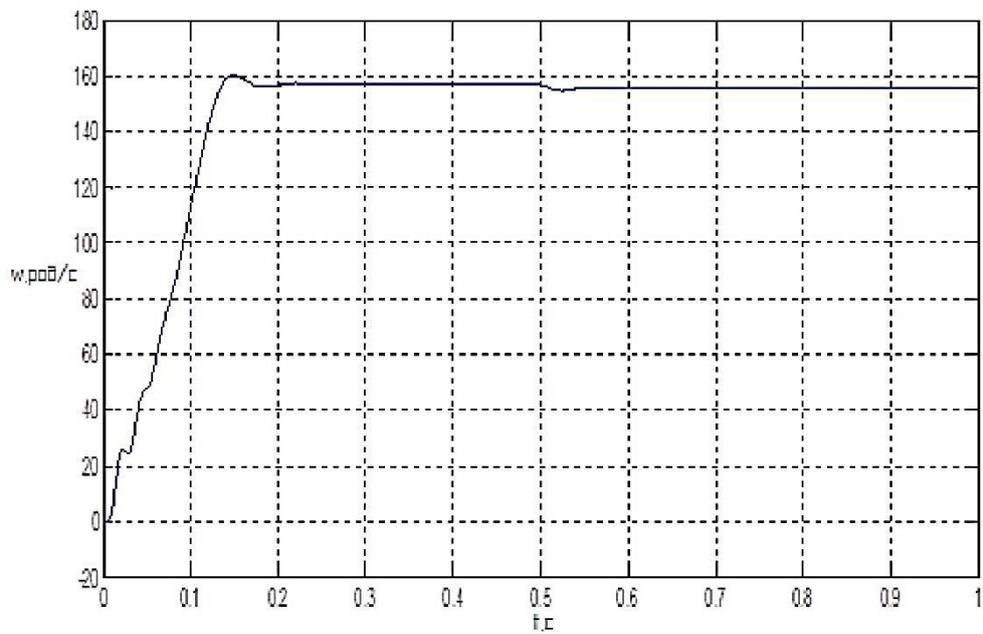


Рисунок 3.16 - Графік перехідного процесу зміни швидкості, при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

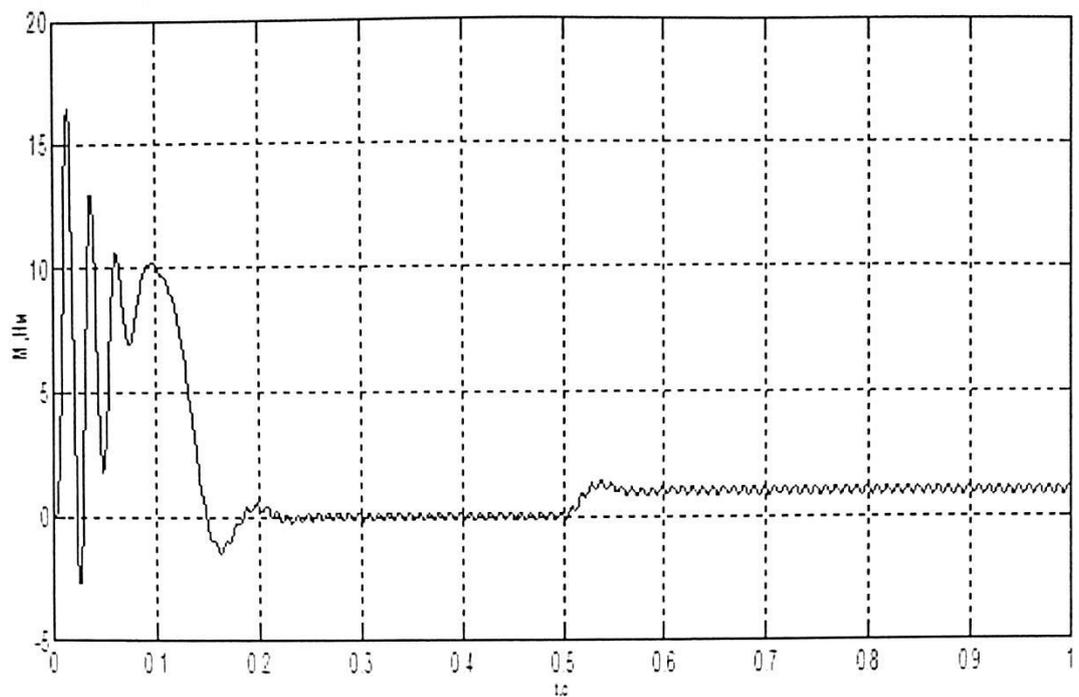


Рисунок 3.17 - Графік перехідного процесу зміни моменту, при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

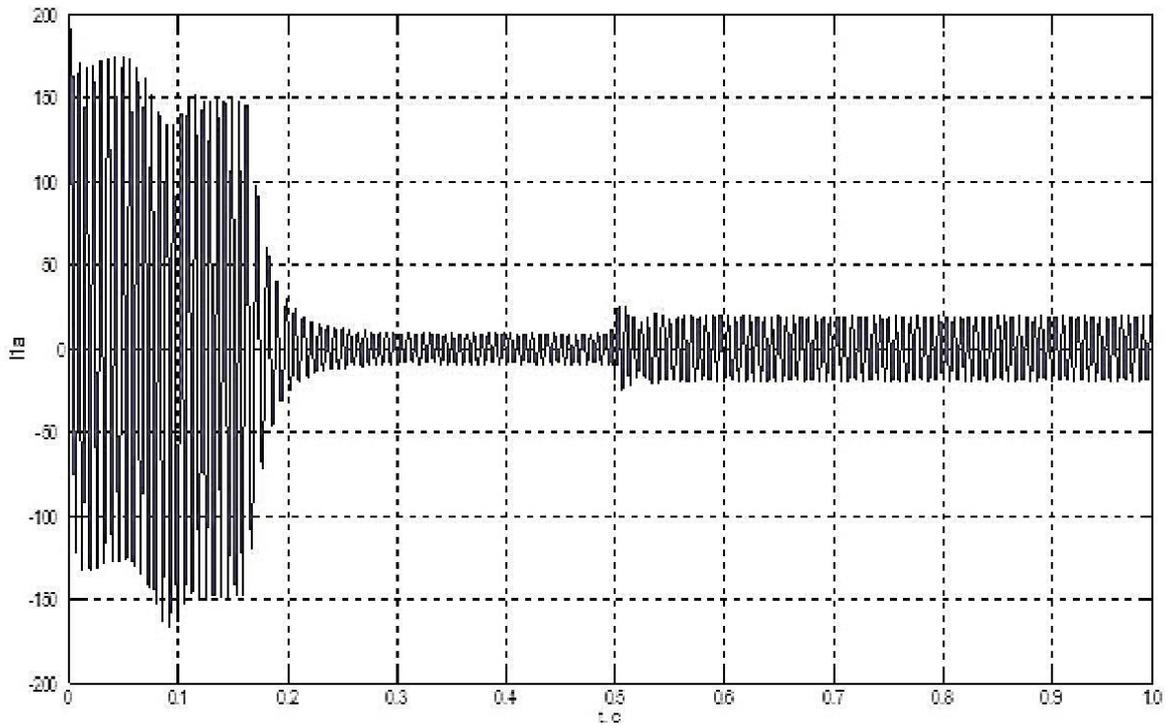


Рисунок 3.18 - Графік зміни струму фази I_{1a} , при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

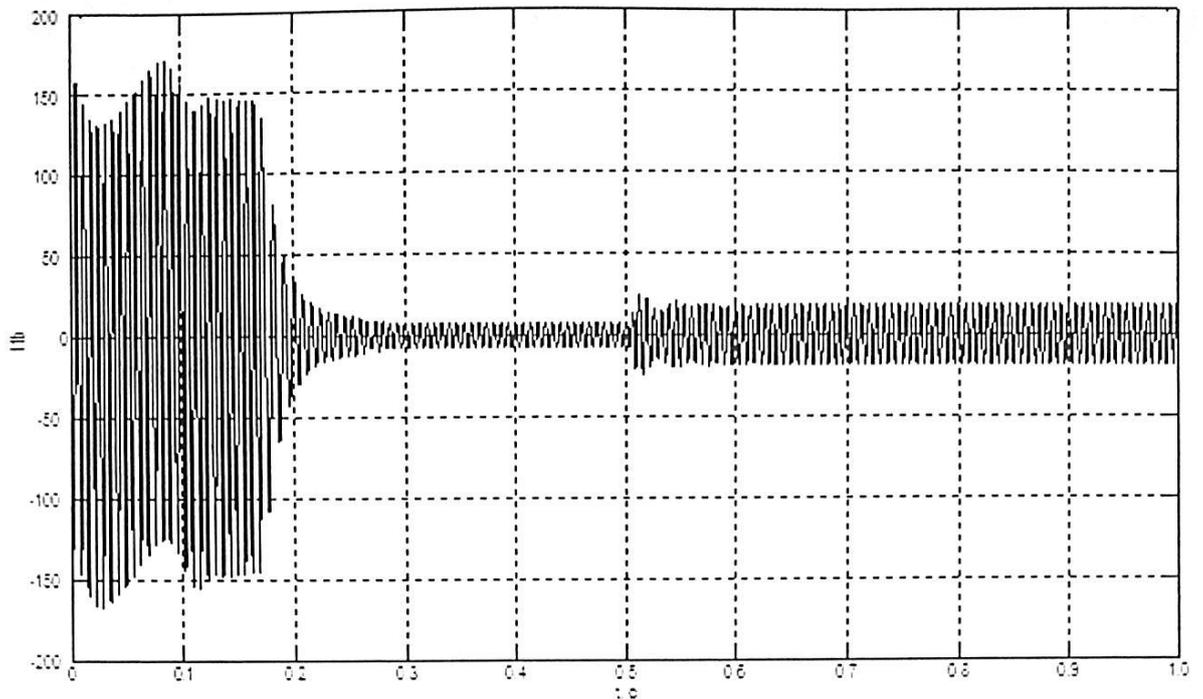


Рисунок 3.19 - Графік зміни струму фази I_{1b} , при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

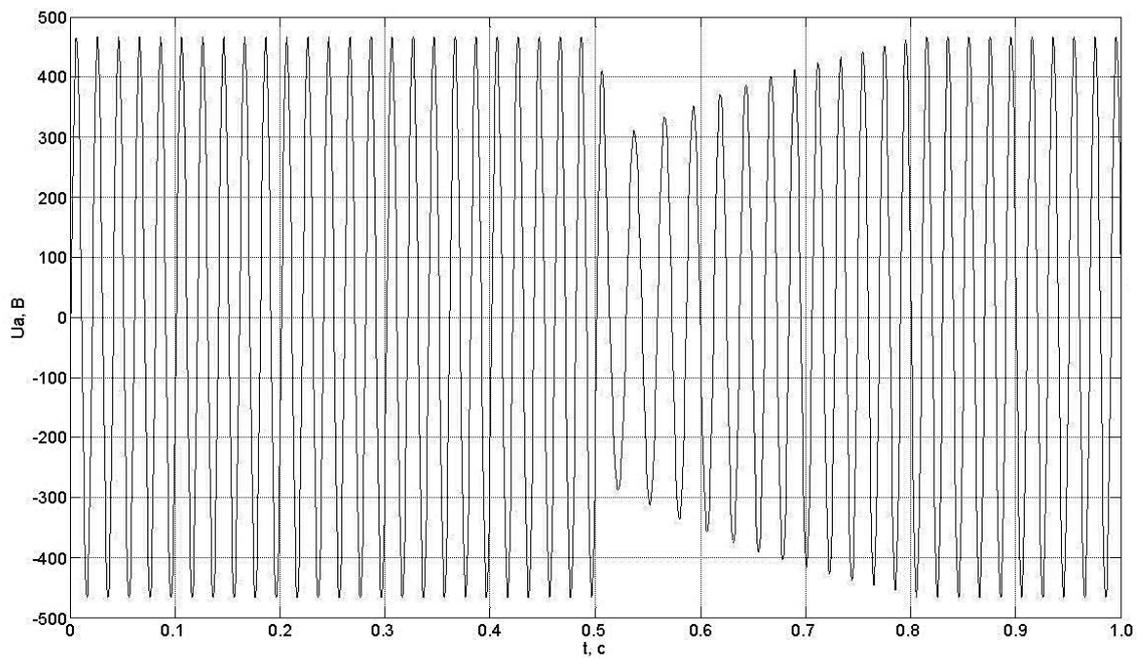


Рисунок 3.20 - Графік зміни напруги фази U_{1a} , при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

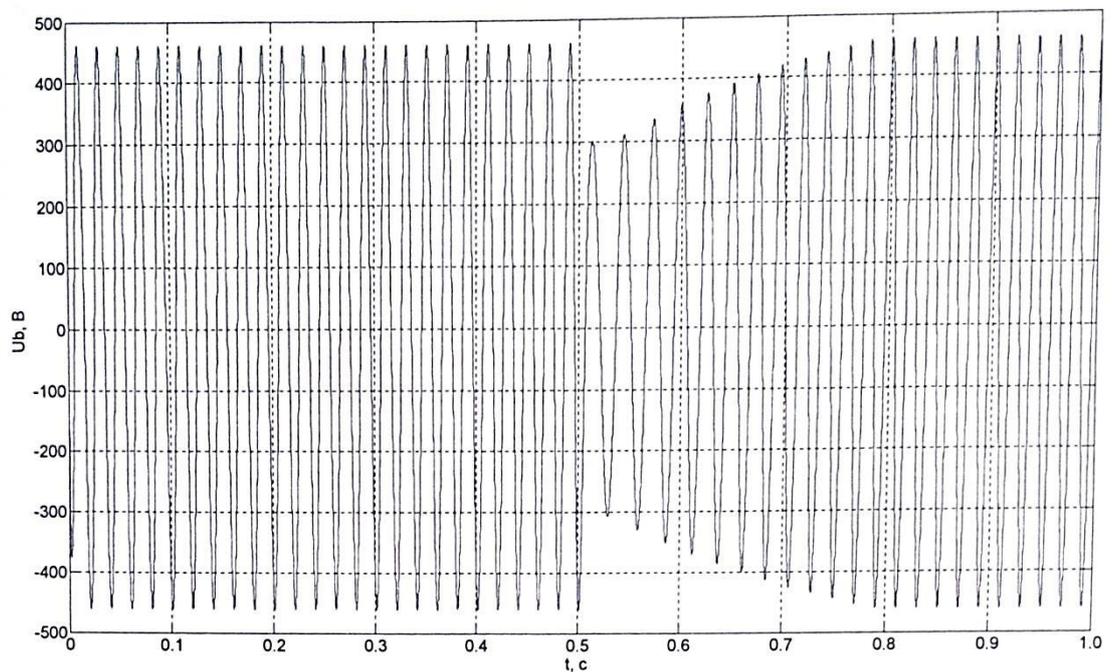


Рисунок 3.21 - Графік зміни напруги фази U_{1b} , при реакції на стрибок сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

Розрахуємо основні показники якості перехідних процесів.

При $t = 0$ – був проведений пуск двигуна на холостому ході. При $t = 0,5$ с – відбувся накид навантаження.

Час перехідного процесу: $t_{п.п} = 0,08$ с.

Перерегулювання:

$$\sigma = \frac{H_{max} - H_{уст}}{H_{уст}} \cdot 100\%, \quad (3.60)$$

$$\sigma = \frac{12,7 - 12}{12} 100\% = 5,8\%.$$

$$t_p \approx 0,2 \text{ с.}$$

Динамічне падіння швидкості при при набиранні навантаження:

$$\Delta H_{дин} \% = \frac{\Delta H}{H_{уст}} \cdot 100\%, \quad (3.61)$$

$$\Delta H_{дин} \% = \frac{12 - 11,7}{12} \cdot 100\% = 2,5\%.$$

Час відновлення тиску: $t_{в.с.} = 0,3$ с.

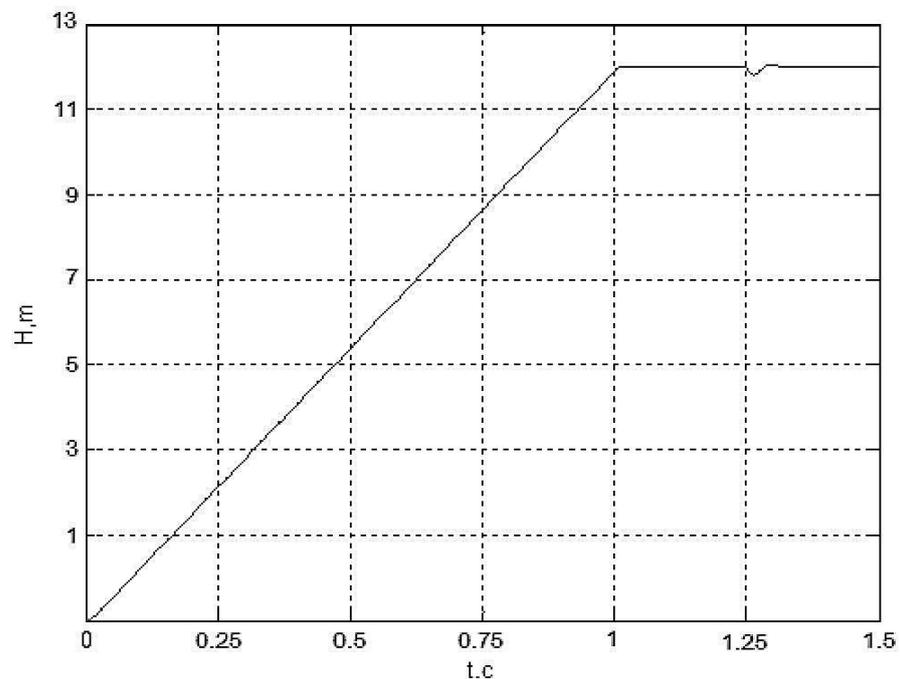


Рисунок 3.22 - Графік перехідного процесу зміни тиску, при реакції на плавне наростання сигналу завдання без врахування обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

Висновок: проведене моделювання системи управління насосної установки в додатку SIMULINK пакета прикладного програмного забезпечення MATLAB 7.1 показало правильність розроблення структурної схеми насосної установки, а основні показники якості перехідних процесів говорять про правильність синтезу регулятора напору.

3.4.2 Аналіз динамічних режимів з урахуванням обмежень

У реальних електроприводах напругу на виході регулятора, що реалізується як програмно, так і апаратно, слід обмежувати.

Графік зміни тиску, при реакції на вхідний стрибок з урахуванням обмеження на виході регулятора тиску, представлений на рис 3.23. Графік зміни тиску, при реакції на плавне наростання сигналу завдання з урахуванням обмежень на виході регулятора тиску, представлений на рис. 3.24.

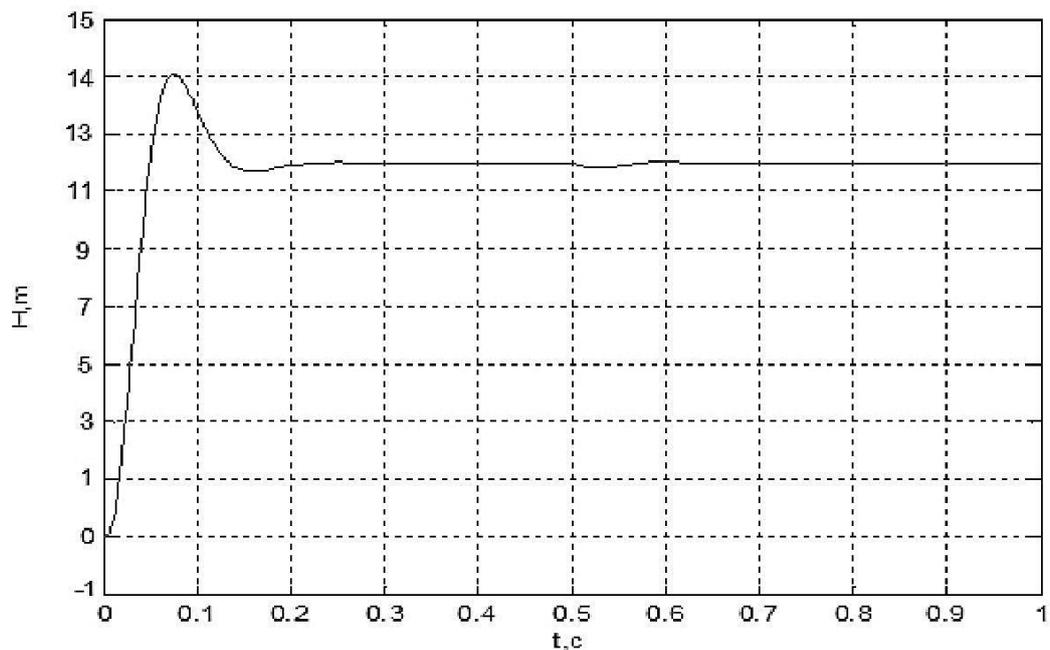


Рисунок 3.23 - Графік перехідного процесу зміни тиску, при реакції на стрибок сигналу завдання з урахуванням обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

Розглянемо основні показники якості перехідних процесів при обмеженні.

Перерегулювання:

$$\sigma = \frac{H_{max} - H_{уст}}{H_{уст}} \cdot 100\%, \quad (3.62)$$

$$\sigma = \frac{14 - 12}{12} 100\% = 16,7\%.$$

$$t_p \approx 0,2 \text{ с.}$$

Динамічне падіння тиску при набиранні навантаження:

$$\Delta H_{дин} \% = \frac{\Delta H}{H_{уст}} \cdot 100\%, \quad (3.61)$$

$$\Delta H_{дин} \% = \frac{12 - 11,6}{12} \cdot 100\% = 3,4\%.$$

Час відновлення напору:

$$t_{в.с.} = 0,8 \text{ с.}$$

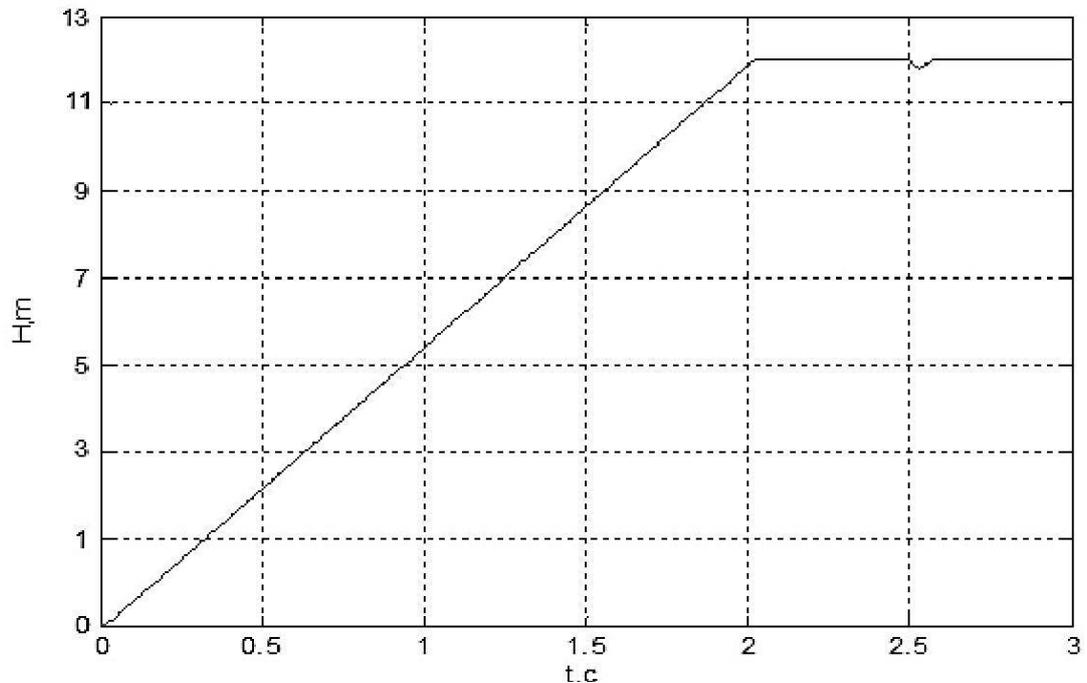


Рисунок 3.24 - Графіки переходного процесу зміни тиску, при реакції на плавне наростання сигналу завдання з урахуванням обмежень на виході регулятора тиску і накиді навантаження

З отриманих результатів моделювання можна зробити наступні висновки:

1. Режим відпрацювання стрибка завдання без обмеження регулятора дещо відрізняється від стандартної настройки контуру на модульний оптимум. Це пояснюється динамікою насоса, не облікованої при розрахунках регуляторів.

2. Накид навантаження відпрацьовується контуром астатично, що пояснюється наявністю інтегральної складової регулятора тиску.

3. При введенні обмеження на вихідний сигнал регулятора, показники якості перехідних процесів погіршуються. А саме – швидкодія системи дещо падає, а перерегулювання зростає. Використання на вході системи задатчика інтенсивності дозволяє забезпечити пуск насосної установки за заданий час без гідроудару, перерегулювання при цьому зменшується.

3.5 Технічна реалізація розробленої САК насосної установки

3.5.1 Розробка модуля керування електроприводом випарювача соку

Основними ланками, які беруть участь в перетворенні енергії для приводу насоса, є перетворювач частоти, схема модуля керування яким зображена на рисунку 3.25.

Перетворювач частоти в даній установці служить для плавного розгону і гальмування насосного агрегату, а також для регулювання швидкості його обертання під час роботи.

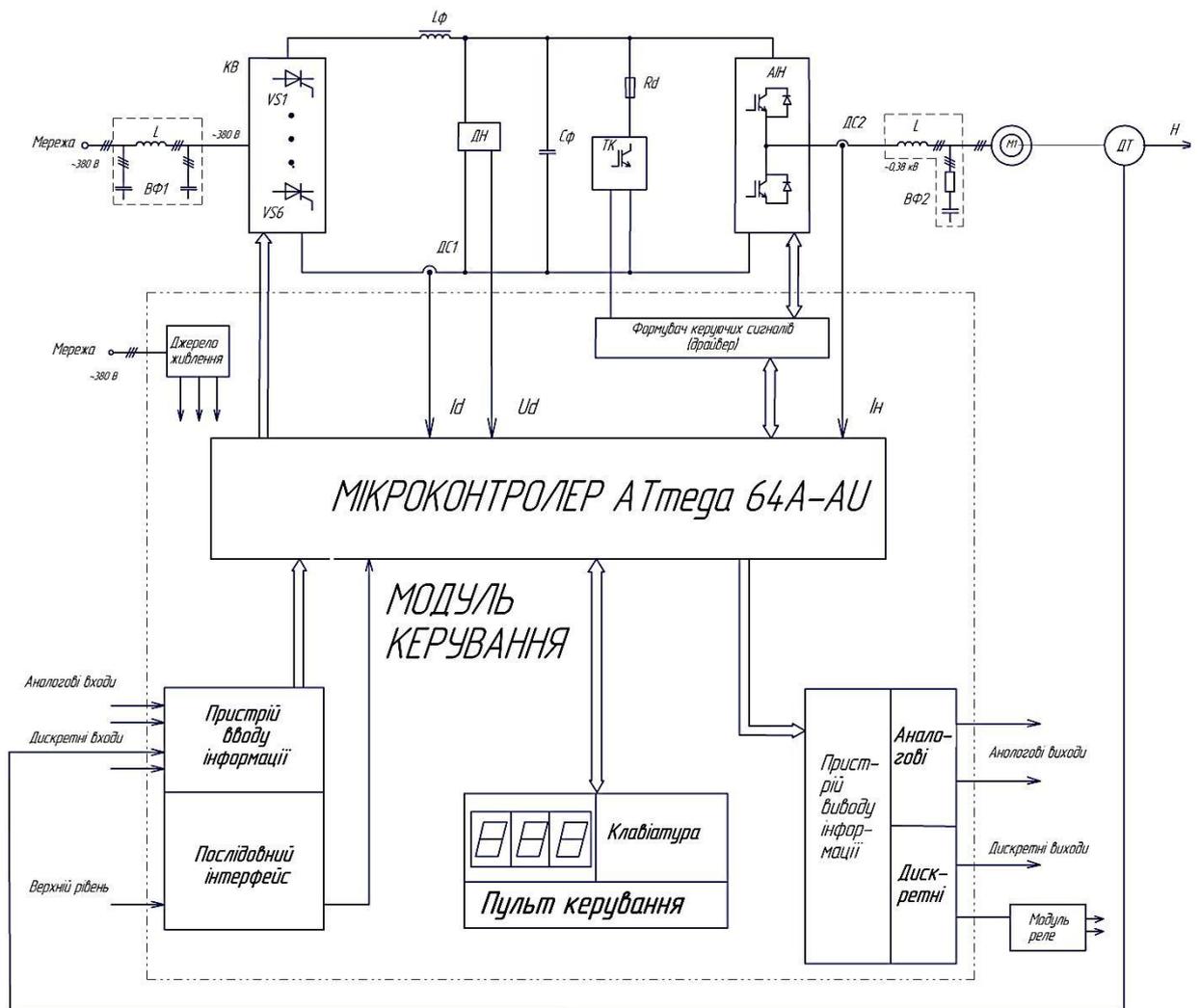


Рисунок 3.25 – Модуль керування електроприводом насоса

Схема складається із наступних компонентів.

- KB - керований випрямляч.
- АН - транзисторний автономний інвертор напруги.
- Lφ, Cφ - фільтр ланки постійного струму.
- М1 - привідний асинхронний електродвигун.
- ДН - датчик напруги.
- ДС – датчики струму для внутрішнього зв'язку.
- ТК- гальмівний транзисторний (IGBT) ключ.
- Rd - блок гальмівного резистора.
- ВФ1- вхідний фільтр.
- ВФ2- вихідний фільтр.
- ДТ – датчик тиску

- L-реактор.

Для того, щоб перетворювач працював з підключеним до нього двигуном так як це потрібно, необхідно зробити відповідні налаштування, а саме поставити відповідним параметрам необхідні значення.

У системі електроприводу будуть використовуватися такі можливості перетворювача:

1. Функція енергозберігаючого управління.
2. Вбудований ПД-регулятор для регулювання тиску.
3. Функції багатофункціональних входів і виходів для завдання тиску і завдань автоматики.

3.5.2 Опис режиму енергозберігаючого управління

У режимі енергозберігаючого регулювання перетворювач автоматично знижує (економить) споживання енергії в разі низького навантаження двигуна, звичайного, або спеціально призначеного для роботи з перетворювачем.

При роботі в цьому режимі перетворювач оцінює фактор навантаження двигуна за величиною споживаного ним струму і регулює вихідну напругу, подаючи на двигун при зменшенні навантаження тільки необхідну потужність. Чим далі перетворювач працює в режимі енергозберігаючого регулювання, тим ефективніше здійснюється економія споживаної потужності. Економія споживаної енергії здійснюється менш ефективно в тому випадку, коли навантаження перевищує 70% номінального значення моменту обертання двигуна. У режимі енергозбереження перетворювач не забезпечує економію надлишку споживаної потужності спеціальних двигунів таких, як шпindelні двигуни і двигуни, призначені для роботи під водою.

Нижче перераховуються ступені режиму енергозберігаючого регулювання перетворювача:

1. Перетворювач починає нормальний розгін двигуна. При цьому, в процесі розгону двигуна, перетворювач не виконує енергозберігаюче регулювання.

2. Перетворювач почне виконання енергозберігаючого регулювання після досягнення вихідний частотою значення, заданого задатчиком частоти.

3. Перетворювач обчислює, яке значення вихідної напруги ідеально підходить, виходячи з умов роботи і коефіцієнта енергозбереження K_2 , заданого параметра.

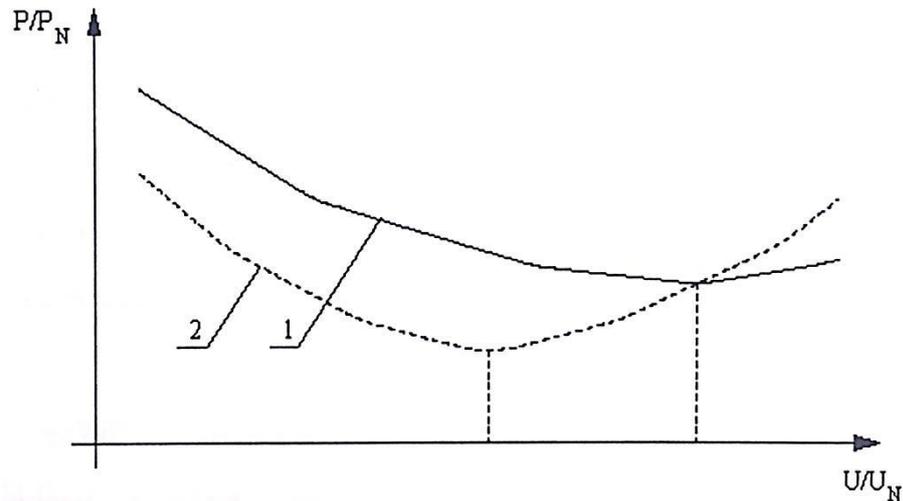


Рисунок 3.26 - Залежність споживаної приводом потужності від напруги при енергозберігаючому управлінні 1 – $M/M_N = 1$; 2 – $M/M_N = 0,5$

4. Вихідна напруга змінюється до ідеального значення.

5. Перетворювач виконує функцію автоматичного підналаштування (режим пошуку) для знаходження мінімального значення вихідної потужності, необхідної двигуну. Функція автоматичного налаштування (режим пошуку) знаходить мінімальне значення вихідної потужності, яка подається на двигун шляхом зміни вихідного напруги ступенями, характеристики яких задані в параметрах $n101$ і $n102$.

6. Перетворювач починає нормальне гальмування двигуна. У процесі гальмування двигуна перетворювач не провадить енергозберігаюче регулювання.

Найбільш ефективне значення напруги, що подається на двигун, залежить від фактора навантаження двигуна. У режимі енергозберігаючого регулювання перетворювач обчислює ідеально-необхідне значення вихідної

напруги і встановлює його таким чином, що реальна споживана двигуном потужність мінімізується (рис. 3.26.).

В документації до перетворювача наводяться значення коефіцієнта K_2 для випадку використання перетворювача з асинхронними двигунами стандартного виконання або з двигунами призначеними спеціально для частотного регулювання. В даному випадку $K_d = 36,23$ (параметр n096).

Параметр n100 встановлює межу зміни напруги в режимі пошуку оптимальної його величини, задається у відсотках від номінальної напруги двигуна. Діапазон зміни 0..100%. В даному випадку параметр n100 встановлюється в 100%.

Параметр n097 встановлює нижню межу зміни напруги в енергозберігаючому режимі при максимальній частоті, у відсотках від номінальної напруги двигуна. В даному випадку n097 задається рівним 20%.

Параметр n098 встановлює нижню межу зміни напруги в енергозберігаючому режимі при мінімальній частоті, у відсотках від номінальної напруги двигуна. В даному випадку n098 дорівнює 12%.

Параметр n099 задає час, за який відбуватиметься обчислення середньої потужності при енергозберігаючому управлінні. Задається у вигляді одиниць часу. За одиницю часу прийнято 25 мс, межа 200 одиниць. В даному випадку ця уставки особливої ролі не грає з огляду на те, що часи зміни величини завдання на тиск багато більше величини цієї уставки. Тому n099 задаємо рівним 1 (25 мс).

3.5.3 Опис вбудованої системи ПІД- регулятора

Інвертор має вбудовану систему ПІД- регулювання. Вся справа в тому, що сам перетворювач не містить системи регулювання швидкості, і тому можливість її регулювання, або регулювання інших величин, що залежать від швидкості передбачена у вигляді даного регулятора. Усі основні параметри регуляторів задаються в числовому вигляді, а також задається тип регулювання.

Всього передбачено два типи ПІД регулювання: регулювання з диференціюванням зворотного зв'язку (рис. 3.27) і основний режим регулювання (рис. 3.28).

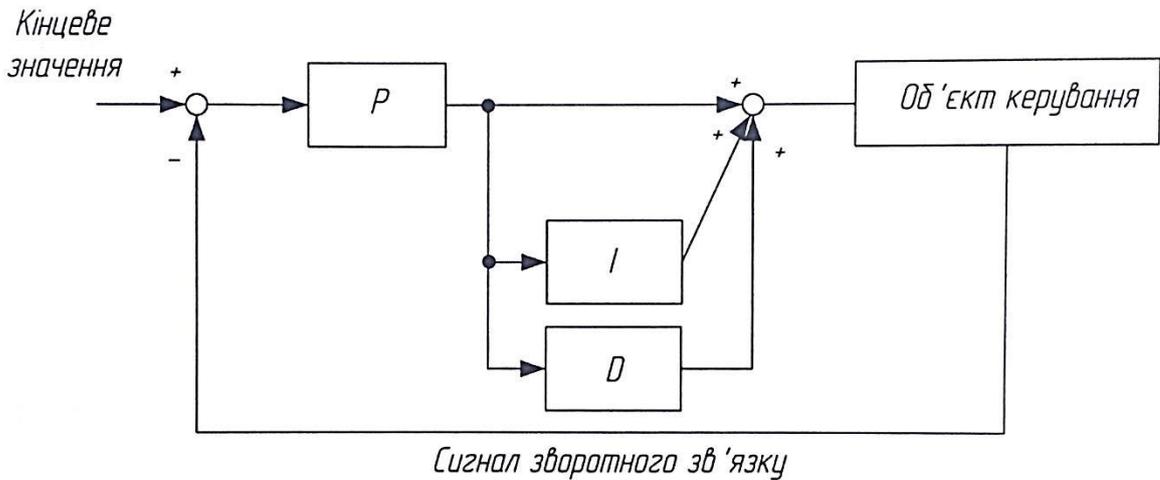


Рисунок 3.27 - Режим ПІД-регулювання з диференціюванням зворотного зв'язку

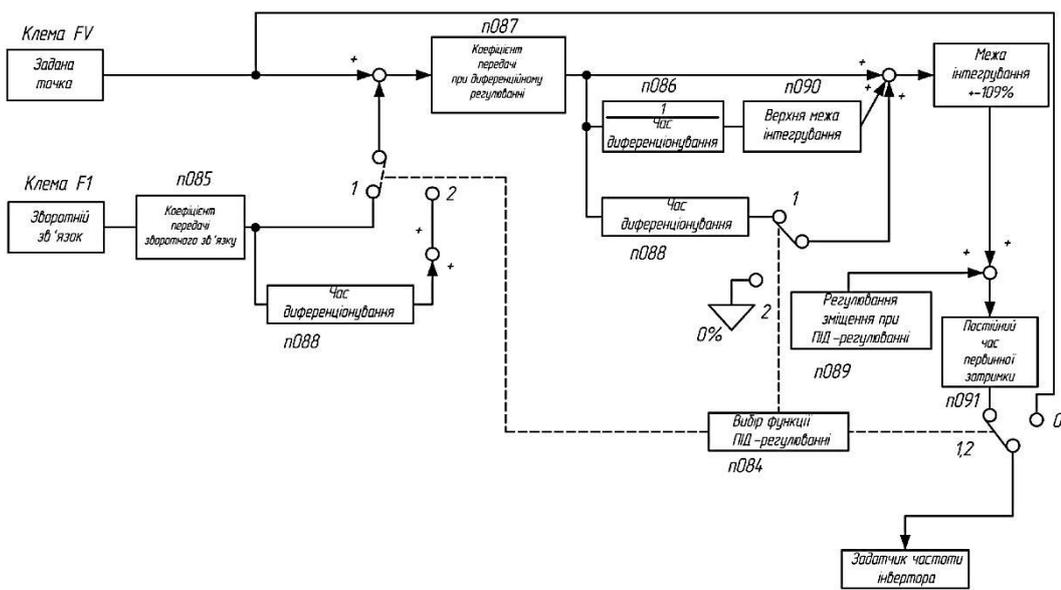


Рисунок 3.28 - Основний режим ПІД-регулювання

Таким чином методом цифрового моделювання в програмному пакеті Matlab проведено дослідження динамічних режимів САК. Результати моделювання показали, що розроблена система забезпечує усі задані характеристики стабілізації тиску. Також спроектований електропривод задовольняє вимогам електроприводів насосних установок за якістю перехідних процесів і швидкодії.

ВИСНОВКИ

В процесі роботи над магістерською роботою був розглянутий технологічний процес випарювання соку на цукровому заводі, розглянуті існуючі системи автоматичного керування технологічним процесом та розроблено електропривод насоса подачі соку із збірника в перший випарний апарат.

Розроблено регульований асинхронний електропривод центробіжного насосу з частотним керуванням, для цього вирішено обрати асинхронний двигун з короткозамкненим ротором в закритому виконанні, адже він буде працювати в агресивному середовищі. Проведені перевірки двигуна, побудована механічна характеристика. Для електропривода насоса подачі соку розроблена система автоматичного керування зі зворотнім зв'язком за тиском. Синтезована одноконтурна система управління з ПД регулятором тиску.

Методом цифрового моделювання в програмному пакеті MATLAB проведено дослідження динамічних режимів САК. Технічна реалізація розробленої системи управління виконана на базі частотного перетворювача Danfoss AQUA Drive FC202.

Проведене моделювання системи та дослідження динаміки САК з урахуванням та без урахування обмежень на виході регулятора. Результати моделювання показали, що розроблена система забезпечує всі задані характеристики стабілізації тиску соку при зміні витрат соку.

Викладене вище дозволяє зробити висновок, що завдання на магістерську роботу виконано. Спроектований електропривод задовольняє вимогам електроприводів насосних установок за якістю перехідних процесів і швидкодії.

Робота має практичну цінність і її результати після більш детальної доробки можуть бути розглянуті для використання у виробництві.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Рева Л.П. Фізико-хімічні основи технологічних процесів очищення дифузійного соку у виробництві цукру: монографія / Л. П. Рева. – Київ : НУХТ, 2012. – 371 с.
2. Gururaj Hunsigi. Production of Sugarcane: Theory and Practice. Springer Science & Business Media, 2012. – 245 p.
3. Vlasenko L. O. Improvement of the efficiency of the technological complex of the sugar mill through the use of diagnostic and forecasting methods /L. O. Vlasenko, A. P. Ladanyuk/ Eastern European Journal of Advanced Technology, 2010. – Iss. 2/3 (44). – pp.57-62.
4. Lyashenko S. O. Determination of parameters of occupational hazards to model the evaporation process in sugar production/ S. O. Lyashenko, A. M. Fesenko, O. S. Lyashenko /Bulletin of the KhNTUSG. «Mechanization of agriculture», 2017. Iss. 180.– pp. 182-190.
5. Трегуб В.Г. Автоматизація об'єктів періодичної дії: підручник / В.Г. Трегуб – Київ : Видавництво Ліра – К, 2017. – 136 с.
6. Методи сучасної теорії управління: підручник /А.П. Ладанюк, Н.М. Луцька, В.Д. Кишенько, Л.О. Власенко, В.В. Іващук - Київ : Видавництво Ліра – К, 2019. – 368 с.
7. Ладанюк А.П., Заєць Н.А., Власенко Л.О. Сучасні технології конструювання систем автоматизації складних об'єктів (мережеві структури, адаптація, діагностика та прогнозування): монографія – К.: Видавництво Ліра–К, 2016. – 312 с.
8. А. А. Видмиш, Л. В. Ярошенко. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1 / Навчальний посібник. – Вінниця: ВНАУ, 2020. – 387 с.
9. Щерба А.А. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник для студентів напрямку підготовки 6.050702 "Електромеханіка"/ А.А. Щерба, К.К. Победаш, В.А. Святненко; – Київ, НТТУ "КПІ", 2013. – 360 с.
10. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. Підручник. – К: Либідь, 2007, – 656с.

11. Голодний І.М., Червінський Л.С., Жильцов А.В., Санченко О.В. Романенко О.І. Моделювання регульованого електропривода: Підручник. – К.: Аграр Медіа Груп, 2019. – 266 с.: іл.
12. Електротехніка та електроніка. Теоретичні відомості, розрахунки та дослідження за підтримкою комп'ютерних технологій: Навч. посіб. /Щерба А.А., Рябенський В.М., Кучеренко М.Є. та ін. – К.: "Корнійчук", 2007. – 488 с.
13. Куцик А.С. Автоматизовані системи керування на програмованих логічних контролерах: Навч. посіб. - Нац. ун-т «Львівська політехніка»/ А.С. Куцик, В.О. Місюренко.– Львів : Вид-во Львівської політехніки, 2011.– 199 с.
14. Онушко, В.В. Моделювання електромеханічних систем: навчальний посібник / В.В. Онушко, Д.В. Стрижеус. – Полтава, ПолтНТУ, 2010. – 81с.
15. Зеленов А.Б. Теорія електропривода: Методика проектування електроприводів: Підручник. – Луганськ: Вид-во "Ноулідж", 2010. – 670 с.
16. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи / За ред. М.Г. Поповича. – К.: Либідь, 2005. – 672 с.
17. Галай М.В. Теорія автоматичного керування: неперервні та дискретні системи. Навч. пос-к. – Полтава: ПолтНТУ, 2005. – 454с.
18. Галай В.М. Теорія цифрових систем автоматичного керування: навчальний посібник. – Полтава: ПолтНТУ, 2009. –131 с.
19. Шефер, О.В. Електричні машини: навчальний посібник / В.В. Онушко, О.В. Шефер. – Полтава, ПолтНТУ, 2015. – 536 с.
20. Шефер О.В. Електропривод та автоматизація загальнопромислових механізмів: конспект лекцій. – Полтава: ПолтНТУ, 2011. – 154 с.
21. Шефер О.В, Єрмілова Н.В. Методичні вказівки до виконання кваліфікаційної роботи для здобувачів вищої освіти другого (магістерського) рівня зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» – Полтава: Національний університет імені Юрія Кондратюка, 2022. – 25 с.

