

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

## Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи

магістр

(ступінь вищої освіти)

на тему **Стабілізація параметрів асинхронного електроприводу з нелінійним навантаженням**

Виконав: студент 6 курсу, групи 601МЕ  
спеціальності 141 «Електроенергетика,  
електротехніка та електромеханіка»  
(шифр і назва напрямку підготовки, спеціальності)

Ремаренко Б.Ю.

(прізвище та ініціали)

Керівник Шефер О.В.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Єрмілова Н.В.


(прізвище та ініціали)

Полтава - 2025 рік

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

“ 02 ” 09 2024 р.

## **ЗАВДАННЯ**

### **НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

**Ремаренко Богдан Юрійович**

1. Тема проекту (роботи) **«Стабілізація параметрів асинхронного електроприводу з нелінійним навантаженням»**  
керівник проекту (роботи) Шефер Олександр Віталійович  
затверджена наказом вищого навчального закладу від “09” 08 2024 року № 818-ф.а
2. Строк подання студентом проекту (роботи) 20.12.2024 р.
3. Вихідні дані до проекту (роботи)
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Аналіз основних параметрів, розрахунок випадкових навантажень, дослідження електричних машин постійного струму, дослідження частотного регулювання асинхронних електроприводів
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових плакатів):
  - 1) Структурна схема двоконтурної системи регулювання
  - 2) Еквівалентна схема ланцюга збудження
  - 3) Схема заміщення АД при частотному керуванні
  - 4) Структурна схема системи електроприводу з векторним керуванням
  - 5) Схема взаємозв'язок вхідних та вихідних параметрів:

6. Дата видачі завдання 02.09 .2024\_р.

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Пор. №	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи			Примітка (плакати)
1	Опис основних параметрів асинхронних двигунів	20.09.24		15%	Пл. 1 .
2	Випадкові навантаження в електроприводі	30.09.24	I	30%	Пл. 2
3	Модель тиристорного перетворювача постійного струму	16.10.24	II	50%	Пл. 4
4	Опис частотного регулювання асинхронних електроприводів	20.11.24		70%	Пл. 5
5	Стабілізація струму АД у системі частотно-струмового управління	30.11.24	III	100%	Пл. 6

(ініціали)

Магістрант  Ремаренко Б.Ю.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи  Шефер О.В.  
(підпис) (прізвище та ініціали)

## Зміст

Вступ.....	2
Розділ 1	
1.1 Основні параметри асинхронних двигунів.....	4
1.2 Вплив нелінійних навантажень на АД.....	8
1.3. Стабілізація параметрів асинхронних двигунів.....	11
Розділ 2	
2.1 Випадкові навантаження в електроприводі.....	16
2.2 Модель тиристорного перетворювача постійного струму.....	25
2.3 Електричні машини постійного струму як об'єкт регулювання.....	27
2.4 Стабілізація координат двигуна в одноконтурних системах керування..	31
Розділ 3	
3.1. Частотне регулювання асинхронних електроприводів.....	38
3.2 Автоматичне регулювання електроприводів змінного струму з частотним керуванням.....	42
3.3 Стабілізація швидкості в системі частотного керування з автономним інвертором напруги.....	48
3.4. Стабілізація струму АД у системі частотно-струмового управління.....	51
3.5 Стабілізація швидкості АД у системі частотно-струмового електроприводу з векторним управлінням.....	53
Висновок.....	67
Список використаних джерел.....	68
Додатки.....	69

## Вступ

Асинхронні двигуни мають номінальні параметри, такі як напруга, частота, струм і швидкість, які впливають на їх роботу. Під час роботи під реальним навантаженням ці параметри можуть змінюватися під впливом різних зовнішніх факторів. Якщо параметри двигуна відхиляються від нормального діапазону, може статися наступне

Зниження енергоефективності: збільшення або зменшення частоти напруги або струму може призвести до збільшення втрат енергії та збільшення витрат на електроенергію.

Перегрів і пошкодження: відхилення параметрів двигуна можуть призвести до перегріву обмоток, що призводить до скорочення терміну служби двигуна і виходу його з ладу.

Нестабільна робота системи: нестабільні параметри призводять до нестабільності механічних частин системи (наприклад, нерівномірна робота конвеєрів, насосів і вентиляторів).

Зниження надійності: постійні коливання параметрів можуть призвести до передчасного зносу як двигуна, так і підключеного обладнання.

Нелінійні навантаження - це навантаження, енергоспоживання яких змінюється нерівномірно і може мати складну структуру. До таких навантажень відносяться змінні механічні навантаження, часті пуски і зупинки, а також пристрої з нелінійними елементами (наприклад, інвертори, тиристори). При роботі з нелінійними навантаженнями виникають наступні проблеми.

Колівання струму і напруги: нелінійні навантаження можуть викликати коливання струму і напруги, що може погіршити стабільність роботи двигуна.

Гармонійні спотворення: нелінійні навантаження викликають гармонійні спотворення струму і напруги, погіршуючи продуктивність АД. Підвищений пусковий струм: частий запуск двигунів з нелінійним навантаженням збільшує пусковий струм і створює додаткове навантаження на джерело живлення і двигун.

Перехідні процеси: при зміні умов навантаження можуть виникати короточасні перехідні процеси, що призводять до втрати стабільності або виходу параметрів за межі допуску. Важливість стабілізації при нелінійних навантаженнях

Економія енергії: стабілізація параметрів зменшує втрати енергії та забезпечує оптимальну роботу двигуна при змінних навантаженнях.

Подовжений термін служби: стабілізація параметрів дозволяє уникнути перевантаження, перегріву і пошкоджень, тим самим подовжуючи термін служби обладнання.

Підвищена надійність системи: стабільні параметри двигуна забезпечують надійну та безперебійну роботу всієї системи та мінімізують ризик аварій.

Знижений рівень вібрації та шуму, стабільні параметри дозволяють двигуну працювати плавно, без значних вібрацій, знижуючи рівень шуму та підвищуючи комфорт системи.

Оптимізація роботи перетворювача та інвертора: при роботі з нелійними навантаженнями перетворювачі можуть неправильно реагувати на зміну умов. Стабілізація параметрів дозволяє уникнути таких проблем і підвищити ефективність керування двигуном.

Стабілізація параметрів асинхронного двигуна при роботі з нелійними навантаженнями має вирішальне значення для підтримки надійності та ефективності системи. Це допомагає уникнути пошкоджень, підвищити продуктивність і продовжити термін служби двигуна.

## РОЗДІ 1

### 1. Основні параметри асинхронних двигунів

Асинхронні двигуни (АД) мають кілька важливих параметрів, які впливають на їх роботу та ефективність. Кожен з цих параметрів має важливе значення для стабільної та надійної роботи двигуна.

#### Напруга

Напруга живлення - один з найважливіших параметрів асинхронного двигуна. Вона характеризує рівень електричної енергії, що подається на обмотки статора двигуна. Напруга визначає силу струму в обмотках двигуна і магнітне поле, що генерується в статорі. Якщо напруга нижча за номінальну, двигун не може видавати повну потужність і може перегрітися через підвищений струм. Якщо напруга вища, двигун буде перенапружений і ізоляція обмоток може бути пошкоджена. більшість промислових двигунів використовують стандартну напругу 220 В, 380 В або 660 В (залежно від типу двигуна та мережі живлення).

#### Частота струму

Частота струму визначає швидкість, з якою змінюється напрямок електричного поля в статорі. У більшості мереж передачі частота становить 50 Гц або 60 Гц. Частота струму безпосередньо впливає на швидкість обертання магнітного поля в статорі і, отже, на швидкість синхронізації ротора двигуна. Якщо частота живлення змінюється, швидкість обертання двигуна також

змінюється. Для стабільної роботи двигун повинен працювати на фіксованій частоті, яка відповідає його номінальним характеристикам.

В Україні та Європі для більшості асинхронних двигунів використовується частота 50 Гц, а в США та деяких інших країнах - 60 Гц.

Швидкість обертання (частота обертання ротора)

Частота обертання ротора визначається як кількість обертів, яку робить ротор двигуна за одиницю часу. Зазвичай вона вимірюється в обертах за хвилину (об/хв).

Частота обертання ротора визначається синхронною частотою обертання, але фактична частота обертання завжди трохи нижча через ковзання. Кожен тип двигуна має свою номінальну швидкість.

Номінальна частота обертання розраховується за наступною формулою:

$$n_s = \frac{120 * f}{p} \quad (1.1)$$

де  $n_s$  – синхронна швидкість (об/хв),  $f$  – частота струму (Гц),  $p$  – кількість пар полюсів двигуна.

Наприклад, для двигуна 50 Гц з двома наборами полюсів швидкість синхронізації становить 1500 об/хв.

## Ковзання

Ковзання - це різниця між синхронною частотою обертання статора і фактичною частотою обертання ротора. Ковзання визначає ефективність передачі енергії від статора до ротора. При номінальному навантаженні ковзання повинно бути невеликим, але при запуску двигуна ковзання може досягати 100%, оскільки ротор спочатку не рухається.

Формула для розрахунку ковзання:

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} * 100\% \quad (1.2)$$

де  $S$  – ковзання,  $n_s$  – синхронна швидкість,  $n_r$  – фактична швидкість ротора

## Струм статора

Струм в обмотках статора створює магнітне поле, яке взаємодіє з ротором. Величина струму залежить від робочої температури та потужності двигуна. Надмірний струм може призвести до перегріву і виходу двигуна з ладу. На силу струму впливають напруга, навантаження і стан обмоток.

## Потужність

Потужність асинхронного двигуна визначає кількість механічної роботи, яку двигун може виконати за одиницю часу.

Потужність двигуна вказується в кіловатах (кВт) і зазвичай визначається для роботи при номінальній напрузі і номінальній частоті струму.

Активна та реактивна потужність: двигуни споживають як активну потужність для виконання корисної роботи, так і реактивну потужність для підтримки магнітного поля.

## Крутний момент

Крутний момент - це сила, яка обертає ротор. Він визначається як відношення потужності до швидкості обертання ротора.

Високий крутний момент необхідний для двигунів, що працюють при високих навантаженнях. Величина крутного моменту залежить від поточного навантаження на валу двигуна.

## Коефіцієнт потужності

Коефіцієнт потужності - це відношення активної потужності до загальної потужності. Він показує, наскільки ефективно використовується електроенергія.

Чим вищий коефіцієнт потужності, тим ефективніше двигун використовує електричну енергію. Низький коефіцієнт потужності може перевантажувати електромережу.

## Коефіцієнт корисної дії (ККД)

Коефіцієнт корисної дії - визначає, яка частина спожитої електричної енергії перетворюється на корисну механічну роботу. Решта енергії втрачається через нагрівання та механічні втрати.

Вищий ККД означає менші втрати енергії та більш ефективний двигун.

Основні параметри асинхронного двигуна тісно пов'язані між собою, і кожен з них має значний вплив на роботу та ефективність системи. Стабілізація цих параметрів є ключем до забезпечення надійної, енергоефективної та довготривалої роботи двигуна в різних умовах, особливо при роботі з нелінійними навантаженнями.

## 1.2 Вплив нелінійних навантажень на АД

Нелінійні навантаження мають значний вплив на роботу асинхронного двигуна (АД), створюючи важкі умови експлуатації, які можуть призвести до зниження ККД, перегріву і навіть пошкодження обладнання.

### Коливання струму і напруги

Нелінійні навантаження часто призводять до коливань струму споживання і напруги, які відхиляються від синусоїдальної форми. Це може бути викликано такими пристроями, як інвертори і тиристори, або частими пусками і зупинками двигуна. Коливання струму та напруги можуть спричинити додаткові втрати енергії та неефективну роботу двигуна. Вони також можуть призвести до нагрівання обмоток статора і ротора, знижуючи надійність двигуна і викликаючи передчасний вихід його з ладу.

### Гармонійні спотворення

Нелінійні навантаження генерують гармоніки в електромережі. Це означає, що існують додаткові складові частоти, відмінні від основної частоти 50 Гц або 60 Гц. Ці гармоніки виникають у струмі та нарузі, що подаються на двигун.

Спотворення, викликані гармоніками, можуть призвести до додаткових втрат потужності в обмотках двигуна, підвищення температури і зниження ефективності. Вони також можуть викликати резонансні явища, що призводять до вібрації та механічних пошкоджень. Особливо в системах з інверторами частоти гармоніки можуть негативно впливати на точність керування двигуном.

### Підвищення пускових струмів

До нелінійних навантажень відносяться часті пуски і зупинки двигуна, а також різкі коливання навантаження, які впливають на роботу двигуна.

При кожному запуску асинхронного двигуна струм (пусковий струм) значно вищий, ніж під час нормальної роботи. Часті запуски викликають нагрівання обмоток і механічні навантаження на компоненти двигуна. Це призводить до зносу ізоляції обмоток, підвищеного енергоспоживання і скорочення терміну служби двигуна.

#### Нестабільність швидкості обертання

Нелінійні навантаження, такі як періодичні коливання навантаження або різкі зміни крутного моменту, викликають коливання частоти обертання ротора.

Колівання швидкості призводять до нестабільної роботи двигуна і негативно впливають на пов'язані з ним механічні системи, такі як конвеєри, насоси і вентилятори. Вони також можуть спричинити додаткові втрати енергії та підвищений знос компонентів машини.

#### Перехідні процеси

Перехідні процеси (короткочасні зміни струму та напруги) можуть виникати, коли умови навантаження швидко змінюються (наприклад, при запуску великих споживачів або підключенні нелінійних навантажень).

Перехідні процеси викликають короткочасні стрибки струму, що призводять до збільшення теплового навантаження, зносу обмоток і скорочення терміну служби двигуна. Ці стрибки також можуть спричинити втрату стабільності роботи двигуна, наприклад, його зупинку та перевантаження.

#### Перевантаження і перегрів

Нелінійні навантаження часто перевантажують двигун через часті зміни крутного моменту на валу і постійне перевищення номінального навантаження.

Перевантаження призводить до збільшення споживання струму, що викликає перегрів обмоток і знижує ККД двигуна. Перегрів призводить до втрати

ізоляційних властивостей матеріалу обмотки і є суттєвим фактором збільшення витрат на технічне обслуговування і ремонт.

#### Зниження коефіцієнта потужності

Нелінійні навантаження значно знижують коефіцієнт потужності ( $\cos \varphi$ ) асинхронних двигунів.

Знижений коефіцієнт потужності означає, що двигун споживає більше реактивної потужності, що призводить до збільшення втрат енергії в загальній системі. Це збільшує навантаження на мережу і може вимагати встановлення додаткового компенсуючого обладнання для компенсації коефіцієнта потужності.

#### Вібрації і шум

Нелінійні навантаження можуть спричиняти механічну вібрацію та шум через коливання крутного моменту та швидкості обертання на валу двигуна.

Безперервна вібрація може викликати знос підшипників, кріплень та інших компонентів двигуна, що призводить до передчасного виходу двигуна з ладу. Підвищений рівень шуму також може бути неприйнятним у деяких середовищах, наприклад, у житлових приміщеннях або на робочому місці.

Нелінійні навантаження значно ускладнюють роботу асинхронних двигунів, призводячи до зниження ефективності, стабільності та довговічності. Вони викликають коливання струму і напруги, гармонійні спотворення, перегрів і перевантаження, які знижують надійність електромеханічних систем. Для роботи в таких умовах необхідно впроваджувати методи стабілізації параметрів двигуна, такі як перетворювачі частоти, системи управління зі зворотним зв'язком і використання фільтрів для усунення гармонік.

### 1.3. Стабілізація параметрів асинхронних двигунів

Стабілізація параметрів асинхронних двигунів (АД) - це процес забезпечення оптимальної роботи двигуна шляхом підтримання основних параметрів, таких як швидкість, напруга, струм і крутний момент, навіть у важких умовах, таких як нелінійні або змінні навантаження. Основними методами стабілізації параметрів є автоматичне керування, інвертори та перетворювачі частоти.

Автоматичне регулювання параметрів двигуна

Автоматичне керування гарантує, що фактичні параметри двигуна завжди відповідають заданим. Це досягається за допомогою системи управління зі зворотним зв'язком.

Зворотний зв'язок.

Система автоматичного управління складається з наступних компонентів

Датчик: вимірює ключові параметри двигуна (швидкість, струм, напругу тощо).

Контролер: обчислює похибку між виміряними значеннями і заданими значеннями.

Привід: змінює параметри двигуна для компенсації похибки.

Базове рівняння керування

$$\varepsilon(t) = r(t) - y(t) \quad (1.3)$$

$\varepsilon(t)$  – похибка керування,

$r(t)$  – задане значення параметра (наприклад, швидкість або момент),

$y(t)$  – поточне виміряне значення параметра.

Ця помилка використовується для корекції сигналів керування, які змінюють параметри двигуна за допомогою інверторів, перетворювачів частоти тощо.

Пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД-регулятор): найбільш поширений тип контролера, що використовується для стабілізації параметрів.

Формула для ПІД-регулятора:

$$u(t) = k = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \cdot \int_0^t \varepsilon(T) dt + K_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (1.4)$$

$u(t)$  – сигнал керування,

$K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  – коефіцієнти пропорційної, інтегральної та диференційної складових.

Перетворювач частоти (частотний інвертор)

Перетворювачі частоти використовуються для керування швидкістю асинхронних двигунів. Змінюючи частоту напруги живлення, можна безпосередньо впливати на швидкість обертання двигуна.

Швидкість асинхронних двигунів визначається частотою живлення  $f$

і кількістю пар полюсів двигуна  $p$  за формулою синхронної швидкості:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (1.5)$$

$n_s$ – синхронна швидкість обертання (об/хв),

$f$ – частота живлення (Гц),

$p$ – кількість пар полюсів.

Змінюючи частоту  $f$ , можна безпосередньо впливати на швидкість обертання ротора.

Будова перетворювачів частоти

Випрямляч: перетворює змінний струм на постійний.

Фільтр: згладжує пульсації після випрямлення.

Інвертор: перетворює постійний струм назад в змінний потрібної частоти.

Частота змінюється за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) для генерації напруги з потрібною амплітудою і частотою.

Керування моментом двигуна

Крутний момент  $T$  асинхронного двигуна визначається виразом:

$$T = \frac{p_{out}}{\omega}$$

(1.6)

$p_{out}$  – вихідна потужність двигуна,

$\omega$ –  $2\pi n_r / 60$ – кутова швидкість ротора.

Оскільки частота впливає на швидкість обертання ротора, перетворювачі частоти дозволяють регулювати крутний момент, що важливо для змінних навантажень.

## Інвертори

Інвертори є важливим компонентом в управлінні асинхронними двигунами. Інвертори перетворюють постійний струм в змінний з необхідними параметрами (частотою і напругою).

Принцип роботи інверторів:

Інвертори використовують широтно-імпульсну модуляцію (ШІМ) для генерації змінного струму за допомогою транзисторів або тиристорів. Цей метод дозволяє точно контролювати як частоту, так і амплітуду напруги.

## Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ)

ШІМ - це метод регулювання напруги шляхом зміни співвідношення тривалості імпульсів (робочих циклів). Наприклад, довші імпульси відповідають вищій середній напрузі, а коротші - нижчій.

Формула для розрахунку середньої напруги в ШІМ:

$$V_{avg} = V_{dc} \cdot D \quad (1.7)$$

$V_{avg}$  – середня напруга,

$V_{dc}$  – напруга постійного струму,

$D$  – коефіцієнт заповнення (співвідношення тривалості імпульсу до загального періоду).

#### 4). Скалярне керування (V/f керування)

Одним з найпростіших методів керування двигуном є скалярне керування.

$\dot{u}/fV/f$ .

Принцип скалярного керування:

При зменшенні частоти, напруга також повинна зменшуватися, щоб підтримувати постійне магнітне поле в обмотках двигуна. Це дозволяє уникнути насичення магнітної системи двигуна на низьких частотах.

Формула скалярного керування:

$$\frac{V}{f} = const$$

(1.8)

Цей метод дозволяє плавно змінювати швидкість і крутний момент двигуна без складних обчислювальних процесів.

Методи стабілізації параметрів асинхронних двигунів, такі як автоматичне керування, перетворювачі частоти та інвертори, забезпечують ефективну і стабільну роботу двигуна при змінних і нелінійних навантаженнях. Використання сучасних систем керування не тільки підвищує продуктивність і ефективність, але й подовжує термін служби обладнання.

## РОЗДІЛ 2

### 2.1 Випадкові навантаження в електроприводі

Керовані електроприводи в установках з безперервним технологічним процесом часто перебувають під впливом. До таких установок належать:

пристрої з накладання ізоляції на проводи та кабелі та виготовлення пластмасових труб;

Безперервні прокатні стани;

Папероробні машини та інше.

Тому при розрахунку систем керування вищевказаних електроприводів важливого значення набуває облік стохастичного характеру зовнішніх вхідних збурень, що діють на розімкнуту систему, серед яких основним є взаємно-незалежні ергодичні збурення з боку моменту навантаження

( $\varphi_1$ ) та живильної мережі ( $\varphi_2$ ) (мал. 1.), недоступні для безпосереднього виміру.

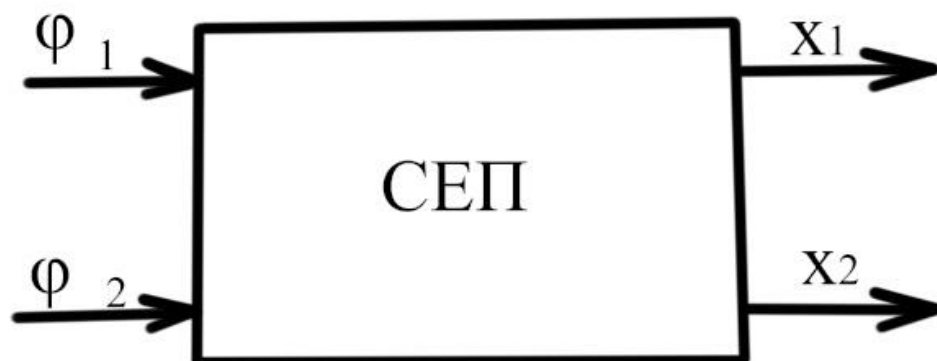


Рис. 1 – взаємозв'язок вхідних та вихідних параметрів:

СЕП – система електроприводу;

$x_1, x_2$  – вихідні координати.

При синтезі системи управління передбачається, що спектральна щільність впливу, що обурює, є парно дробно-раціональною функцією, структура якої недостатньо досліджена. Тому виникає необхідність знаходження апроксимацій спектральних щільностей

збуджувальних впливів для стійкої системи електроприводу, що описується у відхиленнях від номінального режиму рівняннями виду

$$\begin{aligned} a_{11}(p)x_1 + a_{12}(p)x_2 &= \varphi_1; \\ a_{21}(p)x_1 + a_{22}(p)x_2 &= \varphi_2; \end{aligned} \quad (2.1)$$

де

$a_{ij}(p)$  ( $i, j=1, 2$ )- поліноми від оператора диференціювання  $p$ .

З метою виявлення характеру впливу вхідного збуджуючого впливів

$\varphi_1$  та  $\varphi_2$  на вихідні координати дозволимо систему (2.1) щодо

$x_1, x_2$ .

Отримаємо:

$$\begin{aligned} \Delta_A(p)x_1 - a_{22}(p)\varphi_1 - a_{12}(p)\varphi_2; \\ \Delta_A(p)x_2 - a_{21}(p)\varphi_1 + a_{11}(p)\varphi_2; \end{aligned} \quad (2.2)$$

Де

$$\Delta_A(p) = a_{11}(p)a_{22}(p) - a_{12}(p)a_{21}(p);$$

Відомо що для диференціальних рівнянь виду

$$A_n(p)x = B_m(p)\varphi$$

( $A_n(p)$  и  $B_m(p)$  – поліноми з постійними коефіцієнтами ступеня  $n$  та  $m$  .

$\varphi$  – стаціонарна випадкова функція), спектральні щільності збуджень з боку входу  $S_\varphi$  та з боку виходу  $S_x$  пов'язані співвідношенням.

$$A_n(s)A_n(-s)S_x(s^2)=B_m(s)B_m(-s)S_\varphi(s^2), \quad (2.3)$$

де

$S=j\omega$  – змінна перетворення Фур'є.

Використовуючи властивість (2.3) і незалежність збуджень впливів  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , из системи (2.2)

Будемо мати:

$$\Delta_A(s)\Delta_A(-s)S_{x1}=a_{22}(s)a_{22}(-s)S_{\varphi1}+a_{12}(s)a_{12}(-s)S_{\varphi2};$$

$$\Delta_A(s)\Delta_A(-s)S_{x2}=a_{21}(s)a_{21}(-s)S_{\varphi1}+a_{11}(s)a_{11}(-s)S_{\varphi2}; \quad (2.4)$$

розрахувавши систему (2.4) відносно  $S_{\varphi1}$ ,  $S_{\varphi2}$  отримаємо:

$$S_{\varphi1}(s^2)=\frac{\Delta_A(s)\Delta_A(-s)}{\Delta_B(s^2)} [a_{11}(s)a_{11}(-s)S_{x1}(s^2) - a_{12}(s)a_{12}(-s)S_{x2}(s^2)];$$

$$S_{\varphi2}(s^2)=\frac{\Delta_A(s)\Delta_A(-s)}{\Delta_B(s^2)} [-a_{21}(s)a_{21}(-s)S_{x1}(s^2) + a_{22}(s)a_{22}(-s)S_{x2}(s^2)];$$

Де

$$\Delta_B(s^2)=a_{11}(s)a_{11}(-s)a_{22}(s)a_{22}(-s)- a_{12}(s)a_{12}(-s)a_{21}(s)a_{21}(-s);$$

$S_{x1}$ ,  $S_{x2}$  – спектральні щільності, що визначаються за осцилограмами відхилень вихідних параметрів двигуна (швидкості, напруги, е.р.с.)

В окремому випадку, якщо знехтувати випадковими коливаннями напруги мережі живлення ( $\varphi_2$ ), то через систему (2.2) спектральну щільність  $S_{\varphi1}$

можна знайти за осцилограмою  $x_1$  або  $x_2$

$$S_{\varphi1}=\frac{\Delta_A(s)\Delta_A(-s)}{a_{22}(s)a_{22}(-s)} S_{x1}; \quad (2.6)$$

Або

$$S_{\varphi 1} = \frac{\Delta_A(s)\Delta_A(-s)}{a_{21}(s)a_{21}(-s)} S_{x2}; \quad (2.7)$$

Для одновимірних систем в автоматизованому електроприводі

$$A_{12}(p)=0; \quad A_{21}(p)=0; \quad A_{22}(p)=0;$$

Тому відповідно до (2.1) спектральна щільність збудження впливу

$S_{\varphi 1}$  обчислюється за формулою:

$$S_{\varphi 1}(s)^2 = a_{11}(s)a_{11}(-s)S_{x1}(s^2) \quad (2.8)$$

У формулах розрахунку спектральних щільностей впливів, що збуджують (2.5) – (2.8), беруть участь спектральні щільності осцилограм вихідних параметрів ( $x_1$ ,  $x_2$ ). Дамо методику визначення спектральної щільності відхилення напруги в системі «тиристорний перетворювач - двигун», що працює у прокатному виробництві.

На Рис. 2.2 наведено криву зміни напруги двигуна

Постійного струму із незалежним збудженням, знята на головному приводі колесопрокатного стану.

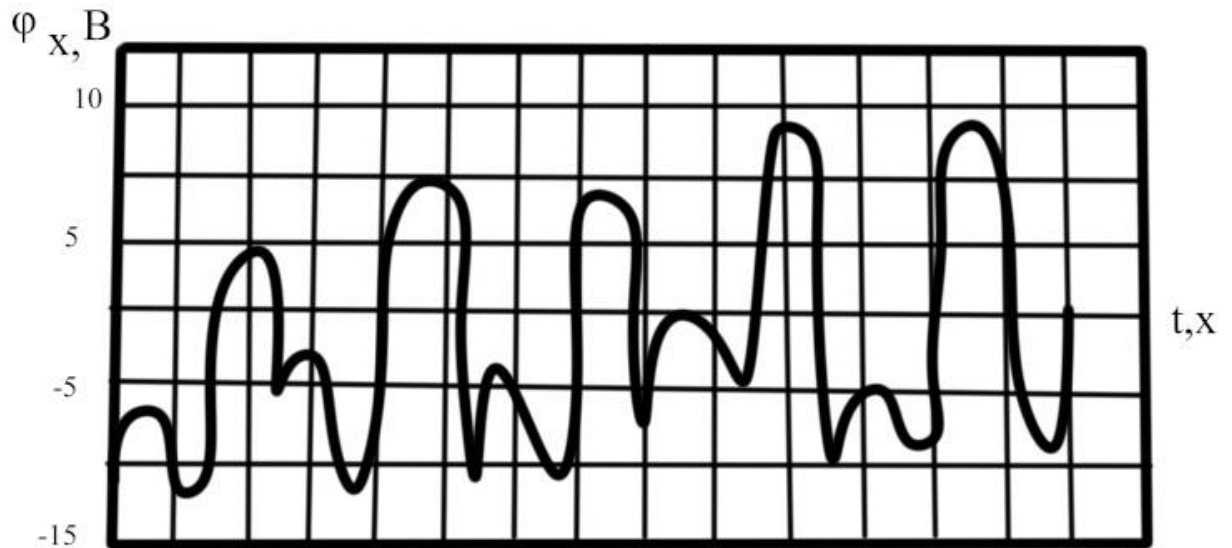


Рис. 2.2 відхилення напруги двигуна щодо середнього значення 450 В залежно від часу.

Чисельні значення відхилень напруги від середнього значення

$$(x_1(R)=x_1(12*i*j) \quad R= 0/89с.; \quad i=0/12; \quad j=0/6)$$

Наведені у табл. 1. За даними табл. кореляційна функція визначається за формулою:

$$K_{x_1}(\tau)=\frac{\sum_{j=0}^N x_1(j)x_1(j+\tau)}{N-\tau}$$

$$(\tau=0/10, N=89). \quad (2.9)$$

Табл. 1

i	J	0	1	2	3	4	5	6
0		-13,8	-13,8	-6,1	-6,1	-6,1	-11,9	-13,8
1		-13,8	-6,1	5,3	5,3	5,3	9,2	-4,2
2		-2,3	-2,3	-6,1	-10,0	-13,8	-11,9	-2,3

Продовження таблиці 1							
3	9,2	11,1	9,2	9,2	9,2	-13,8	-6,1
4	-4,2	-2,3	-4,2	-6,1	-10,0	-13,8	-10,0
5	1,6	9,2	9,2	9,2	-13,8	1,6	1,6
6	1,6	-0,3	-4,7	-6,1	-6,1	1,6	13,0
7	13,0	13,0	13,0	-13,8	-6,1	-6,1	-6,1
8	-6,1	-6,1	-10,0	-13,8	1,6	9,2	13,0
9	16,9	13,0	-13,8	-6,1	-8,0	-10,0	-11,9
10	-13,8	-11,9	1,6	9,2	13,1	13,0	16,9
11	16,9	-13,8	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6
12	1,6	18,9	20,7	20,7	24,6	24,6	

З виду кривої 1, поданої на рис.2.3, впливає, що кореляційна функція (2.9) може бути апроксимована (крива 2) функцією виду

$$K_{x1}(\tau) = D_{x1} 1^{-dc\tau} \cos(\beta_c \tau),$$

Де

$$D_{x1} = K_{x1}(0) = \frac{\sum_{j=0}^N x_1^2(j)}{N}$$

$$(N=89, D_{x1}=11B^2);$$

$$\beta_c = k\pi / (2\tau_k), k=1,3,5...$$

$$\alpha_c = -\frac{1}{\tau} \ln \left[ \frac{k_{x1}(\tau)}{D_{x1} \cos(\beta_c \tau)} \right]$$

$$\tau = 2c; k_{x1}(\tau) = 39,241B^2; \alpha_c = 0.25c^{-1}.$$

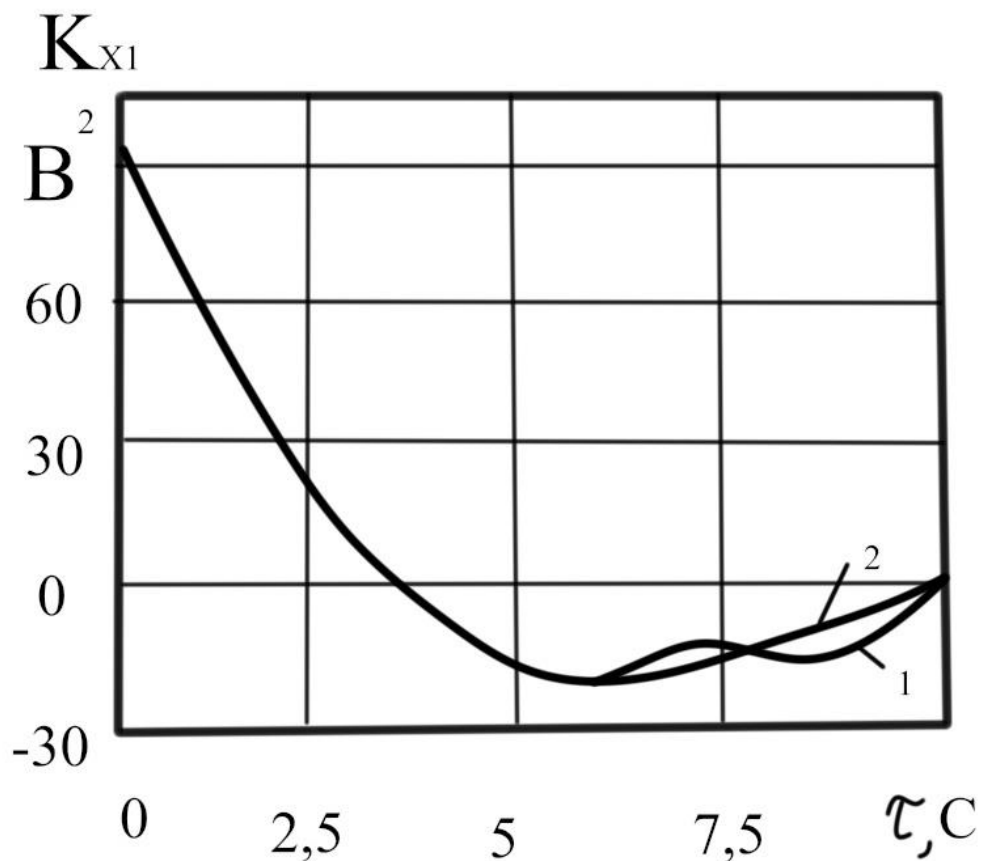


Рис.2.3 Графіки кореляційних функцій:

1- експериментальна крива;

2- апроксимована при  $D_{x1}=111 \text{ B}^2$ ;

$d_c=0.25 \text{ c}^{-1}$ .

Кореляційна функція (2.10) відповідає спектральна щільність

$$S_{x1}(s^2) = \frac{2d}{\pi} \frac{\alpha^2 + \beta^2 - s^2}{(\alpha^2 + \beta^2 - s^2) + 4\beta^2 s^2}. \quad (2.11)$$

У зв'язку з тим, що для одноконтурних систем керування гурвіць поліном  $a_{11}(s)$ , входить у вираз спектральної щільності вхідного збудження виду (2.8), безпосередньо не входить до алгоритму синтезу, то для визначення передавальної функції регулятора достатньо інформації про спектральну

щільність (2.5) або (2.8) використовуються при розробках багатоконтурних систем, одним з різновидів яких є схема, представлена на

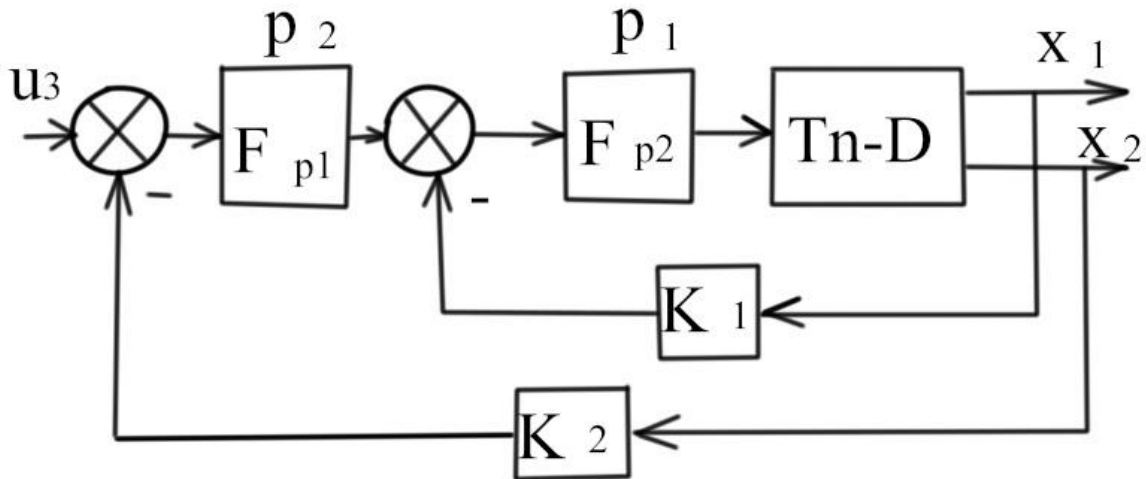


Рис. 2.4. Структурна схема двоконтурної системи регулювання:

$u_3$  – напруга, що задає;

$F_{p1}$ ,  $F_{p2}$  – передавальні функції регуляторів P1 та P2;

$K_1$ ,  $K_2$  – Коефіцієнти.

Таким чином, при розрахунку та проектуванні точних систем автоматичного регулювання електроприводами розрахункові спектральні густини збуджених впливів рекомендується визначати на підставі аналізу спектральних густин осцилограм вихідних параметрів

системи «тиристорний перетворювач – двигун» з використанням методів теорії планування експерименту

При синтезі САР, що підтримує сталість швидкості двигуна, кількісним критерієм якості стабілізації швидкості може бути середнє квадратичне відхилення  $\tau_\varphi$  (або її квадрат - дисперсія).

Знання  $\tau_\varphi$  дозволяє знайти те, що значення випадкової функції при  $t=t_i$  виявиться не більше  $k\tau_\varphi$ .

Так наприклад, для випадкових функцій, розподілених за нормальним законом, ця ймовірність залежить тільки від  $K$

$$P [|\varphi| \leq k\tau_\varphi] = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^k l^{-\frac{x^2}{2}} dx.$$

Для довільних функцій

$$P [|\varphi| \leq k\tau_\varphi] \geq 1 - \frac{1}{k^2}.$$

У системах, що знаходяться під дією випадкових зовнішніх сил, відхилення фазових координат від рівноважних значень зазвичай малі,

Тому найчастіше досить розглянути замість повних рівнянь системи рівняння лінійного наближення.

Математична модель електроприводу постійного струму, що враховує кут управління тиристорами перетворювача, описується рівнянням:  
 $A(p)x = B(p)u + \varphi(t).$

$x$  – фазова координата системи, яку потрібно стабілізувати,

$u$  – координата регулятора (керівний вплив);

$\varphi(t)$  – зовнішнє збудження, передбачуване стаціонарним ергодичним випадковим процесом з нульовим математичним очікуванням та відомою функцією  $\omega$ ;

$A(p)$  та  $B(p)$  – поліноми від оператора диференціювання  $p=d/dt$ . Потрібно визначити закон управління в ланцюзі зворотного зв'язку (знайти диференціальне рівняння, що зв'яже  $u$  та  $x$ ) так, щоб замкнута система «об'єкт + регулятор» була стійка та оптимальна в сенсі мінімуму квадратичного функціоналу

$$Y = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [\sum_{i=0}^r m_i^2 (p_i x)^2 + \sum_{i=0}^q n_i^2 (p_i u)^2] dt, \quad (2.12)$$

Де  $m_i$  та  $n_i$  – вагові константи, відповідним вибором яких досягається бажане співвідношення між якістю стабілізації та середнім квадратом управління. Обмежуючись класом лінійних регуляторів, завдання синтезу можна сформулювати і таким чином:

необхідно знайти рівняння регулятора  $u=W(p)x$  так, щоб функціонал (2.12) досягав мінімуму на класі стійких замкнутих систем «об'єкт + регулятор». У критерій якості входить середниць квадрат управління через те, що величина впливу, що управляє, обмежена. Наявність множника  $\frac{1}{T}$  перед інтегралом означає, що оптимізується не вільний, а вимушений рух керованої системи. Справді, за наявності постійно діючої та не загасаючої при  $t \rightarrow \infty$  збуджувальної сили основний інтерес становить саме вимушений рух. У деяких випадках суттєвим є не лише значення фазової координати, а й похідні.

## 2.2 Модель тиристорного перетворювача постійного струму.

Тиристорний перетворювач є нелінійним дискретним пристроєм, у якому система імпульсно-фазового управління є імпульсним елементом, що перетворює аналоговий вхідний сигнал дискретну функцію моментів включення вентилів. Специфіка динамічних властивостей перетворювача визначається такими факторами:

1) Дискретним характером управління, причому інтервал між керуючими імпульсами є змінною величиною, яка залежить від числа фаз перетворювача та швидкості зміни керуючого сигналу;

2) Неповною керованістю, що проявляється в неоднаковому характері перехідних процесів при збільшенні та зменшенні керуючого сигналу. При збільшенні кута управління  $\alpha$ , якщо похідна  $d\alpha/dt$

Перевищує деяку величину, рівну круговій частоті мережі живлення, внаслідок неможливості закрити провідний клапан по ланцюгу управління вихідна напруга клапанного перетворювача не може змінитися швидше, ніж напруга однієї з фаз мережі живлення, в той час як при зменшенні кута управління  $\alpha$  швидкість його зміни не обмежена;

3) Наявністю пульсацій у кривій вихідної напруги, що впливають по ланцюгах зворотного зв'язку САУ на вхід перетворювача та змінюють його коефіцієнт передачі.

У зв'язку з переліченими вище факторами суворе математичне опис динаміки тиристорного перетворювача при різних режимах роботи представляє певні труднощі. Ступінь апроксимації істотно залежить від швидкодії САУ.

При розгляді щодо повільних процесів регулювання швидкості, коли їх тривалість значно більше періоду напруги живильної мережі, тиристорний перетворювач можна розглядати як безперервний пристрій, оскільки пульсації напруги перетворювача, обумовлені дискретністю управління, добре відфільтровуються системою.

Теоретично автоматизованого електроприводу тиристорний перетворювач можна розглядати як інерційну ланку з передатною функцією

$$W_n = \frac{K_n}{1+T_n p},$$

Де  $K_n$  – коефіцієнт посилення перетворювача;

$T_n$  – постійна часу перетворювача, яка за практичних розрахунків параметрів системи регулювання обчислюється за формулою

$$T_n = T_{no} + 2/(mf_c),$$

Де  $T_{no}$  – постійна часу системи імпульсно-фазового керування з урахуванням фільтрів;

$2/(mf_c)$  – середнє статичне захід перетворювача ( $m$  – фазність пульсації,  $f_c$  – частота мережі живлення).

### 2.3 Електричні машини постійного струму як об'єкт регулювання

Електродвигун постійного струму із незалежним збудженням у загальному випадку може керуватися як напругою якоря, так і потоком збудження.

При складанні диференціальних рівнянь, що описують фізичні процеси в двигуні, повинні бути враховані особливості як якірного ланцюга, так і ланцюга збудження двигуна.

Зокрема, повинні враховуватись властивості перетворювача, що живить якір двигуна, зміни опору якоря при нагріванні, вихрові струми, реакція якоря.

Для спрощення аналізу будемо вважати двигун компенсованим, що дозволяє знехтувати реакцією якоря.

Потік вихрових струмів у перехідних процесах діє зустрічно основному потоку збудження, демпфуючи його. При цьому чим сильніша дія потоку вихрових струмів, тим меншим буде корисний потік намагнічування.

Коефіцієнт нахилу кривої намагнічування двигуна – величина змінна. Вважатимемо, що з компенсації впливу зміни величини цього коефіцієнта включається функціональна перетворювач, має характеристику, тотожну кривою намагнічування.

Ланцюг якоря двигуна:

Перехідні процеси в силовому ланцюгу приводу в системі «керований тиристорний перетворювач – двигун постійного струму з незалежним збудженням» у припущенні, що потік двигуна постійна величина і ідеальні вентилі, визначаються рівняннями:

$$u_{d0}\cos\alpha = iR_e + L_e \frac{di}{dt} + c\omega; \quad (2.13)$$

$$iR_e = I_c R_e + T_M c \frac{d\omega}{dt}, \quad (2.14)$$

де  $i$  – струм якоря двигуна;

$I_c$  - Струм статичного навантаження;

$R_e, L_e$  – еквівалентний опір та індуктивність силового ланцюга;

$T_M = YR_e/c^2$  – електромеханічна постійна часу приводу;

$C = pN\Phi_H / (2\pi a)$  – коефіцієнт е.р.с. та моменту двигуна;

$U_{do} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} u \sin \frac{\pi}{m}$  – середнє значення випрямленої напруги при холостому ході випрямляча та повністю відкритих тиристорів;

$u$  – чинне значення змінної лінійної напруги;

$m$  – фазність випрямлення.

Опір силового ланцюга:

$$R_e = R_a + R_c + R_L + \frac{m}{2\pi} x_c R_{o.p.},$$

$$\text{Де } R_a = \beta_T (R_a + R_{k.o.} + R_{д.п.})$$

$\beta_T = 1,24$  – коефіцієнт, що враховує зміну опору якоря при нагріванні до  $60^\circ\text{C}$ ;

$R_a, R_{k.o.}, R_{д.п.}$  – опір якоря, компенсаційної обмотки та додаткових полюсів;

$R_L$  – активний опір реактора, що згладжує;

$x_c, R_c$  – наведені до вторинної обмотки індуктивний опір розсіювання обмоток фази трансформатора та їх активний опір;

$R_{o.p.}$  – активний опір обмежувального реактора.

Індуктивність силового ланцюга:

$$L_e = L_a + L_c + L_L,$$

Де  $L_a$  – індуктивність якоря;

$L_C$  – індуктивність трансформатора;

$L_L$  - Індуктивність реактора, що згладжує.

Рівняння (2.13) та (2.14) запишемо у вигляді:

$$U_{d0} \cos \alpha - C\omega = R_e \left( i + T_e \frac{di}{dt} \right); \quad (2.15)$$

$$iR_e - I_c R_e = T_M C \frac{d\omega}{dt}. \quad (2.16)$$

Ланцюг збудження двигуна:

Ланцюг збудження двигуна постійного струму представляється у вигляді двох магнітосв'язаних контурів:

Первинного контуру, включеного на напругу обмотки збудження,

І вторинного контуру короткозамкнутого, яким протікають вихрові струми (рис 2.5).

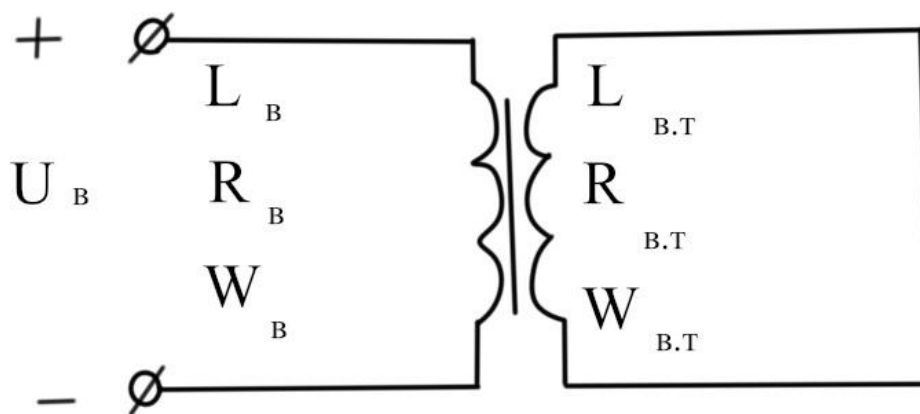


Рис. 2.5 Еквівалентна схема ланцюга збудження

Для схеми, представленої на мал 2.13, рівняння:

$$u_B = i_B R_B \left( 1 + T_B \frac{di_B}{dt} \right) - M \frac{di_{BT}}{dt}; \quad (2.17)$$

$$M \frac{di_B}{dt} = i_{BT} R_{BT} + T_{BT} R_{BT} \frac{di_{BT}}{dt} \quad (2.18)$$

Де

$T_{BT} = L_{BT}/R_{BT}$  – постійна часу короткозамкнутого контуру;

$T_B = L_B/R_B$  – постійна часу первинного контура (обмотки збудження);

$R_B, L_B$  – активні опір та індуктивність обмотки збудження;

$M \approx \sqrt{L_B L_{BT}}$  – взаємна індуктивність.

З рівняння (2.17) та (2.18) отримаємо

$$U_B \left( 1 + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt} \right) = i_B R_B \left( 1 + T_B \frac{di_B}{dt} \right) + \left( 1 + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt} \right); \quad (2.19)$$

Між потоком і струмом збудження двигуна в перехідному процесі існує така залежність:

$$\Phi = i_B R_B \frac{K_\Phi}{R_B} \frac{1}{1 + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt}}$$

Де  $K_\Phi = \frac{\Delta\Phi}{\Delta i_B}$  – співвідношення, що визначається кривою намагнічування двигуна;

$\Delta\Phi, \Delta i_B$  – збільшення потоку і струму збудження.

Помножуючи (2.20) на  $K\omega$  та враховуючи, що  $K\omega\Phi = I_g$ , будемо мати

$$I_g = i_B R_B \frac{K_\Phi}{R_B} \frac{K\omega}{1 + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt}} \quad (2.21)$$

$I_g$  – е.р.с. двигуна;

$K = pN / (2\pi a)$  – конструктивна постійна двигуна.

Напруга, що подається на обмотку збудження від тиристорного перетворювача

$$U_B = U_{do} \cos\alpha - i_B \left( \frac{x_c m}{2\pi} + R_c \right). \quad (2.22)$$

Тоді з урахуванням (2.22) рівняння (2.19) набуде вигляду:

$$U_{do} \cos\alpha \left( 1 + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt} \right) = i_B R_{ве} \left( 1 + T_{ве} \frac{di_B}{dt} + T_{BT} \frac{di_{BT}}{dt} \right) \quad (2.23)$$

$$\text{Де } R_{ве} = R_B \frac{m}{2\pi} x_c + R_c; \quad L_{ве} = L_B + L_c.$$

## 2.4 Стабілізація координат двигуна в одноконтурних системах керування

При синтезі оптимальних систем стабілізації критерій якості виберемо у вигляді

$$Y_k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (m^2 + x^2 + u^2) dt, \quad (2.24)$$

Де  $m^2$  –множник Лагранжа (він завжди позитивний і тому його зручно писати у формі  $m^2$ ), залежить від обмеження дисперсію управління.

Тут і в подальшому синтезі виконується за таких припущень:

Струм якорного ланцюга є безперервним;

Зовнішня характеристика перетворювача немає зламів при малих струмах;

Потік реакції якоря не враховується;

Пульсації вихідної напруги датчиків координат (струму, напруги частоти обертання, е.р.с.) мають рівень, при якому система імпульсно-фазового управління перетворювача працює без збоїв; пульсації якорного струму, напруги, частоти обертання, е.р.с. знаходяться у допустимих межах, і аналогові підсилювачі працюють без помітного зниження коефіцієнта посилення.

Оптимальний оператор управління  $W(s)$  визначатимемо за алгоритмом №1. Відповідно до цього алгоритму для об'єктів, збуджений рух яких описується диференціальним рівнянням виду

$$D(p)x=B(p)u+\varphi(t), \quad (2.25)$$

$D(p)=\sum_{i=0}^n d_i p^i B(p) = \sum_{i=0}^m b_i p^i$  - поліноми від оператора диференціювання з постійними коефіцієнтами) та спектральна щільність зовнішнього збудженого впливу має вигляд:

$$S_{\varphi}(\omega^2) = \frac{F_{\varphi}(j\omega)F_{\varphi}(-j\omega)}{K_{\varphi}(j\omega)K_{\varphi}(-j\omega)}$$

( $F_{\varphi}(s)$  та  $K_{\varphi}(s)$  – Гурвіцев (поліноми);  $s = j\omega$ )

Послідовність виконання операції визначення оптимального оператора управління, що забезпечує стійкість системи

«об'єкт + регулятор» та мінімум функціоналу

$$Y_k \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sum_{i=0}^K m_i^2 (p^i x)^2 + \sum_{i=0}^{\pi} n_i^2 (p^i x)^2 \right] dt,$$

Буде наступною:

1) Факторизації

а)  $F_{\varphi}(s^2) = F_{\varphi}(s)F_{\varphi}(-s);$

б)  $K_{\varphi}(s^2) = K_{\varphi}(s)K_{\varphi}(-s);$

в)  $M(s^2)B(s)B(-s) + N(s^2)D(s)D(-s) = G(s)G(-s);$

$(M(s^2) = \sum_{i=0}^K (-1)^i S^{2i}; \quad N(s)^2 \sum_{i=0}^r (-1)^i S^{2i});$

2) визначення поліномів  $\alpha(s)$  та  $\beta(s)$  найменших ступенів так, щоб виконувалася умова

$$\alpha(s) B(s) - \beta(s) D(s) = F_\varphi(s) G(s);$$

3) обчислення полінома

$$\Pi(s) = \frac{M(s^2)\beta(s)B(-s) + N(s^2)\alpha(s)D(-s)}{G(s)};$$

4) сепарація

$$\frac{\Pi(s)}{K_\varphi(s)G(-s)} = L_0(s) + L_+(s) + L_-(s)$$

( $L_0(s)$  – поліном,  $L_-(s)L_+(s)$ ) – правильний дріб з полюсами з негативними (позитивними) дійсними частинами);

5) обчислення полінома [ $L_0(s) + L_-(s)$ ], є чисельником суми двох функцій

$L_0(s)$  та  $L_-(s)$ ;

б) побудова оптимального оператора управління

$$W(s) = \frac{D(s)[L_0(s) + L_-(s)] - \alpha(s)}{B(s)[L_0(s) + L_-(s)] - \beta(s)} \quad (2.26)$$

Для апроксимації впливу, що обурює, використовуємо кореляційну функцію виду

$$K_\varphi(\tau) = D_\varphi l^{-\alpha_c \tau} \cos \beta_c \tau + \frac{\alpha_c}{\beta_c} \sin \beta_c \tau \quad (2.27)$$

( $D_\varphi$  – дисперсія збудження впливу), якій відповідає спектральна щільність

$$S_\varphi(s^2) D_\varphi \frac{2}{\pi} \frac{2\alpha_c(\alpha_c^2 + \beta_c^2)}{(\alpha_c^2 + \beta_c^2)^2 - 2(\alpha_c^2 + \beta_c^2)s^2 + s^4} \quad (2.28)$$

Оскільки постійний множник не впливає на оптимальний оператор управління, то будемо користуватися виразом для спектральної густини, записаним у вигляді:

$$S_\psi = \frac{1}{(\alpha_c^2 + \beta_c^2)^2 - 2(\alpha_c^2 + \beta_c^2)s^2 + s^4} \quad (2.29)$$

У виразі (2.16) відображає струм статичного навантаження  $I_c = M_c / C$ .

а статичний момент опору  $M_c$  будемо думати

$$M_c = K_c \omega^2. \quad (2.30)$$

Формула (2.30) відбиває залежність статичного моменту робочого механізму від швидкості обертання широкого класу навантажень.

Дійсно, при  $n=0$  момент опору  $M_c$  не залежить від швидкості. Таку характеристику мають шахтний витяг з врівноваженим канатом, прокатний стан, механізми підйому мостового крана, ліфт механізми подач металорізальних верстатів.

При  $n=1$  момент опору лінійно залежить від швидкості.

Така характеристика виходить у приводі генератора з незалежним збудженням під час роботи останнього на постійний зовнішній опір.

Відцентрові механізми: вентилятори, ексгаустери, компресори та насоси – відносяться до групи, для якої статичний момент пропорційний квадрату швидкості.

Деякі токарні, розточувальні фрезерні та інші металорізальні верстати, моталки в металургійній промисловості мають нелінійно-спадаючу механічну характеристику. І тут потужність, споживана механізмом, залишається постійною.

Вважатимемо в режимі стабілізації момент інерції приводу постійним.

Розглянемо завдання стабілізації е.р.с. двигуна постійного струму. Автоматичне підтримання сталості е.р.с. двигуна постійного струму з незалежним збудженням з впливом на потік двигуна потрібен у ряді систем вентильних електроприводів клітей чистової групи безперервних станів гарячої прокатки при двозонному регулюванні швидкості із залежним керуванням якірною напругою та потоком двигуна.

При розрахунку автоматичного регулятора е.р.с. передбачається, що швидкодія регулятора швидкості у системі з двозонним регулюванням у кілька разів перевищує швидкодію регулятора е.р.с.

та існує вузол відсічення по струму збудження.

Диференціальні рівняння рівноваги е.р.с. і рівняння руху приводу мають відповідно вигляд:

$$(1 + T_{в.т.}p)U_{do} \cos \alpha = [1 + (T_{в.} + T_{в.т.})p]R_{в.}i_{в.}$$

$$K_{\Phi}I_{я} - M_c = Y \frac{d\omega}{dt} \quad (2.31)$$

Після лінеаризації та виключення прирощень струму збудження, магнітного потоку та швидкості із системи (2.31) з урахуванням співвідношень (2.20) та (2.21)

щодо відхилення е.р.с. двигуна отримаємо диференціальне рівняння виду:

$$A(p)x = B(p)u + \varphi(t), \quad (2.32)$$

$$\text{Де } A(p) = R_{в.}(Yp + K_c n \omega_H^{n-1} (T_{в.т.}p + 1)(T_{в.} + T_{в.т.})p + 1];$$

$$B(p) = -K_{\Phi}U_{do} \sin \alpha_H (T_{в.т.}p + 1)[K\omega_H Yp + K K_c \omega_H^n (n + 1)];$$

$X = \Delta I_g$ ;  $u = \Delta \alpha$  - керуючий вплив;

$\varphi(t)$  – випадкове збуджене вплив.

Рівняння (2.32) при  $n=0$  визначає нейтрально стійку в розімкнутому стані систему. Тому оптимальне рівняння, що мінімізує функціонал виду (2.24) у класі стійких замкнутих систем (2.32), буде визначатися за формулами алгоритму №2:

$$u = \frac{RF_x(s)G(s) + A(s)L(s)}{B(s)L(s) + F_x(s)G(s)} x \quad (2.33)$$

Де  $s = j\omega$  – змінна перетворення фур'є;

$G(s)$  – Гурвіцев поліном, що визначається внаслідок факторизації

$$m^2 B(s)B(-s) + A(s)A(-s) = G(s)G(-s);$$

$L(s)$  - поліном, що дорівнює чисельнику суми функцій  $L_0(s)$  та  $L_-(s)$  в операції сепарації

$$-\frac{F_x(s)}{K_x(s)G(-s)} [m^2 B(-s) + R(s)A(-s)] = L_0(s) + L_-(s) + L_+(s)$$

$L_0(s)$  – поліном,  $L_-(s)(L_+(s))$  – правильний дріб із полюсами з негативними (позитивними) дійсними частинами);

$R$  – постійна, що вибирається так, щоб однорідне рішення рівняння

$$[A(p)-B(p)R]x=\varphi(t) \quad (2.34)$$

було асимптотично стійко;

$F_x(s)$  ( $K_x(s)$ ) – Гурвіцеві поліноми, що визначаються в результаті факторизації чисельника (знаменника) дробово-раціональної спектральної щільності

$$S_{xx}S^2 = \frac{F_{xx}(s^2)}{K_{xx}(s^2)} \frac{F_x(s)F_x(-s)}{K_x(s)K_x(-s)}$$

Вихідний параметр  $l_g$  у рівнянні (2.34).

Управління (2.33) забезпечує такі значення дисперсій управління та е.р.с.:

$$\langle u^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{xx}(s^2)}{G(s)G(-s)} [RF_x(s)G(s) + A(s)L][RF_x(-s)G(-s)A(-s)L] dt \quad (2.35)$$

$$\langle u^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{xx}(s^2)}{G(s)G(-s)} [B(s)L + F_x(s)G(s)][B(-s)L - F_x(-s)G(-s)] dt$$

Визначимо оптимальне рівняння системи приводу «ТПЗ-1600/825Т-40/ОУ4 + двигун Д-818».

$$S_{xx}(s^2) = \frac{2}{\pi} D_{\varphi x} \frac{\alpha}{\alpha^2 s^2} \quad (\alpha = 0,216c^{-1}) \quad (2.36)$$

У цьому випадку поліноми  $A(p)$ ,  $B(p)$ ,  $A(p)$ - $RB(p)$  відповідно дорівнюють:

$$A(p) = 1,4622(-02)p^3 + 1,9854(-01)p^2 + 2,0681(-01)p;$$

$$B(p) = -1,161p^2 - 1008,8p - 12428,57;$$

$$A(p) - RB(p) = 1,4622(-02)p^3 + 0,202p^2 + 3,23p + 37,28. \quad (2.37)$$

Виконавши факторизацію за програмою 1, наведеною у (пуск 1) отримаємо

$$G(s) = 1,46216(02)s^2 + 7,2206(-01)s + 16,683s + 124,28567. \quad (2.38)$$

В результаті сепарації знаходимо

$$L = - \frac{m^2 B(\alpha) + RA(\alpha)}{G(\alpha)} = 9,690065(-03). \quad (2.39)$$

Тоді оптимальне керування визначиться за формулою (2.33).

Отримаємо:

$$u = \frac{0,178s^3 + 0,3736s^2 + 4,4035s + 31,71}{1,462s^3 + 71,343s^2 + 703,72s + 639,71} \quad (2.40)$$

Середні квадрати управління та е.р.с. з урахуванням (2.36) – (2.40) обчислюються за формулами (2.35) за програмою 1.

Результати розрахунків показують, що управління (2.40) забезпечує зменшення середньоквадратичного відхилення е.р.с. зі значення 200 В розімкнутої системи до 5 В замкнутої керуванням (2.40) системи (2.32) при середньому квадраті керування 0,07 рад<sup>2</sup>.

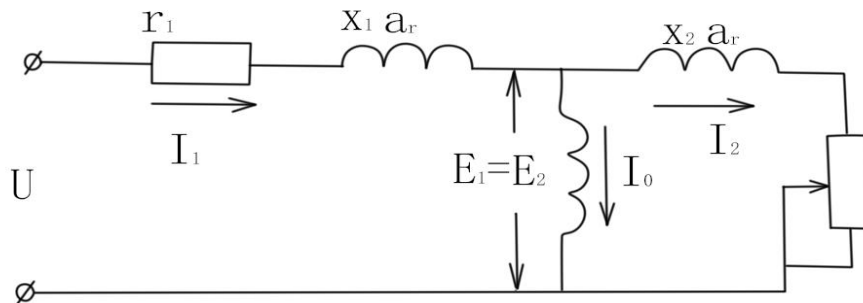
В даному випадку оптимальне управління може бути реалізовано за допомогою паралельного з'єднання підсилювального та трьох аперіодичних ланок.

## РОЗДІЛ 3

### 3.1. Частотне регулювання асинхронних електроприводів

Під частотним керуванням розуміється регулювання швидкості асинхронних електродвигунів за допомогою зміни частоти напруги живлення. Для реалізації частотного управління електропривод повинен містити, крім АД, перетворювач керованої частоти. Характеристики АД при частотному управлінні є функцією частоти та амплітуди напруги живлення.

В основу аналізу властивостей АД при частотному управлінні покладено схему заміщення, наведено на Рис. 1.



3.1 Схема заміщення АД при частотному керуванні

На схемі прийнято такі позначення:

1) відносна частота напруги струму статора

$$a_r = \frac{f_1}{f_{1H}}$$

2) параметр абсолютного ковзання або відносна частота струму ротора

$$\beta_r = \frac{\Delta\omega}{\omega_{1H}} = \frac{f_2}{f_{1H}}$$

де  $\omega_{1H}$  – синхронна кутова швидкість при номінальній частоті  $f_{1H}$

3) відносна напруга на статорі

$$\gamma = \frac{U_f}{U_{fH}}$$

Електромагнітний момент визначається виразом

$$M = \frac{m_1 U_{fH}^2}{\omega_{1H}} \gamma_r^2 \frac{1}{2r_1 a_r + (b^2 + c^2 a_r^2) \frac{\beta_2}{r_2} + (d^2 + e^2 a_r^2) \frac{r_2}{\beta_r}} \quad (3.1.)$$

$$b = r_1(1 + \tau_2); \quad C = X_0 \tau;$$

$$d = r_1 / x_0; \quad e = 1 + \tau_2;$$

де  $\tau_1$  і  $\tau_2$  – коефіцієнти розсіювання відповідно для статора та ротора

$\tau$  – загальний коефіцієнт розсіювання.

таким чином, момент двигуна є функцією трьох параметрів:

$$a_r, \beta, \gamma$$

Закони частотного управління можна поділити на три групи:

- 1) управління напругою у функції частоти за заданою залежністю
- 2) управління напругою у функції частоти та параметра ковзання:

$$\gamma_r = f(a_r, \beta_r):$$

- управління з компенсацією падіння напруги на активному опорі статора
- управління з підтримкою сталості потоку (повна компенсація падіння напруги на опорах статора)

3) Оптимальне керування за мінімумом втрат, струму або інших параметрів АД. Управління двигуном за оптимальними законами повинно проводитись при врахуванні нелінійності кривої намагнічування машини

$E = f(I_0)$  та управління напругою у функції трьох величин: частоти, параметра ковзання та моменту навантаження  $u = f(a_r, \beta_r, M)$ .

Реалізація законів оптимального управління є найбільш складною.

Тому зазвичай регулювання здійснюється за законами першої та другої груп з додатковим регулюванням напруги у функції навантаження. пропорційно  $\sqrt{M/M_H}$ .

До першої групи законів управління належить закон

$$\frac{U}{U_H} = \frac{f}{f_{1H}} \sqrt{\frac{M}{M_H}} \quad (3.2)$$

Управління законами  $\gamma_r = f(a_r, ) \sqrt{M/M_H}$  забезпечує сталість параметра ковзання  $\beta_r$  за заданої частоти.

Управління законами  $\gamma_r = f(a_r, \beta_r) \sqrt{M/M_H}$  забезпечує сталість частоти струму ротора у всьому діапазоні регулювання.

При управлінні законом  $\gamma_r = a_r$  максимальний момент із зменшенням частоти різко знижується, внаслідок чого зменшується жорсткість механічних характеристик. Це призводить до втрати стійкості артеріального тиску на малих частотах, особливо при сталості моменту навантаження.

Причина зменшення моменту полягає у зниженні потоку в міру зменшення частоти через зростання частки активного опору статора щодо інших опорів, що зменшуються пропорційно до частоти.

Закони управління  $\gamma_r = f(a_r)$  загальному випадку не є оптимальними як для отримання стійких характеристик широкому діапазоні регулювання, так і щодо втрат. Вони можуть бути доцільними при характеристиці навантаження типу  $M = n^2$ , особливо коли  $u > 1$ , зазначені закони найпростіше реалізуються.

Частотне управління за принципом безперервної компенсації падіння напруги на опорах статора дозволяє зберегти форму

механічних характеристик двигуна на знижених частотах внаслідок виключення залежності потоку від навантаження. У цьому забезпечується як компенсація падіння напруги активному опорі, і повна компенсація падіння напруги на опорах статора, тобто. керування з постійним потоком.

У роботі розглядаються системи частотно-регульованого асинхронного електроприводу з керуванням за законами першої та другої груп.

### **3.2 Автоматичне регулювання електроприводів змінного струму з частотним керуванням.**

Діапазон і точність регулювання у замкнутих системах частотного керування значно вища, ніж у розімкнених системах, де діапазон регулювання не перевищує 3:1.

Розглянемо частотно-регульований асинхронний електропривод зі статичним перетворювачем частоти та автономним інвертором.

Основним вузлом в перетворювачах даного типу є автономним, або незалежний, інвертор, який може бути інвертором струму або інвертором напруги.

Розглянемо наступні перетворювачів частоти:

- 1) Амплітудний
- 2) Векторний

При амплітудний метод здійснюється регулювання напруги на вході автономного інвертора. Зазвичай це досягається введенням у систему керованого випрямляча.

Недоліки амплітудного методу – не повністю враховуються електромагнітні перехідні процеси в системі «перетворювач частоти – асинхронний двигун», нехтування яким може спричинити серйозні труднощі у забезпеченні стійкості електроприводу. Однак амплітудний метод є найпростішим. При синтезі систем з векторним управлінням використовуються повні диференціальні рівняння АД, отримані на основі теорії узагальненої електричної машини. Розділяючи САУ за способом орієнтації координатної системи, в якій здійснюється регулювання векторів напруги, струму та потокозчеплення, можна відзначити системи з орієнтацією

координатної системи за напрямом вектора потокозчеплення ротора та з орієнтацією щодо положення ротора.

Розглянемо систему частотно-струмового управління АД з автономним інвертором струму, в якій основним керуючими впливами є споживаний статором струм і частота цього струму.

У ній керований випрямляч виконаний за трифазною мостовою схемою з міжфазною комутацією, інвертор струму - трьохфазний мостів з відсікаючими діодами. Задає сигнал  $U_{з.с.}$  визначає частоту перемикання тиристорів АІС, і отже, частоту струму статора, якщо не увійшло до зони обмеження пристрій обмеження.

Сигнал абсолютного ковзання  $U_{\beta}$  утворюється після віднімання з напруги  $U_{з.с.}$  Напруги, пропорційної кутової швидкості двигуна  $U_{\omega}$ . Цей сигнал після проходження через функціональний перетворювач є керуючим для контуру регулювання струму. У контур струму входять керований випрямляч із системою управління, підсилювач різницевого сигналу, сильний зворотний негативний зв'язок по струму, що стабілізує струм на рівні, що визначається сигналом завдання, і сигнал завдання  $U_{I3}$  струму, що отримується на виході функціонального перетворювача. У цій схемі  $U_{I3} = K |\beta_r|$ . Таким чином, при всіх частотах струму двигуна пропорційний ковзанню.

Тим самим усуваються несприятливі властивості АД при управлінні з незмінним струмом статора, які полягають у тому, що зі збільшенням навантаження (ковзання) різко падає магнітний потік. Тому система замкнута таким чином, щоб зі збільшенням навантаження за певним законом збільшувався струм статора так, щоб потік машини затримувався постійним (управління за законом  $\gamma_r = f(\alpha_r, \beta_r)$ ).

Оскільки навантаження інвертора активно-індуктивна, то в більшості практичних випадків при розрахунку обмежуються обліком лише основних гармонік струмів та напруг.

Введемо такі припущення:

Індуктивність реактора в ланцюзі джерела живлення автономного інвертора струму досить велика, ідеальні вентиля.

Середнє значення вхідної напруги інвертора струму визначається виразом:

$$U_{di} = \frac{I_d}{a^2(2\pi f_1 c) B n_2 \cos\varphi \left[ \left( \frac{1 - B \sin\varphi}{B \cos\varphi} \right)^2 + 1 \right]} \quad (3.3)$$

Де  $a = \frac{\pi}{3\sqrt{6}}$ ;  $n = \frac{W_2}{W_1}$ ;

$B = (2\pi f_1 C Z_H)^{-1}$  - ступінь навантаження інвертора

$C = 4C / n^2$  - перерахована на бік навантаження ємність комутувальних конденсаторів інвертора

$W_1$  - кількість витків обмотки статора

$W_2$  - число витків обмотки ротора

$$Z = \sqrt{r_1^2 + x_1^2 a_r^2} + x = \frac{x_0 a_r \sqrt{(r_2/\beta_r)^2 + (x_2)^2}}{x_0 \sqrt{(r_2/\beta_r)^2 + (x_2)^2}}$$

$$\cos\varphi = \sqrt{1 + \frac{\left[ \left( \frac{r^2}{\beta_r} e^2 a_2 + b \right) \frac{r^2}{\beta_r} - (x_0 + x_2) \left( \frac{r^2}{\beta_r} d - C a_r \right) \right]^2}{\left[ \left( \frac{r^2}{\beta_r} d - C a_r \right) \frac{r^2}{\beta_r} + (x_0 + x_2) \left( \frac{r^2}{\beta_r} e^2 a_2 + b \right) \right]^2}}$$

У системі приймаємо АД ідеалізованим.

Припускаємо, що фазні обмотки симетричні та однакові, повітряний зазор рівномірний, крива намагнічування лінійна, відсутні втрати сталі і ефект витіснення струму в обмотках.

Електромагнітні процеси в проміжному ланцюзі постійного струму описуються рівнянням:

$$E_{do} \cos\alpha - E_{di} = I_d R_e + L_e \frac{dI_d}{dt} \quad (3.4)$$

Де

$\alpha$  – кут регулювання тиристорів керованого випрямляча

$E_{do}$  – середнє значення випрямленої е.р.с. при холостому ході керованого випрямляча та повністю відкритих тиристорах.

$$L_e = 2\alpha_r (x_c + x_1 + x_2 + x_1) / (2\pi f_1)$$

Еквівалентний індуктивний опір

$x_1$  та  $x_2$  – первинне та вторинне наведені реактивні опори розсіювання

$x_0$  – реактивний опір контуру намагнічування

$r_1$  та  $r_2$  – первинне та вторинне наведені активні опори

$$R_e = 2(r_1 r_2 a_r / \beta_r) + r_L + 2r_c + 3a_r (x_c + x_1 + x_1) / \pi$$

еквівалентний активний опір

$f_1$  – частота струму статора

$r_c$  та  $x_c$  – активний та індуктивний опір фази узгоджувального трансформатора керованого випрямляча, наведені до вторинної сторони

$r_L$  та  $x_L$  – активний індуктивний опір дроселя, що згладжує.

Рівняння руху приводу

$$M - M_C = -\omega_{1H} Y \frac{d\beta_r}{dt} \quad (3.5)$$

Електромагнітний момент АД

$$M = \frac{3I_1^2 X_0^2}{\omega_{1H} \left[ (x_0 + x_2)^2 + \left( \frac{r^2}{\beta r} \right)^2 \right]} \frac{r^2}{\beta r} \quad (3.6)$$

Де

$\omega_{1H}$  – синхронна кутова швидкість при номінальній частоті  $f_{1H}$

$I_1 = 2\sqrt{2} I_d / (n\pi)$  – чинне значення першої гармоніки струму статора.

У разі автономних інверторів напруги та якості керуючих впливів прийняті частота та напруга на статорі двигуна.

Істотною перевагою вихідної напруги від частоти та від моменту навантаження. Вихідна напруга визначається лише напругою живлення інвертора.

Розглянемо замкнуту систему частотного регулювання АД з короткозамкненим ротором, керовану автономним інвертором напруги, яка побудована на принципі порівняння сигналу за частотою і напругою з сигналом, пропорційним напрузі двигуна. Різниця цих сигналів подається на вхід підсилювача, вихідний сигнал якого впливає систему управління випрямлячем.

Перетворювач у схемі:

електроприводу вважаємо, що складається з наступних основних вузлів:

Силовий трансформатор, блок керованого випрямляча, інвертор, група вентилів зворотного струму, система управління.

Зворотний міст на некерованих вентилях, включений зустрічно-паралельно керованим вентилям інвертора напруги, застосований у схемі для

періодичного обміну енергією між індуктивністю ланцюга навантаження та конденсатором. Необхідність у такому обміні енергією викликана розбіжністю по фазі вихідної напруги та струму при активно-індуктивному навантаженні.

Інвертор зібраний за трифазною . Послідовно з керованим вентилями включені відсікаючі вентиля, що служать для виключення шунтування контуру комутація кожного плеча з боку інших плечей і навантаження. Комутація в інверторі здійснюється за допомогою паралельно включених конденсаторів.

Роль фільтра на виході випрямляча виконують дросель та конденсатор.

У системі приймаємо АД ідеалізованим.

Припускаємо управління за законом  $\gamma_r = d_r$ .

Рівняння руху приводу має вигляд  $M - M_C = -\omega_{1H} Y \frac{d\beta_r}{dt}$ ,

Де електромагнітний момент визначається за формулою

$$M = \frac{m_1 U_\Phi}{\omega_{1H}} \frac{1}{2r_1 a_r + (b^2 + c^2 d_r^2) \frac{\beta_r}{r_2} + (d^2 + e^2 a_r^2) \frac{r_2}{\beta_r}} \quad (3.7)$$

Де

$$U_\Phi = \frac{\sqrt{2}}{\pi} k_n u_d$$

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha = \frac{m}{\pi} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{m} \sqrt{3} U_{\Phi c} \cos \alpha$$

$U_\Phi$  - фазна напруга мережі живлення

$$K_n = \sqrt{2 - \frac{1}{4} [5 \cos \gamma_1 + \sqrt{3} \sin 5 \gamma_1]}$$

$$\gamma_1 = \operatorname{tg} \varphi \ln [(4 \alpha - 5) / (\alpha - 2)]$$

$$\alpha = 1 - \frac{\pi}{3 \operatorname{tg} \varphi}$$

### 3.3 Стабілізація швидкості в системі частотного керування з автономним інвертором напруги

Розглянемо замкнуту систему частотного регулювання асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором, керовану автономним інвертором напруги.

У системі з негативним зворотним зв'язком по абсолютному ковзанню одночасно створюється вплив на напругу та частоту. Зв'язок між регуляторами частоти та напруги відбувається за допомогою функціонального перетворювача, який забезпечує необхідне співвідношення між напругою та частотою на статорі двигуна.

Розглянемо синтез оптимального регулятора в ланцюзі зворотного зв'язку з абсолютного ковзання  $\beta_r$ .

Диференціальне рівняння частотно-регульованого асинхронного електроприводу з автономним інвертором напруги від номінальних значень має вигляд:

$$(T_n p + 1) (a_1 p + \alpha_0) x = b_0 u + \varphi(t) \quad (3.8)$$

Де

$$\alpha_0 = \frac{m_1 U_\Phi^2}{\omega_{1H}} \frac{M - \eta}{\gamma^2} - \frac{5\pi\delta(\sin\gamma_1) - \sqrt{3}\cos 5\gamma_1}{4\sin 2\varphi k_n} \left[ \frac{e^q}{(4e^q - 5)(e^q - 2)} - \frac{\gamma_1}{\pi} \right] \left( \frac{d\varphi}{d\beta_r} \right) \cos \alpha \quad (3.9)$$

$$\alpha_1 = Y\omega_{1H}; \quad b_0 = k_n \delta \sin \alpha k_n$$

у формулах(2.9) прийнято позначення:

$$\delta = \frac{4\sqrt{3mm_1\beta_r}}{\gamma\omega_{1H}} \left( \frac{U_\Phi}{\pi} \right)^2 \sin \frac{\pi}{m};$$

$$q = \frac{\pi}{3tg\varphi}; \quad \eta = \frac{b^2 + c^2 d_r^2}{r_2} \beta_r^2$$

$$\mu = (d^2 + e_1^2 a_r^2) r_2$$

$$\gamma = \mu + \eta + 2r_1 a_r \beta_r;$$

$$\gamma_1 = \operatorname{tg} \varphi \operatorname{en} \frac{4e^q - 5}{e^q - 2}$$

$$\varphi(\beta) = \arccos \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^4 \mu_i \beta_r^i}{\sum_{i=0}^4 v_i \beta_r^i}}$$

$$\frac{d\varphi}{d\beta_r} = \frac{\sum_{i=0}^4 \mu_i \beta_r^i \sum_{i=0}^4 i v_i \beta_r^{i-1} - \sum_{i=0}^4 v_i \beta_r^i \sum_{i=0}^4 \mu_i \beta_r^{i-1}}{2 \sum_{i=0}^4 v_i \beta_r^i \sqrt{\sum_{i=0}^4 \delta_i \beta_r^i \mu_i \beta_r^i}}$$

$$\mu_0 = [(r_2)^2 d]^2; \quad \mu_1 = 2 (r_2)^3 d \alpha_r [l_1 (x_0 + x_2) - c];$$

$$\mu_2 = [(r_2)^2 \{ (c \alpha_r)^2 + (x_0 + x_2) [2 (d b - c l_1 \alpha_r^2) + (l_1 \alpha_r)^2 (x_0 + x_2)] \}];$$

$$\mu_3 = 2 r_2 b \alpha_r (x_0 + x_2) [l_1 (x_0 + x_2) - c];$$

$$\mu_4 = [b (x_0 + x_2)]^2$$

$$\delta_0 = [(r_2 l_1)]^2 \alpha_r^2;$$

$$\delta_1 = 2 (r_2)^3 l_1^2 \alpha_r [b - d (x_0 + x_2)];$$

$$\delta_2 = (r_2)^2 \{ b^2 + (x_0 + x_2) [2 (c l_1^2 a_r^2 - d \alpha) + (x_0 + x_2) d^2] \};$$

$$\delta_3 = 2 r_2 c \alpha_r (x_0 + x_2) [b - d (x_0 + x_2)];$$

$$\delta_4 = [c \alpha_r (x_0 + x_2)]^2$$

$$v_i = \mu_i + \delta_i$$

$$(I = 0/4),$$

Де

$$b = r_1 (1 + \tau_2); \quad c = x_0 \tau; \quad d = r_1/x_0; \quad l_1 = 1 + \tau_1;$$

$$\tau_1 = x_1/x_0; \quad \tau_2 = x_2/x_0; \quad \tau = \tau_1 + \tau_2 + \tau_1 \tau_2.$$

З використанням алгоритму розрахунку № 1 вирішимо задачу стабілізації абсолютного ковзання асинхронного короткозамкнутого двигуна при

апроксимації спектральної щільності реалізації відхилення ковзання найпростішою функцією, де  $D_{\varphi x}$  – дисперсія відхилення від номінального значення реалізації ковзання.

Диференціальне рівняння запишемо у вигляді:

$$(d_2 p^2 + d_1 p + d_0) x = b_0 u + \varphi(t), \quad (3.10)$$

Де

$$d_2 = \alpha_1 T_n; d_1 = \alpha_1 + \alpha_0 T_n; d_0 = \alpha_0;$$

обравши  $\alpha(s) = 0$ ;  $\beta(s) = G(s)$ , в результаті факторизації та сепарації отримаємо

$$G(s) = g_2 s^2 + g_1 s + g_0 \quad (3.11)$$

$$L^* = -\frac{m^2 b_0}{G(a)}, \quad (3.12)$$

Де введено позначення

$$g_2 = d_2; g_0 = \sqrt{m^2 b_0^2 + d_0^2};$$

$$g_1 = \sqrt{2(g_0 g_2 - d_0 d_2) + d_1^2}.$$

З урахуванням (3.11), (3.12) керуючий вплив  $u$  та дисперсії фазової координати  $x$  та керуючого сигналу  $u$  визначаються відповідно за формулами:

$$u = \frac{AL^*}{b_0 L^* + G(s)} x; \quad (3.13)$$

$$\langle x^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{F_{\varphi x}(s^2) [b_0 L^* + G(s)] [b_0 L^* + G(-s)]}{G(s) G(-s) (a^2 - s^2)} ds; \quad (3.14)$$

$$\langle u^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{F_{\varphi x}(s^2) A(s) A(-s) (L^*)^2}{G(s) G(-s) (a^2 - s^2)} ds;$$

### 3.4. Стабілізація струму АД у системі частотно-струмового управління

Розглянемо систему електроприводу з частотно-струмовим керуванням.

У такій системі при регулюванні швидкості забезпечується постійність магнітного потоку двигуна.

Визначимо передатну функцію оптимального регулятора струму, що забезпечує мінімум дисперсії відхилення струму з урахуванням обмеженого діапазону зміни дисперсії кута регулювання тиристорів керованого випрямляча.

Лінеаризуючи рівняння (3.4) та (3.5) у відхиленнях від номінального режиму

$$\beta_r = \beta_{rH} + \Delta\beta_r;$$

$$I_d = I_{dH} + \Delta I_d;$$

$$M_c = M_{cH} + \varphi_1$$

$$u = u_H + \varphi_2$$

( $\varphi_1$  ( $\varphi_2$ ) – випадкові коливання моменту навантаження (напруги мережі живлення), отримаємо наступні диференціальні рівняння приводу:

$$\alpha_{11} \Delta I_d + a_{12}(p) \Delta\beta_r = \varphi_1; \quad (3.15)$$

$$(1 + T_n p) [\alpha_{21}(p) \Delta I_d + \alpha_{22} \Delta\beta_r] = b_1 k_n \Delta d + \varphi_2,$$

Де

$T_n$  ( $k_n$ ) – постійна часу (коефіцієнт передачі) перетворювача;

$$\alpha_{11} = \frac{2M_H}{I_{dH}};$$

$$I\omega_{1H} p + \frac{M_H}{\beta_{rH}} \frac{(r_2)^2 - t_2}{(r_2)^2 + t_2};$$

$$\alpha_{22}(p) = \frac{1}{t_3} [L_e p + R_{eH} + \frac{(U_{di})_H}{I_{dH}}];$$

$$\alpha_{22} = \frac{[an(u_{di})_H]}{t_3 I_{dH} (Z_H \cos \varphi_H)^2} \{ Z_H [2t - (1 + t^2) \sin \varphi_H (\frac{d\varphi}{d\beta_r}) - (t^2 - 2tZ_H + 1) \cos \varphi_H \frac{d(x_0 r_2)}{t_1 (x_0 \beta_{rH} + t_1)} \}$$

$$-2I_{dH} \frac{r_2 dr}{t \beta_{rH}^2}$$

$$t = 2\pi f_1 cz; b_1 = -U_H \operatorname{tg} d_H;$$

$$t_2 = [\beta_{rH}(x_0 + x_2)]^2;$$

$$t_3 = \frac{m}{\pi} \sqrt{6} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha_H;$$

$$t_1 = \sqrt{(r_2)^2 + (\beta_r x_2)^2}$$

Виключивши змінну  $\Delta \beta_r$ , отримаємо диференціальне рівняння третього порядку щодо вихідної координати

$$A(p) x = B(p) u + \psi(t), \quad (3.16)$$

$$\text{Де } A(p) = (1 + T_n p) [\alpha_{11} \alpha_{22} - \alpha_{12}(p) \alpha_{21}(p)]$$

$$B(p) = b_1 k_n \alpha_{12}(p);$$

$U = \Delta \alpha$  - управління;  $\psi(t)$  – випадкові збудження впливу,

Залежні від  $\phi_1, \phi_2$  та інших випадкових факторів.

Визначимо оптимальне управління (3.13) за алгоритмом №1 у разі апроксимації спектральної щільності відхилення струму функцією, при наступних значеннях критерію якості та впливу, спектральна щільність якого має вигляд:

$$M(s^2) = 0,0005;$$

$$N = I;$$

$$D_c = 2,16 \text{с}^{-1}.$$

В результаті факторизації, виконаної за програмою I,

Знаходимо Гурвіцев поліном  $G(s)$ .

Отримаємо :

$$G(s) = 0,151s^3 + 157,885s^2 + 79056s + 32854,8; \quad (3.17)$$

$$G(dc) = 204354,6.$$

Тоді оптимальне керування

$$U = \frac{3,3 \cdot 10^{-3}s^3 + 0,9585s^2 + 64s + 105,6}{0,151s^3 + 158s^2 + 2303,2s + 5445,3} x \quad (3.18)$$

Забезпечує зменшення середньоквадратичного значення струму з 0,5 А розімкненої системи до 0,047А замкнутої системи при значенні середнього квадрата сигналу керуючого 0,25рад<sup>2</sup>.

Значення середніх квадратів фазової координати  $x$  та керуючого впливу  $u$  обчислювалися за програмою I.

В даному випадку управління (3.18) реалізується у вигляді паралельного з'єднання підсилювального та трьох аперіодичних ланок.

### **3.5 Стабілізація швидкості АД у системі частотно-струмового електроприводу з векторним управлінням.**

Амплітудні способи частотного управління асинхронним двигунами мають загальний недолік - неповний облік електромагнітних перехідних процесів в АД, який накладає певні обмеження на динамічні характеристики електроприводу в перехідних режимах,

А часом не дозволяє забезпечити стійку роботу електроприводу в робочому діапазоні зміни частоти навантаження.

Розглянемо систему приводу з автономним інвертором струму з примусовим орієнтуванням вектора результуючого струму статора щодо потокозчеплення ротора (3.2), де керуюча напруга  $u_y$

Формується функціональним перетворювачем P2.

Силова схема перетворювача містить керований випрямляч  $V$  та автономний інвертор струму  $UZ$ . Внутрішній контур регулювання струму складається з керованого випрямляча з імпульсно-фазовою системою управління  $AU1$  та регулятора струму  $A$ .

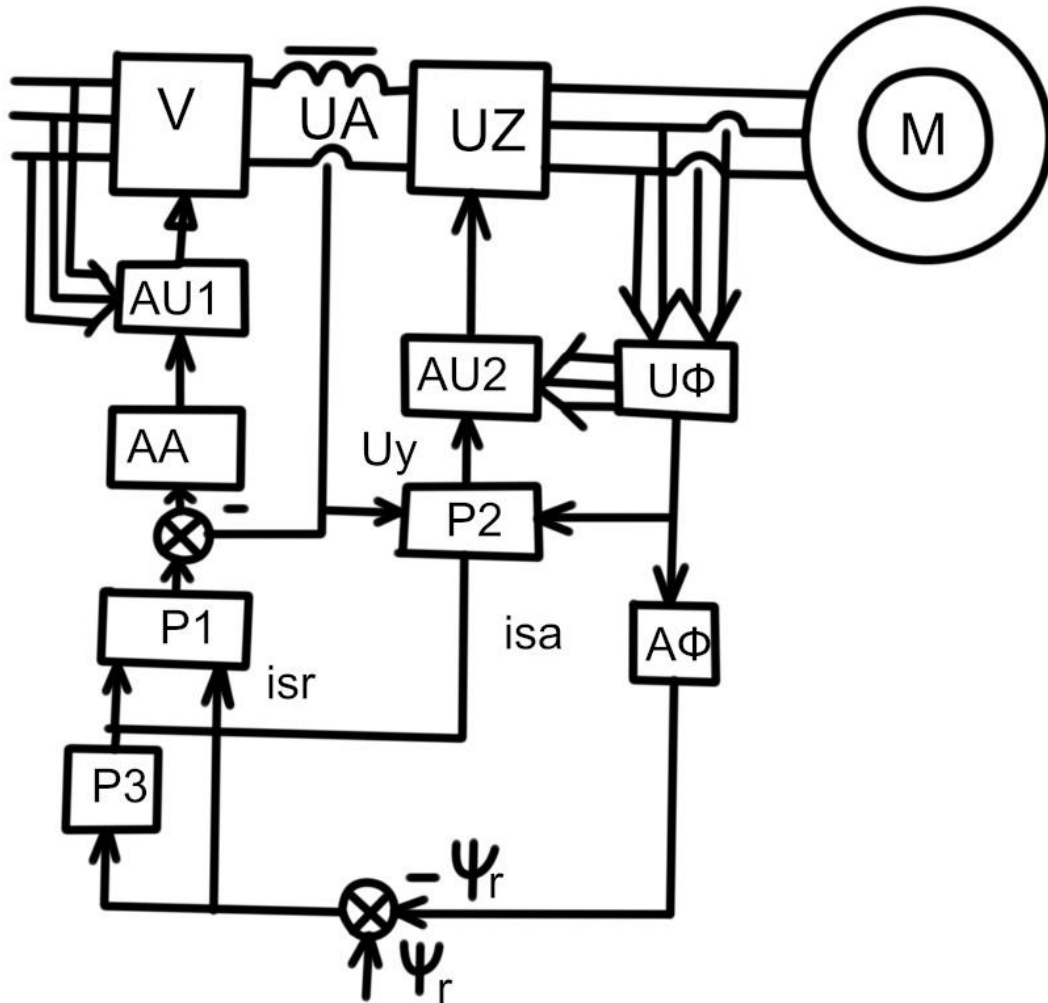


Рис. 3.2 Структурна схема системи електроприводу з векторним керуванням:  
 $i_{sr}$  – сигнал завдання проекція струму статора напрям вектор потокозчеплення ротора;

$I_{sa}$  – сигнал завдання ортогональної складової струму;

$A\Phi$  – оптимальний регулятор потоку

$AU2$  забезпечує контроль взаємної орієнтації результуючих векторів статора  $\vec{i}_s$  та потокозчеплення ротора  $\vec{\psi}_r$ . У схемі датчик швидкості не

передбачається, тому вводиться функціональний перетворювач РЗ, який формує ортогональну сотовляющую вектора статора струму на напрям вектора потокозчеплення ротора.

Сигнал завдання модуля статора статора формується функціональним перетворювачем Р1. Датчиком двигуна статорного струму  $M \in AU$ .

Регулювання потоку здійснюється також і стабілізація швидкості двигуна.

Синтез регулятора потоку АФ виконується за середньоквадратичним критерієм якості. При аналізі порівняно повільних процесів регулювання швидкості та потоку контуру струму можна прийняти ідеальним, вважати, що струм у фазах двигуна встановлюється миттєво відповідно до сигналу завдання  $\psi_r$ .

Диференціальні рівняння наведеного асинхронного двигуна записані в ортогональній системі координат  $x, y, 0$ , вісь  $x$  якої орієнтована у напрямку результуючого вектора потокозчеплення ротора  $\psi_r$ , та електричної рівноваги в проміжному ланцюгу постійного струму мають вигляд:

$$\frac{d\psi_r}{dt} \frac{\psi_r}{T_r} = -a i_{dx};$$

$$L_e \frac{di_{dx}}{dt} + R_e(\omega) i_{dx} = E_{d0x} \cos\alpha - E_{dnx} \quad (3.19)$$

$$\frac{Y}{p_n} \frac{d\omega}{dt} = \psi_r q i_{dy} - M_c;$$

$$L_e \frac{di_{dy}}{dt} + R_e(\omega) i_{dy} = E_{d0y} \cos\alpha - E_{dny}$$

Де

$$a = -\frac{\sqrt{6} L_\mu}{\pi L_r}; q = -\frac{3}{2} p_n a$$

$$\frac{m}{\pi} \sqrt{6} \sin \frac{\pi}{m} u_c k_n; E_{dn} = \frac{3}{\pi} \sqrt{6} U_\phi \cos\beta;$$

$$i_{dx} = i_d \cos \varphi; i_{dy} \sin \varphi;$$

$$E_{dox} = E_{do} \cos \varphi; E_{doy} = E_{do} \sin \varphi;$$

$$E_{dnx} = E_{dn} \cos \varphi; E_{dny} = E_{dn} \sin \varphi;$$

$$M_c = M_{cH} + \psi(t);$$

$$L_e = \frac{1}{\omega_{sH}} [x_d + 2(x_c + x_s + x_r)];$$

$$R_e(\omega) = r_d + 2(r_c + r_s + r_r \frac{\omega_s}{\omega}) + \frac{3}{\pi} \frac{\omega_s}{\omega_{sH}} (x_c + x_s + x_r).$$

У формулах (3.19)-(3.20) ведені ознаки:

$\Psi_r$  – модуль результуючого вектора потокозчеплення ротора;

$L_\mu$  – взаємна індуктивність між статором та ротором;

$L_r$  – повна ідуктивність обмоток ротора;

$T_r = L_r / R_r$  – електромагнітна стала часу ротора;

$\varphi$  – кут між результуючими векторами струму та потокозчеплення;

$E_{do}$  - Середнє значення е.р.с. на виході керованого випрямляча при повністю відкритих тиристорах;

$I_d$  – випрямлений струм;

$E_{dn}$  - середнє значення е.р.с. інвертор;

$U_\phi$  - фазна напруга двигуна;

$\beta$  - кут замикання тиристорів автономного інвертора струму;

$R_e (L_e)$  - еквівалентний активний опір (індуктивність) ланцюга випрямленого струму;

$\omega$  – кутова електрична швидкість ротора;

$\omega_s$  - кутова частота струму статора;

$\omega_{sH}$  – номінальна кутова частота струму статора;

$Y$  – сумарний наведений момент інерції ротора та механізму;

$P_n$  - число пар полюсів обмоток статора;

$\alpha$  - кут регулювання тиристорами керованого випрямляча;

$M_c$  – момент опору навантаження;

$r_d(x_d)$  – активний (індуктивний) опір дроселя, що згладжує;

$r_c$  та  $x_c$  – активний та індуктивний опір фази узгоджувального трансформатора керованого випрямляча, наведені до вторинної сторони;

$r_s$  та  $x_s$  – активний та індуктивний опір обмоток статора;

$r_r$  та  $x_r$  – активний та індуктивний опір обмоток ротора;

$m$  – фазність випрямлення;

$U_\phi$  - фазна напруга мережі живлення;

$i_{dx}$  та  $i_{dy}$  складові випрямленого струму по осях  $x$  та  $y$ ;

$\psi(t)$  – випадкова складова моменту навантаження;

$M_{сн}$  – постійна складова моменту навантаження;

$K_n$  - коефіцієнт передачі перетворювача.

Система (3.20) у відхиленнях від номінального режиму

$$\Psi_r = \psi_{rH} + x_1; i_{dx} = i_{dxH} + x_2;$$

$$\omega = \omega_H + y_1; i_{dy} = i_{dyH} + y_2;$$

заданому пропорційному контурі регулювання струму:

$$u_x = kx_2 + U_1$$

$$u_y = ky_2 + U_2; \tag{3.21}$$

набуває вигляду:

$$(p + \frac{1}{T_r})x_1 + ax_2 = 0;$$

$$(L_e p + c)x_2 + bi_{dx}y_1 = b_1 U_1; \quad (3.22)$$

$$\frac{Y}{P_n} p y_1 + qi_{dy}x_1 q\psi_r y_2 = \psi(t);$$

$$(L_e p + e)y_2 + bi_{dy}y_1 + b_2 U_2$$

Де К – коефіцієнт передачі  $U_1, U_2$  – керуючі впливи, що підлягають визначенню;

$$b_1 = -E_{dox} \sin \alpha; \quad b_2 = -E_{doy} \sin \alpha;$$

$$b = -2 r_r \omega_s / \omega_H^2; \quad c = R_e - kb_1; \quad e = R_e - kb_2.$$

Дозволивши систему щодо вихідних фазових координат, отримаємо

$$A(p) = PB_{11}(p)U_1 + B_{12}(p)U_2 + C_1(p)\psi;$$

$$A(p)x_2 = PB_{21}(p)U_1 + B_{22}(p)U_2 + C_2(p)\psi; \quad (3.23)$$

$$A(p)y_1 = PE_{11}(p)U_1 + E_{12}(p)U_2 + F_1(p)\psi;$$

$$A(p)y_2 = PE_{21}(p)U_1 + E_{22}(p)U_2 + F_2(p)\psi;$$

$$\begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f \psi_r \\ 0 & 0 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$= (p + \frac{1}{T_r}) (L_e p + c) [\frac{Y}{P_n} p (L_e p + e) - bq\psi_r i_{dx} i_{dy} (L_e p + e)];$$

$$B_{11}(p) = \begin{vmatrix} 0 & a & 0 & 0 \\ b_1 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ 0 & bi_{dy} & 0 & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=-ab_1\left[\frac{Y}{P_n}(L_e p + e)p - bq\psi_r i_{dy}\right];$$

$$B_{12}(p) = \begin{vmatrix} 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ b_2 & 0 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=-abb_2 q\psi_r i_{dx};$$

$$B_{21}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ 0 & 0 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=b_1\left(1 + \frac{1}{T_r}\right)\left[\frac{Y}{P_n} p(L_e p + e) - bq i_{dy}\right];$$

$$B_{22}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ 0 & b_2 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=(p + \frac{1}{T_r})bb_2 bq\psi_r i_{dx};$$

$$E_{11}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + e & b_1 & 0 \\ fi_{dy} & 0 & 0 & f\psi_r \\ 0 & 0 & 0 & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=ab_1 q i_{dy}(L_e p + e);$$

$$E_{12}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & 0 & 0 \\ fi_{dy} & 0 & 0 & f\psi_r \\ 0 & 0 & b_1 & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=-b_2q\psi_r(p + \frac{1}{T_r})(L_e p + c);$$

$$E_{21}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & b_1 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & 0 \\ 0 & 0 & bi_{dy} & 0 \end{vmatrix} =$$

$$=-abb_1q(i_{dy})^2;$$

$$E_{22}(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & 0 \\ 0 & 0 & bi_{dy} & b_2 \end{vmatrix} =$$

$$=b_2[\frac{Y}{P_n} p(p + \frac{1}{T_r})(L_e p + c) + abqi_{dx}i_{dy}];$$

$$C_1(p) = \begin{vmatrix} 0 & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ 1 & 0 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ 0 & 0 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=abi_{dx}(L_e p + e);$$

$$C_2(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 1 & \frac{Y}{P_n} p & f\psi_r \\ 0 & 0 & bi_{dy} & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=-bi_{dx}(p + \frac{1}{T_r})(L_e p + e);$$

$$F_1(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & 0 & 0 \\ fi_{dy} & 0 & 1 & f\psi_r \\ 0 & 0 & 0 & L_e p + e \end{vmatrix} =$$

$$=(p + \frac{1}{T_r})(L_e p + c)(L_e p + e);$$

$$F_2(p) = \begin{vmatrix} p + \frac{1}{T_r} & a & 0 & 0 \\ 0 & L_e p + c & bi_{dx} & 0 \\ fi_{dy} & 0 & \frac{Y}{P_n} p & 1 \\ 0 & 0 & bi_{dy} & 0 \end{vmatrix} =$$

$$=-bi_{dy}(p + \frac{1}{T_r})(L_e p + c).$$

Введенням керуючих впливів  $U_1, U_2$ :

$$U_1 = E_{12}(p)U_x - B_{12}U_y;$$

$$U_2 = B_{11}(p)U_y - E_{11}(p)U_x \quad (3.24)$$

Система представляється у вигляді

$$A(p)x_1 = \Delta_B(p)U_x + C_1(p)\psi;$$

$$A(p)y_1 = \Delta_B(p)U_y + F_1(p)\psi; \quad (3.25)$$

$$A(p)x_1 = \alpha_{11}(p)U_x + C_2(p)\psi;$$

$$A(p)x_1 = \alpha_{21}(p)U_x + \alpha_{22}(p)U_y + F_2(p)\psi; \quad (3.26)$$

Де введено позначення:

$$\Delta_B(p) = B_{11}(p)E_{12}(p) - E_{11}(p)B_{12}(p),$$

$$\alpha_{11}(p) = B_{21}(p)E_{12}(p) - B_{21}(p)E_{12}(p),$$

$$\alpha_{21}(p) = E_{21}(p)E_{12}(p) - E_{22}(p)E_{11}(p),$$

$$\alpha_{22}(p) = B_{11}(p)E_{22}(p) - E_{21}(p)B_{12}(p),$$

керуючі впливи  $U_1, U_2$  в силу співвідношень

$$\frac{i_{sr}}{i_{sa}} = ctg\varphi$$

Задовольняють умові

$$\frac{U_1}{U_2} = ctg\varphi.$$

Тоді керуючі впливи (3.24) та система (3.26) відповідно набудуть вигляду

$$U_1 = U_2 ctg\varphi; \quad U_2 = \frac{\Delta_B(p)}{Q_2(p)} U_x; \quad (3.27)$$

$$A(p)x_2 = \frac{R(p)}{Q_2(p)} U_x + C_2(p) \frac{A_1(p)}{C_1(p)} \psi_{x1};$$

$$A(p)y_2 = \frac{T(p)}{Q_2(p)} U_x + F_2(p) \frac{A_1(p)}{C_1(p)} \psi_{x1}; \quad (3.28)$$

Де

$$T(p) = Q_2(p) \alpha_{21}(p) + Q_1(p) \alpha_{22}(p);$$

$$R(p) = Q_2(p) \alpha_{11}(p);$$

$$Q_1(p) = E_{12}(p) + E_{11}(p) ctg\varphi;$$

$$Q_2(p) = B_{11}(p) ctg\varphi + B_{12}(p);$$

$\psi_{x1}$  – відхилення потокозчеплення розімкнутою по управлінням  $U_1, U_2$ .

Для визначення оптимального керування потокозчепленням вводиться

на розгляд критерій якості виду

$$Y_k = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [M_1 X_1^2 + M_2 y_1^2 + k^2(x_2^2 + y_2^2) + U_1^2 + U_2^2] dt. \quad (3.29)$$

Тоді управління, що мінімізує критерій якості (3.29) через рівняння зв'язку, (3.21), (3.25), (3.27), (3.28) в класі стійких замкнутих систем, визначається за формулою:

$$U_x = W(s)x_1; \quad (3.30)$$

$$W(s) = \frac{A(s)L(s)}{\Delta_B(s)L(s) + F_{\Psi_{x1}}(s)G(s)},$$

Де  $G(s)$  – Гурвіцев поліном, який визначається в результаті факторизації парної функції

$$M_1 Z_1(s)Z_1(-s) + M_2 Z_2(s)Z_2(-s) + K^2 [Z_3(s)Z_3(-s) + Z_4(-s)] + Z_5(s)Z_5(-s) + Z_6(s)Z_6(-s) = G(s)G(-s); \quad (3.31)$$

$L(s)$  – поліном, що дорівнює чисельнику суми функцій  $L_0(s)$  та  $L(s)$ , які перебувають у результаті операції сепарації

$$- \frac{F_{\Psi_{x1}}(s)}{K_{\Psi_{x1}}(s)C_1(s)Q_2(s)G(-s)} \{M_1 C_1(s)Q_2(s)Z_1(-s) + M_2 F_2(s)Q_2(s)Z_2(-s) + KQ_2(s)[C_2(s)Z_3(-s) + F_2(s)Z_4(-s)] = L_0\} = L_0(s) + L_-(s) + L_+(s) \quad (3.32)$$

$L_0(s)$  – поліном;

$L_-(s)(L_+(s))$  – правильний дріб із полюсами з негативними (позитивними) дійсними частинами);

$Q_2(s)$  – Гурвіцев поліном.

У формулах (3.31), (3.32) ведені значення:

$F_{\Psi_{x1}}(s)$  ( $K_{\Psi_{x1}}(s)$ ) – Гурвіцеві поліноми, що визначаються в результаті факторизації чисельника (знаменника) дробово-раціональної спектральної щільності

$$S_{x1x1}(s^2) = \frac{F_{x1x1}(s^2)}{K_{x1x1}(s^2)} = \frac{F_{\Psi_{x1}}(s)F_{\Psi_{x1}}(-s)}{K_{\Psi_{x1}}(s)K_{\Psi_{x1}}(-s)}$$

Вихідного параметра поточкозчеплення розімкнutoї по керуванням

$U_1, U_2$ ;

$$Z_1(s) = \Delta_B(s)C_1(s)Q_2(s); Z_2(s) = \Delta_B(s)C_1(s)Q_1(s);$$

$$Z_3(s) = C_1(s)R(s); Z_4(s) = C_1(s)T(s);$$

$$Z_5(s) = C_1(s)Q_2(s)A(s); Z_6(s) = C_1(s)Q_1(s)A(s);$$

Управління забезпечує такі значення дисперсій відхилень швидкості

$y_1$ ;

струмових  $x_2, y_2$ ; керуючих впливів  $U_x, U_y$ ;

$$\begin{aligned} \langle y_1^2 \rangle = & 12j - j\infty + j\infty S_{x_1 x_1}(s^2) P(s) P(-s) C_1(s) Q_1(s) \Delta_B(s) L + + F_1 Q_2(s) G(s) [C_1(-s) Q_1(-s) \Delta_B(-s) L + \\ & - s \Delta_B(-s) L + F_1 Q_2(-s) G(-s)] ds; \langle y_1^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{x_1 x_1}(s^2)}{P(s) P(-s)} [C_1(s) Q_1(s) \Delta_B(s) L + \\ & + F_1 Q_2(s) G(s) [C_1(-s) Q_1(-s) \Delta_B(-s) L + F_1 Q_2(-s) G(-s)]] ds; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle x_2^2 \rangle = & \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{x_1 x_1}(s^2)}{P(s) P(-s)} [C_1(s) Q_1(s) \Delta_B(s) L + \\ & + C_1(s) Q_2(s) G(s) [C_1(-s) R(-s) L + C_2(-s) Q_2(-s) G(-s)]] ds; \quad (3.5.15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle y_1^2 \rangle = & \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{x_1 x_1}(s^2)}{P(s) P(-s)} [C_1(s) T(s) L + + F_2 Q_2(s) G(s) [C_1(-s) T(-s) L + \\ & F_2(-s) Q_2(-s) G(-s)]] ds; \end{aligned}$$

$$\langle U_x^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{x_1 x_1}(s^2)}{P(s) P(-s)} \Pi(s^2) Q_2(s) Q_2(-s) ds;$$

$$\langle U_y^2 \rangle = \frac{1}{2j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} \frac{S_{x_1 x_1}(s^2)}{P(s) P(-s)} \Pi(s^2) Q_1(s) Q_1(-s) ds;$$

Де

$$P(s) = C_1(s) Q_2(s) G(s);$$

$$\Pi(s^2) = A(s) A(-s) C_1(s) C_1(-s) L^2.$$

Визначимо управління  $U_x$  для системи приводу з перетворювачем частоти на базі автономного інвертора струму та двигуном типу МАП511-4/8/16 потужністю 15 кВт. З метою отримання більш простої структури системи управління доцільно знехтувати похідними у поліномах

$$V_{ij}(p) (i=1,2,3,4; j=12);$$

Похідними третього та четвертого порядків полінома  $A(p)$ , а спектральну щільність відхилення поточкозчеплення розімкнутою

з регулювання на мікро-ЕМВ при наступних параметрах критерій якості та впливу, що збуджує

$$\alpha_c = 2,16c^{-1}; M_2 = 0,0001; M_1 = 1; K = 3,7414(-05);$$

а) пуск 1:

$$A(p) = 2,71064(-02)p^2 + 5,76969p + 750,4362;$$

б) в в результаті розрахунку за програмою 4 (пуск 2) визначаються параметри:

$$\bar{\delta} = C_1^2(Q_1^2 + Q_1^2);$$

$$\bar{\alpha} = \overline{\delta\alpha_0^2 + M_1Z_1^2 + K^2(Z_3^2 + Z_4^2)};$$

$$\bar{\beta} = Q_2\{M_1C_1Z_1 + K(C_2Z_3 + F_2Z_4)\};$$

$$\text{Отримано: } \bar{\delta} = 9,6102422 \text{ (12)}$$

$$\bar{\beta} = -2,2863593 \text{ (22);}$$

$$\bar{\alpha} = 4,0749619 \text{ (36);}$$

$$\bar{\gamma} = 1,0268939 \text{ (29);}$$

в) Факторизація + сепарація (пуск 3).

Отримано:

$$G(s) = 1907894,7s^2 + 1.408823(13)S + 5,201504 (19);$$

$$L = -294,$$

г) обчислення середньоквадратичних відхилень вихідних параметрів та керуючого впливу з використанням програми 4 (пуск):

$$\tau_u = \sqrt{\langle U_x^2 \rangle + \langle U_y^2 \rangle} = 0,3 \text{ рад.}$$

$$\sigma_{\text{стр}} = \sqrt{\langle X_2^2 \rangle + \langle Y_2^2 \rangle} = 0,5 \text{ рад.}$$

$$\sigma_{y1} = \sqrt{\langle y_1^2 \rangle} = 0,001 \text{ рад.}$$

Таким чином, керуючий вплив

$$u = -\frac{2.71(-02)s^2 + 5.77s + 750.44}{6489s^2 + 4.8(10)s + 1.768(17)} x$$

Забезпечує зменшення відхилення середньоквадратичного значення швидкості у 2000 разів при середньоквадратичному відхиленні керуючого впливу 0,3 рад.

## ВИСНОВКИ

1. Показано, що при розрахунку точних систем автоматичного регулювання електроприводів розрахункові спектральні густини збуджених впливів слід визначати на основі аналізу спектральних густин осцилограм вихідних параметрів системи електроприводу.

2. Запропоновано алгоритм оптимізації одноконтурної системи з використанням зворотного зв'язку.

3. З використанням алгоритму оптимізації одноконтурної системи зі зворотним зв'язком знайдено структуру та параметри регулятора швидкості в системі частотного управління АТ з автономним інвертором напруги та регулятора струму в системі частотно-струмового управління з амплітудним способом регулювання.

4. Запропоновано алгоритм оптимізації системи частотно-струмового електроприводу з векторним керуванням, у якій відбувається

Примусове орієнтування вектора струму статора щодо результуючого вектора потокозчеплення ротора.

5. знайдено структуру та параметри оптимального регулятора потоку в системі частотно-струмового електроприводу з векторним управлінням.

6. У пропонуваній системі електроприводу з векторним управлінням можливе використання безконтактних датчиків, що підвищує її надійність і знижує експлуатаційні витрати, пов'язані з обслуговуванням обертових датчиків.

## Список використаних джерел

1. Баранов В.І. , Савченко М.О. Моделювання систем частотного регулювання асинхронних двигунів. – Львів С.264
2. Коваль І.М. , Гаврилюк О.П. Методи зниження гармонійних спотворень у системах електроприводу. Електромеханічні системи. – 2019. С. 12-19
3. Бойко І.Г., Карпенко В.С. Сучасні підходи до частотного регулювання асинхронних двигунів. Харків: НТУ «ХП», 2020. С. 348
4. Сердюк О. В. Яковенко П.М. Аналіз параметрів асинхронних двигунів при змінних навантаженнях.- 2018. С. 78-86
5. Кондратенко Л.П., Тарасенко І.В. Системи автоматичного керування електроприводами . – Київ: Політехніка - 2021. С. 320
6. Мартинюк О.І., Шевчук А.С. Методи покращення енергоефективності асинхронних двигунів. – 2019. С. 45-62
7. Гречаний П.І., Дмитренко Ю.О. Особливості стабілізації параметрів асинхронних двигунів у промислових системах. – Одеса: ОНПУ, 2017. С. 268
8. Ткаченко А.В., Мороз С.М. Використання інверторів стабілізації частоти та напруги. – 2020. С. 66-83.
9. Іваненко В.М., Чорний В.О. Нелінійні режими роботи електроприводів та їх стабілізація. Запоріжжя: ЗДІА, - 2019. С. 298
10. Кириченко О.А., Петренко Н.М. Використання ПД-Регуляторів у системах частотного керування. – 2021. С. 34-45
11. Мельник І.П., Боровик О.С. Використання векторного управління для підвищення стабільності АД. – Львів: Видавництво ЛП, - 2020. 288-290
12. Шевченко І.В., Ільченко В.О. Методи аналізу коливань струму та напруги в асинхронних двигунах. – 2018. С. 23-30
13. Романюк П. О., Олійник Ю.В. Експериментальне дослідження впливу нелінійних навантажень на параметри АД. – 2019. С. 56-62
14. Горбачук В.Г., Ткаченко О.С. Підвищення енергоефективності електроприводів на базі перетворювачів частоти. – 2018. С. 310
15. Савчук І.О., Король П.П. Використання тиристорних перетворювачів для стабілізації швидкості обертання АД. – 2020. С. 282.

## **ДОДАТКИ**

# ДОДАТОК А

Асинхронний двигун (АД) - це електрична машина змінного струму, яка працює за рахунок створення обертового магнітного поля в статорі і індукованого струму в роторі.

Основні характеристики:

Подача напруги:

Характеризують рівень електроенергії, що подається на обмотки статора.

Номінальна напруга промислового двигуна: 220 В, 380 В або 660 В.

Це впливає на ефективність і стабільність роботи.

Частота струму:

Визначає швидкість обертання (синхронну частоту) магнітного поля.

Більшість європейських країн використовують частоту 50 Гц, а США - 60 Гц.

Швидкість обертання:

Через ковзання частота обертання ротора завжди трохи нижче синхронної.

Повзун забезпечує передачу енергії від магнітного поля до ротора.

Коефіцієнт корисної дії (ККД):

Показує, скільки споживаної енергії перетворюється в корисну роботу.

Крутильний момент:

Це визначається співвідношенням потужності двигуна до частоти обертання.

Асинхронні двигуни широко поширені в промисловості завдяки своїй простій конструкції, високій надійності і відносно низьким витратам на технічне обслуговування.

Чому необхідно стабілізувати параметри?

При реальній експлуатації параметри двигуна часто відхиляються від номінальних значень. Основними причинами є:

Нелінійне навантаження:

Коливання напруги і струму.

Гармонійні спотворення, викликані перетворювачем, інвертором або тиристором.

Перехідні явища при зміні умов роботи.

Часті пуски і зупинки:

Вони збільшують пусковий струм і зношують обмотки.

Зміна навантаження:

Коливання крутного моменту викликають механічну нестабільність.

Якщо параметри двигуна нестабільні, це буде виглядати наступним чином::

Зниження енергоефективності: збільшення втрат енергії.

Перегрів: пошкодження обмотки та ізоляції, скорочення терміну служби.

Нестабільна робота: вібрація, шум, нерівномірне переміщення обладнання.

Передчасний знос: проблеми з двигуном та пов'язаними з ним системами.

Спосіб стабілізації параметрів

Автоматичне керування:

Сюди входять датчики, контролери та системи зворотного зв'язку.

Для підтримки оптимальних умов роботи використовуються під-регулятори.

Перетворювач частоти:

Регулювання швидкості обертання здійснюється шляхом зміни частоти живлення.

Основні елементи: Випрямлячі, фільтри, Інвертори.

Інвертор:

Вони забезпечують необхідну частоту і напругу за допомогою широтно-імпульсної модуляції.

Вони регулюють амплітуду і частоту напруги.

Скалярне регулювання ( $V / f$ ):

Підтримує постійне відношення напруги до частоти.

Дозволяє уникнути насичення магнітного поля на низьких частотах.

Регулювання частоти і струму:

Він регулює частоту і струм двигуна, щоб забезпечити стабільний магнітний потік.

Стабілізація параметрів асинхронних двигунів має вирішальне значення для ефективної і тривалої роботи. Це дозволяє:

Забезпечити енергоефективність і стабільність роботи.

Продовжити термін служби обладнання.

Мінімізуйте ризик поломок і нещасних випадків.

Сучасні системи управління, такі як Інвертори, перетворювачі частоти і автоматичне управління, є ключовими для роботи двигуна в умовах змінної або нелінійного навантаження

## ДОДАТОК В

### 1. Basic parameters of induction motors

Asynchronous motors (AM) have several important parameters that affect their operation and efficiency. Each of these parameters is important for stable and reliable operation of the motor.

#### **Voltage**

The supply voltage is one of the most important parameters of an induction motor. It characterizes the level of electrical energy supplied to the motor stator windings.

Voltage determines the current strength in the motor windings and the magnetic field generated in the stator. If the voltage is lower than the rated voltage, the motor cannot deliver full power and may overheat due to increased current. If the voltage is higher, the motor will be overstressed and the insulation of the windings may be damaged.

Most industrial motors use a standard voltage of 220 V, 380 V or 660 V (depending on the type of motor and power supply network).

#### **Current frequency**

The current frequency determines the speed at which the direction of the electric field in the stator changes. In most transmission networks, the frequency is 50 Hz or 60 Hz.

The frequency of the current directly affects the speed of rotation of the magnetic field in the stator and, therefore, the speed of synchronization of the motor rotor. If the supply frequency changes, the speed of rotation of the motor also changes. For stable operation, the motor must operate at a fixed frequency that corresponds to its rated characteristics.

In Ukraine and Europe, most induction motors use a frequency of 50 Hz, while in the USA and some other countries it uses 60 Hz.

### **Rotational speed (rotor speed)**

Rotor speed is defined as the number of revolutions that the motor rotor makes per unit of time. It is usually measured in revolutions per minute (rpm).

The rotor speed is determined by the synchronous speed, but the actual speed is always slightly lower due to slip. Each type of motor has its own rated speed.

The rated speed is calculated using the following formula:

$$n_s = \frac{120 * f}{p} \quad (1.1)$$

where is  $n_s$  the synchronous speed (rpm),  $f$  – current frequency (Hz),  $p$  – number of motor pole pairs.

For example, for a 50 Hz motor with two sets of poles, the synchronous speed is 1500 rpm.

### **Slip**

Slip is the difference between the synchronous speed of the stator and the actual speed of the rotor.

Slip determines the efficiency of energy transfer from the stator to the rotor. At rated load, slip should be small, but when the motor starts, slip can reach 100%, since the rotor is initially stationary.

The formula for calculating slip is:

$$S = \frac{n_s - n_r}{n_s} * 100\% \quad (1.2)$$

where S is slip,  $n_s$  – synchronous speed,  $n_r$  – actual rotor speed

### **Stator Current**

The current in the stator windings creates a magnetic field that interacts with the rotor.

The magnitude of the current depends on the operating temperature and motor power. Excessive current can cause the motor to overheat and fail. The current is affected by the voltage, load, and condition of the windings.

### **Power**

The power of an induction motor determines the amount of mechanical work that the motor can perform per unit of time.

The power of a motor is indicated in kilowatts (kW) and is usually specified for operation at rated voltage and rated current frequency.

Active and reactive power: Motors consume both active power to perform useful work and reactive power to maintain the magnetic field.

### **Torque**

Torque is the force that rotates the rotor. It is defined as the ratio of power to the speed of rotation of the rotor.

High torque is required for motors operating at high loads. The amount of torque depends on the current load on the motor shaft.

### **Power factor**

Power factor is the ratio of active power to total power. It shows how efficiently electrical energy is used.

The higher the power factor, the more efficiently the motor uses electrical energy. A low power factor can overload the electrical grid.

### Efficiency (EF)

Efficiency - determines how much of the electrical energy consumed is converted into useful mechanical work. The rest of the energy is lost through heating and mechanical losses.

Higher efficiency means less energy loss and a more efficient motor.

The main parameters of an induction motor are closely related, and each of them has a significant impact on the operation and efficiency of the system. Stabilizing these parameters is the key to ensuring reliable, energy-efficient and long-term operation of the motor under various conditions, especially when working with nonlinear loads.

## **1.2 The impact of nonlinear loads on the AC motor**

Nonlinear loads have a significant impact on the operation of an induction motor (AC), creating difficult operating conditions that can lead to reduced efficiency, overheating and even damage to the equipment.

### **Current and voltage fluctuations**

Nonlinear loads often lead to fluctuations in the consumption current and voltage that deviate from the sinusoidal shape. This can be caused by devices such as inverters and thyristors, or by frequent motor starts and stops. Fluctuations in current and voltage can cause additional energy losses and inefficient motor operation. They can also cause the stator and rotor windings to heat up, reducing motor reliability and causing premature failure.

### **Harmonic Distortion**

Nonlinear loads generate harmonics in the power grid. This means that there are additional frequency components other than the fundamental frequency of 50 Hz or 60 Hz. These harmonics arise in the current and voltage supplied to the motor.

Distortions caused by harmonics can lead to additional power losses in the motor windings, increased temperatures and reduced efficiency. They can also cause resonance phenomena that lead to vibration and mechanical damage. Especially in systems with frequency inverters, harmonics can negatively affect the accuracy of motor control.

#### Increased starting currents

Nonlinear loads include frequent starts and stops of the motor, as well as sudden load fluctuations that affect the motor's operation.

Each time an induction motor is started, the current (starting current) is significantly higher than during normal operation. Frequent starts cause the windings to heat up and mechanical stress on the motor components. This leads to wear of the winding insulation, increased energy consumption and a shortened motor life.

#### Speed instability

Nonlinear loads, such as periodic load fluctuations or sudden torque changes, cause the rotor speed to fluctuate.

Speed fluctuations cause motor instability and negatively affect associated mechanical systems such as conveyors, pumps, and fans. They can also cause additional energy losses and increased wear on machine components.

#### Transients

Transients (short-term changes in current and voltage) can occur when load conditions change rapidly (e.g., when starting large loads or connecting non-linear loads).

Transients cause short-term current spikes that increase thermal stress, wear on windings, and shorten the life of the motor engine services.

These surges can also cause the motor to lose stability, such as stalling and overloading.

#### Overload and overheating

Nonlinear loads often overload the motor due to frequent changes in shaft torque and constant exceeding of the rated load.

Overload leads to increased current consumption, which causes the windings to overheat and reduces motor efficiency. Overheating leads to loss of insulation properties of the winding material and is a significant factor in increasing maintenance and repair costs.

#### Power factor degradation

Nonlinear loads significantly reduce the power factor ( $\cos \phi$ ) of induction motors.

A reduced power factor means that the motor consumes more reactive power, which leads to increased energy losses in the overall system. This increases the load on the network and may require the installation of additional compensating equipment to compensate for the power factor.

#### Vibration and noise

Nonlinear loads can cause mechanical vibration and noise due to fluctuations in torque and speed on the motor shaft.

Continuous vibration can cause wear on bearings, mounts and other motor components, leading to premature motor failure. Increased noise levels can also be unacceptable in some environments, such as residential or workplace environments.

Non-linear loads significantly complicate the operation of induction motors, leading to reduced efficiency, stability and durability.

They cause current and voltage fluctuations, harmonic distortion, overheating and overload, which reduce the reliability of electromechanical systems. To operate in such conditions, it is necessary to implement methods of stabilizing motor parameters, such as frequency converters, closed-loop control systems and the use of filters to eliminate harmonics.

### **1.3. Stabilization of parameters of induction motors**

Stabilization of parameters of induction motors (AM) is the process of ensuring optimal operation of the motor by maintaining the main parameters, such as speed, voltage, current and torque, even under difficult conditions, such as non-linear or variable loads. The main methods of parameter stabilization are automatic control, inverters and frequency converters.

Automatic adjustment of motor parameters

Automatic control ensures that the actual parameters of the motor always correspond to the set ones. This is achieved by using a feedback control system.

Feedback.

The automatic control system consists of the following components

Sensor: measures key parameters of the motor (speed, current, voltage, etc.).

Controller: calculates the error between the measured value and the set value.

Drive: changes the motor parameters to compensate for the error.

Basic control equation

$$\varepsilon(t)=r(t)-y(t) \quad (1.3)$$

$\varepsilon(t)$  – control error,

$r(t)$  – the setpoint value of the parameter (e.g. speed or torque),

$y(t)$  – the current measured value of the parameter.

This error is used to correct control signals that change motor parameters using inverters, frequency converters, etc.

Proportional-Integral-Derivative (PID controller): The most common type of controller used to stabilize parameters.

The formula for the PID controller is:

$$u(t) = k = K_p \cdot \varepsilon(t) + K_i \cdot \int_0^t \varepsilon(T)dt + K_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (1.4)$$

$u(t)$  – control signal,

$K_I$  ,  $K_P$  ,  $K_d$  – coefficients of the proportional, integral, and differential components.

### **Frequency converter (frequency inverter)**

Frequency converters are used to control the speed of induction motors. By changing the frequency of the supply voltage, you can directly influence the speed of the motor

The speed of induction motors is determined by the supply frequency  $f$  and the number of pole pairs of the motor  $p$  according to the synchronous speed formula:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{p} \quad (1.5)$$

$n_s$ – synchronous speed (rpm),

$f$ – supply frequency (Hz),

$p$ – number of pole pairs.

By changing the frequency  $f$ , you can directly influence the rotor speed.

Structure of frequency converters

Rectifier: converts alternating current to direct current.

Filter: smoothes ripples after rectification.

Inverter: converts direct current back to alternating current of the desired frequency.

The frequency is changed using pulse-width modulation (PWM) to generate a voltage with the desired amplitude and frequency.

### **Motor torque control**

The torque  $T$  of an induction motor is given by:

$$T = \frac{p_{out}}{\omega} \quad (1.6)$$

$p_{out}$  – engine output power,

$\omega$ –  $2\pi n_r / 60$ – rotor angular velocity.

Since frequency affects the speed of rotation of the rotor, frequency converters allow you to adjust the torque, which is important for variable loads.

## **Inverters**

Inverters are an important component in the control of induction motors. Inverters convert direct current into alternating current with the required parameters (frequency and voltage).

### **How Inverters Work:**

Inverters use pulse-width modulation (PWM) to generate alternating current using transistors or thyristors. This method allows for precise control of both the frequency and the amplitude of the voltage.

### **Pulse-width modulation (PWM)**

PWM is a method of regulating voltage by changing the ratio of pulse durations (duty cycles). For example, longer pulses correspond to a higher average voltage, and shorter pulses to a lower one.

The formula for calculating the average voltage in PWM is:

$$V_{\text{avg}} = V_{\text{dc}} \cdot D \quad (1.7)$$

$V_{\text{avg}}$  – average voltage,

$V_{\text{dc}}$  – DC voltage,

D- – duty cycle (ratio of pulse duration to total period).

#### 4). Scalar Control (V/f Control)

One of the simplest methods of motor control is scalar control.

$\dot{u}/fV/f$ .

Scalar control principle:

When the frequency decreases, the voltage must also decrease to maintain a constant magnetic field in the motor windings. This avoids saturation of the motor magnetic system at low frequencies.

Scalar control formula:

$$\frac{V}{f} = \text{const}$$

(1.8)

This method allows you to smoothly change the speed and torque of the motor without complex computational processes.

Methods for stabilizing the parameters of asynchronous motors, such as automatic control, frequency converters and inverters, ensure efficient and stable operation of the motor under variable and nonlinear loads. The use of modern control systems not only increases productivity and efficiency, but also extends the service life of the equipment.

# ДОДАТОК Д

Міністерство освіти та науки України  
Національний університет «Полтавська політехніка імені Юрія Кондратюка»  
Кафедра автоматики, електроніки та телекомунікацій

## Стабілізація параметрів асинхронного електроприводу з нелінійним навантаженням

Кваліфікаційна робота магістра

Виконав:

Студент 601МЕ групи

Ремаренко Б.Ю

Керівник:

Професор кафедри автоматики,  
електроніки та телекомунікацій

Шефер О.В.

**Актуальність теми** полягає в необхідності підвищення стабільності роботи асинхронного електроприводу при взаємодії з нелінійними навантаженнями, що є критичним для забезпечення енергоефективності та надійності електротехнічних систем.

**Метою роботи** є розробка методів стабілізації параметрів асинхронного електроприводу з нелінійним навантаженням.

Для виконання поставленої мети в роботі необхідно виконати наступні завдання:

- Провести аналіз сучасних методів керування асинхронним електроприводом.
- Скласти математичну модель асинхронного електроприводу з урахуванням нелінійного навантаження.
- Оцінити ефективність впровадження запропонованого методу стабілізації параметрів.

**Об'єкт дослідження** – процес функціонування асинхронного електроприводу при нелінійному навантаженні.

**Предмет дослідження** – методи стабілізації параметрів асинхронного електроприводу з нелінійним навантаженням.

---

# Основні параметри АД

- Напруга (220в, 380в)
- Частота струму 50 гц
- Швидкість обертання ротора
- Ковзання, потужність та ккд

$$(n_s = \frac{120 \cdot f}{p})$$

# Вплив нелінійних навантажень

- Коливання струму і напруги.
- Гармонійні спотворення.
- Підвищені пускові струми.
- Перехідні процеси.

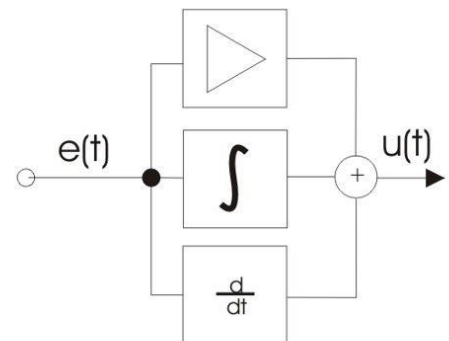
# Методи стабілізації

Автоматичне управління:

ПІД-регулятори:

пристрій у керуючому контурі із зворотним зв'язком.

Використовується в системах автоматичного управління для формування сигналу керуючого з метою отримання необхідних точності і якості перехідного процесу.



## Перетворювачі частоти

### Векторне управління.

Перетворювач частоти з векторним керуванням працює на основі принципу векторного керування потоком і моментом асинхронного двигуна 380В. На відміну від скалярних перетворювачів вони дають змогу окремо керувати потокозчепленням ротора та електромагнітним моментом двигуна.



Вхід  
1ф~220В



Вихід  
3ф~220В



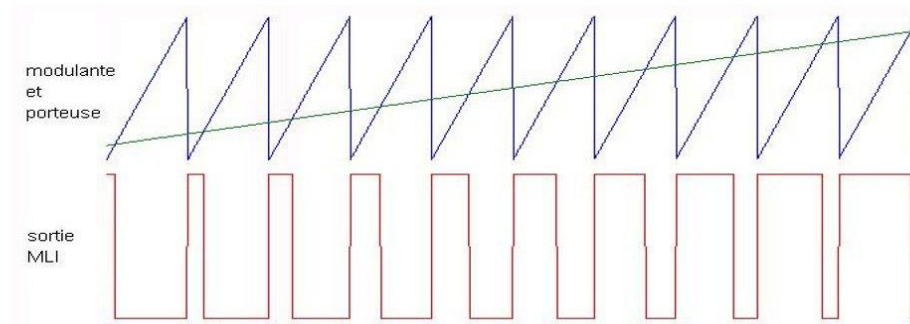
1.5 кВт



Vector

## Інвертори:

Широтно-імпульсна модуляція (ШІМ). Це метод керування напругою шляхом зміни співвідношення тривалості імпульсів (робочого циклу) до загального періоду сигналу. У ШІМ напруга, що подається на двигун, являє собою послідовність імпульсів, де середнє значення напруги регулюється шириною цих імпульсів.



# Результати

Результати впровадження стабілізації:

- Зниження втрат енергії на 20–30%.
- Підвищення надійності системи.
- Подовження терміну служби обладнання.

# ВИСНОВКИ

- ці методи забезпечують стабільну роботу АД навіть у складних умовах.
- використання частотного управління та інверторів суттєво підвищує енергоефективність.

ДЯКУЮ ЗА УВАГУ