

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

**МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ**

до лабораторних і практичних робіт з курсу

**«МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ»**

Розділ 2

**«МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПРИВОДА  
ЗМІННОГО СТРУМУ»**

2005

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
ДОНЕЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ  
до лабораторних і практичних робіт з курсу  
«МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ»  
(для студентів спеціальності 7.0922.03  
«Електромеханічні системи автоматизації і електропривод»)

Розділ 2  
«МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОПРИВОДА  
ЗМІННОГО СТРУМУ»

Р о з г л я н у т о  
на засіданні кафедри  
«Електропривод и автоматизація  
промислових установок»  
Протокол № 10 від 17.02.2004

З а т в е р д ж е н о  
на засіданні Навчально-видавничої  
Ради ДонНТУ  
Протокол № 12 від 14.05.2004

УДК 681.332 (07)

Методичні вказівки до лабораторних і практичних робіт з курсу “Моделювання електромеханічних систем” (для студентів спеціальності 7.0922.03 “Електромеханічні системи автоматизації і електропривод”). Розділ 2 “Моделювання систем електроприводу змінного струму” / Укл.: О. І. Толочко, Г. С. Чекавський, О. В. Пісковатська – Донецьк: ДонНТУ, 2005. – 92 с.

Наведені завдання і методичні рекомендації до виконання 13 лабораторних робіт, що призначені задля вивчення методів математичного моделювання на ПК електричних машини змінного струму (зокрема, асинхронних і синхронних), а також електромеханічних систем (ЕМС) і електроприводів на основі машин змінного струму. Розглянуті питання моделювання АД і СД у різних системах координат, а також найбільш розповсюджених систем асинхронного ЕП при керуванні двигуном з боку статора.

Отримані навички повинні бути застосовані студентами у науково-дослідній роботі і при дипломному проектуванні.

Призначені для студентів електротехнічних спеціальностей.

У розробці методичних вказівок приймали участь студенти Черкасов З., Синелобов І., Солодкий Є., Семененко А.

Укладачі:	О.І.Толочко, к.т.н, доц. Г.С.Чекавський, к.т.н., доц. О.В.Пісковатська, асист.
Відп. за випуск:	П.Х.Коцегуб, д.т.н., проф.
Рецензент:	С.С.Старостін, к.т.н., доц.

## ВСТУП

Математичне моделювання є важливим етапом проектування систем електропривода (ЕП). На цьому етапі виконується аналіз динамічних властивостей ЕП з метою перевірки відповідності технологічним вимогам, уточнюється структура системи автоматичного керування (САК), типи і параметри регуляторів, що використовуються. Математичне моделювання дозволяє безбоязно досліджувати поведінку систем ЕП в аварійних ситуаціях, що неможливо на лабораторних і тим більше на діючих установках. Іноді моделювання проводять для того, щоб оцінити коректність прийнятих при математичному описі системи допущень.

Математичне моделювання на цифровій обчислювальній машині зводиться до чисельного рішення системи диференціальних рівнянь (ДР), що описують досліджуваній об'єкт, у результаті чого одержують залежності координат об'єкта, які цікавлять дослідника, у перехідних і усталених режимах його роботи, в функції часу або інших координат об'єкта.

При моделюванні САК і, зокрема, систем керування ЕП вихідним матеріалом дуже часто є структурна схема, що представляє собою графічну інтерпретацію математичного опису системи. В структурній схемі, крім неперервних динамічних ланок, які описуються лінійними ДР, можуть входити дискретні динамічні ланки, які описуються різницевиими рівняннями, арифметичні ланки, “типові нелінійності”, нелінійні функції часу і вхідного сигналу, задані аналітично чи таблицею, розривні періодичні функції часу і т.ін.

Математичні моделі можна створювати як за допомогою алгоритмічних мов високого рівня, так і за допомогою спеціалізованих пакетів, що дозволяють користувачеві вводити моделі у вигляді структурних схем, обирати методи рішення ДР і параметри моделювання в діалоговому режимі й одержувати результати в зручній формі. В даний час у дисплейному класі кафедри ЕАПУ встановлений пакет MATLAB фірми *Mathwork* з додатком *Simulink*, що у даний момент є одним із самих потужних програмних засобів моделювання, аналізу, синтезу і оптимізації САК.

Електричні машини змінного струму (зокрема, асинхронні і синхронні) в загальному випадку є нелінійними багатомірними об'єктами з досить складною структурою, тому аналіз процесів, що протікають у них, методом математичного моделювання практично в усіх випадках пов'язаний із певною попередньою ідеалізацією об'єкта досліджень. При математичному дослідженні *усі параметри машини повинні мати однаковий “масштаб”*, тобто, *бути приведеними до єдиного кола* (до певної номінальної напруги). При цьому найбільш часто усі параметри приводять до кола статора машини, і тільки в окремих випадках (насамперед, керування машиною з боку ротора) – до кола ротора.

Коректність прийнятих допущень повинна бути суворо обґрунтована, а в ряді випадків, в залежності від мети досліджень, вплив факторів, якими зневажили, повинен бути урахований більш або менш точно. Саме тому відомі математичні моделі машин змінного струму відрізняються одна від одної перш за все складом зроблених припущень.

Вирішуючи задачі управління машинами змінного струму, дуже часто використовують певні координатні перетворення (*перетворення Парка-Горєва*) з метою

представлення математичного опису машини змінного струму у більш простій формі. Таким чином, модель однієї і тієї ж машини, в залежності від задач досліджень, може відрізнятися системою координат, структурою, складом вхідних і вихідних параметрів. Ці фактори обираються також з урахуванням принципу управління, обраних регульованих координат та заданого джерела живлення.

Традиційно при аналізі роботи систем ЕП відносно електричних машин на першому етапі приймаються такі *припущення*, які вказують на ступінь ідеалізації об'єкта:

- магніторушійні сили розподілені синусоїдно вздовж кола рівномірного повітряного зазору (тобто, відсутні вищі гармоніки магнітного потоку);
- параметри обмоток машини є зосередженими (геометричні розміри машини суттєво менші за довжину електромагнітної хвилі);
- електрична машина є ненасиченою (магнітні властивості матеріалу магнітопровода лінійні);
- втрати в сталі статора і ротора відсутні (струм намагнічування має чисто індуктивний характер);
- машина є симетричною (усі обмотки окремо статора і ротора є однаковими, розташовані у просторі суворо симетрично);
- комплексні опори обмоток не мають ємнісних складових (електростатичне поле в обмотках та між обмотками відсутнє);
- відсутнє явище витиснення струму (параметри обмоток не є функціями режиму роботи машини).

За необхідності певне явище повинно бути ураховано, по можливості, без зайвого ускладнення моделі.

Метою лабораторного практикуму є придбання студентами практичних навичок з математичного моделювання електромеханічних систем (ЕМС) і електроприводів на основі машин змінного струму. Розглянуті питання моделювання асинхронних і синхронних машин у різних системах координат, а також найбільш розповсюджених систем асинхронного ЕП при керуванні двигуном з боку статора. Викладені основні теоретичні відомості з питання, представлені завдання до лабораторних робіт, наведені рекомендації щодо виконання лабораторних робіт і контрольні запитання для самоперевірки знань.

При виконанні групою студентів однієї лабораторної роботи у методичних вказівках передбачений розподіл завдань по варіантах. Кожний студент виконує дослідження на прикладі певного двигуна, крім того, у вказівках наведені додаткові умови досліджень (наприклад, оцінити вплив певного фактора, перевірити ефективність керування за певним законом і т. ін.).

Конкретний варіант завдання для студента до кожної лабораторної роботи вказується викладачем – керівником роботи. Бажаним є також узгодженість переліку та змісту лабораторних робіт із науково-дослідною роботою студентів. В таких випадках керівник науково-дослідною роботою може запропонувати додаткові вимоги до змісту роботи (наприклад, зменшити ступінь ідеалізації електричної машини, доповнити САК додатковими зворотними зв'язками за регульованими координатами і т.ін.).

В процесі послідовного виконання лабораторних робіт доцільним є поступове накопичення розроблених моделей у власно створеній бібліотеці блоків з метою подальшого їх використання у наступних роботах та у науково-дослідній роботі.

При дослідженні роботи електричних машин та систем керування на їх основі зручним є використання відносних одиниць (в.о.). Це дозволяє полегшити аналіз результатів і розповсюдити їх на більшу кількість машин (як правило, у межах серії). Тим не менш у роботах студентам пропонується математичний опис об'єктів виконувати в абсолютних одиницях, але використання в.о. є бажаним при представленні результатів. В окремих випадках, за необхідності, студент може виконати нормування структурної схеми. Для цих випадків корисними є відомості про основні системи в.о. і загальні принципи нормування, що викладені у додатку А.

У звіті з лабораторної роботи повинні бути наведені:

- титульний аркуш, завдання до лабораторної роботи;
- математичний опис об'єкта досліджень;
- відповідні структурні схеми;
- допоміжні розрахунки і еквівалентні перетворення;
- розпечатка усіх використаних *Script*-файлів та *Simulink*-моделей;
- графічні залежності, на основі яких виконаний аналіз результатів моделювання;
- висновки, що зроблені на основі аналізу отриманих результатів.

Отримані навички мають бути застосовані студентами у науково-дослідній роботі і при дипломному проектуванні.

## МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ У ФАЗНИХ КООРДИНАТАХ

### 1.1 Теоретичні відомості

Система ДР електричної рівноваги кіл статора та ротора асинхронного двигуна (АД) для миттєвих значень напруг, струмів та потокозчеплень, складена з урахуванням припущень, в матричній формі має вигляд [1]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_s \\ \mathbf{U}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}_s \\ \mathbf{\Psi}_r \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

$$\text{де } \mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} U_{sA} \\ U_{sB} \\ U_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{sA} \\ \Psi_{sB} \\ \Psi_{sC} \end{bmatrix}, \mathbf{U}_r = \begin{bmatrix} U_{ra} \\ U_{rb} \\ U_{rc} \end{bmatrix}, \mathbf{I}_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \mathbf{\Psi}_r = \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} -$$

вектори напруг, струмів і потокозчеплень фаз  $A, B, C$  статора і  $a, b, c$  ротора;

$\mathbf{R}_s = \text{diag}([R_{sA} \ R_{sB} \ R_{sC}])$ ,  $\mathbf{R}_r = \text{diag}([R_{ra} \ R_{rb} \ R_{rc}])$  – діагональні матриці активних опорів відповідно фаз статора і ротора, які приведені до статора;

$\mathbf{O}$  – нульова матриця розмірності  $[3 \times 3]$ .

За умови повної симетрії АД ( $R_{sA} = R_{sB} = R_{sC} = R_s$ ,  $R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$ ) рівняння (1.1) може бути розділено на два рівняння – баланси напруг окремо статора і ротора, – тоді матриці активних опорів  $\mathbf{R}_s$  і  $\mathbf{R}_r$  можуть бути замінені відповідними скалярними величинами.

При ненасиченому магнітному колі машини потокозчеплення фаз статора і ротора можуть бути виражені через струми фаз статора і ротора і відповідні індуктивності  $L_A, \dots, L_a, \dots$  та взаємоіндуктивності  $L_{AB}, \dots, L_{aC}, \dots$  наступним чином:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}_s \\ \mathbf{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

$$\text{де } \mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix}, \mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{L}_{rs} = \begin{bmatrix} L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} \end{bmatrix}, \mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix}.$$

До (1.2) входять індуктивності фаз

$$L_A = L_{AA} + L_{AA\sigma}; \quad L_B = L_{BB} + L_{BB\sigma}; \quad L_C = L_{CC} + L_{CC\sigma};$$

$$L_a = L_{aa} + L_{aa\sigma}; \quad L_b = L_{bb} + L_{bb\sigma}; \quad L_c = L_{cc} + L_{cc\sigma}, \quad (1.3)$$

що складаються з головних індуктивностей фаз і індуктивностей розсіяння.

Головні індуктивності усіх фаз за умови повної симетрії АД однакові і не залежать від кутового положення ротора:

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_h, \quad (1.4)$$

де  $L_h$  – максимальна приведена взаємна індуктивність між фазами статора і ротора, яка залежить від обмоточних даних статора (числа пар полюсів  $z_p$ , числа витків  $W_s$ , обмоточного коефіцієнту  $k_{os}$ ), магнітних властивостей середовища повітряного зазору (магнітна пронизливість  $\mu_0$ ) і геометричних розмірів області зазору (розрахункова довжина магнітопровода  $l_\delta$ , полюсне ділення  $\tau$ , реальна ширина зазору  $\delta$ , коефіцієнт Картера  $k_\delta$ ) [1]:

$$L_h = \frac{4\mu_0}{z_p \pi^2} (W_s k_{os})^2 \frac{l_\delta}{\delta k_\delta} = \frac{2}{3} L_m, \quad (1.5)$$

де  $L_m$  – головна взаємна індуктивність між фазою статора і фазами ротора.

Тепер відповідно до (1.3) сумарні індуктивності фаз статора і ротора можна виразити через взаємну індуктивність:

$$L_A = L_B = L_C = L_h \left(1 + \frac{3}{2} \sigma_s\right), \quad L_a = L_b = L_c = L_h \left(1 + \frac{3}{2} \sigma_r\right), \quad (1.6)$$

де  $\sigma_s = \frac{L_s \sigma}{L_m} = \frac{2}{3} \frac{L_s \sigma}{L_h}$ ,  $\sigma_r = \frac{L_r \sigma}{L_m} = \frac{2}{3} \frac{L_r \sigma}{L_h}$  – коефіцієнти розсіяння статора і ротора відповідно.

Головні взаємні індуктивності між фазами статора і між фазами ротора також дорівнюють одна одній і не залежать від кутового положення ротора [1]:

$$L_{AB} = L_{BC} = L_{AC} = L_{ab} = L_{bc} = L_{ac} = -L_h/2 = -L_m/3. \quad (1.7)$$

Взаємні індуктивності між фазами статора і ротора залежать від кута

$$\theta_r = \theta_{r0} + \int \omega_r dt = z_p (\theta_0 + \int \omega dt), \quad (1.8)$$

що визначає положення ротора відносно статора, приведенного до числа полюсів статора між осями фаз  $A$  статора і  $a$  ротора [1]:

$$\left. \begin{aligned} L_{Aa} = L_{Bb} = L_{Cc} = L_{aA} = L_{bB} = L_{cC} = L_h \cos(\theta_r); \\ L_{Ab} = L_{Bc} = L_{Ca} = L_{bA} = L_{cB} = L_{aC} = L_h \cos(\theta_r + 2\pi/3); \\ L_{Ac} = L_{Ba} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{aB} = L_{bC} = L_h \cos(\theta_r + 4\pi/3). \end{aligned} \right\} \quad (1.9)$$

У формулі (1.8)  $\theta_{r0} = z_p \theta_0$  – початкове значення кута повороту ротора, приведенне до числа полюсів статора, ел. рад;  $\omega_r = z_p \omega$  – кутова швидкість обертання ротора, приведена до числа полюсів статора, ел. рад;  $\theta$ ,  $\omega$  – дійсні значення величин, геом. рад.

Електромагнітний момент АД в загальному випадку дорівнює [1]:



$$M = z_p \frac{\partial W_E}{\partial \theta},$$

(де  $W_E$  – електромагнітна енергія, що передається зі статора на ротор АД) і може бути обчислений за матричним виразом

$$M = -z_p L_h \mathbf{I}_s \mathbf{B} \mathbf{I}_r, \quad (1.10)$$

$$\text{де } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 4\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 4\pi/3) & \sin(\theta_r) & \sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) & \sin(\theta_r + 4\pi/3) & \sin(\theta_r) \end{bmatrix} - \text{матричний коефіцієнт.}$$

Можна також використати більш простий і зручніший матричний вираз [2]:

$$M = z_p \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \Psi_r, \quad (1.10a)$$

$$\text{де } \mathbf{D} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} - \text{постійний матричний коефіцієнт.}$$

Рівняння руху ЕП на основі двигуна, ротор якого обертається, в якому не ураховано можливу наявність пружних сил, має вигляд [3]:

$$J \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{2} \omega^2 \frac{dJ}{d\theta} = M - M_C, \quad (1.11)$$

де  $J$  – сумарний момент інерції ЕМС, приведений до валу двигуна, який у загальному випадку є функцією кутового положення ротора  $\theta$ ;

$M_C$  – сумарний статичний момент навантаження, складається з власно моменту навантаження на валу двигуна і моменту сухого тертя тощо.

У випадках, коли момент інерції не є функцією кутового положення ротора, загальне рівняння руху (1.11) дещо спрощується і приймає вигляд:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_C. \quad (1.11a)$$

Рівняння АД у фазних координатах описують процеси в асинхронній машині, дозволяючи при цьому не відходити від фізичної сутності цих процесів. За допомогою такої моделі можливе також якісне дослідження роботи АД за умов несиметрії АД або джерела живлення (штатна несиметрія або несиметричні режими), при живленні АД від неідеального джерела живлення (джерело несинусоїдної напруги).

Проте такій моделі властивий той недолік, що вона містить періодичні коефіцієнти у ДР [насамперед, рівняння (1.2)], що робить неможливим аналітичне їх розв'язання і значно збільшує тривалість їх чисельного рішення.

## 1.2 Завдання

Складіть структурну схему АД із короткозамкненим ротором у фазних координатах і виконайте моделювання за умови повної симетрії АД. Параметри АД взяти із табл.1.1 відповідно до номеру варіанта.

Таблиця 1.1 – Технічні данні асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором серії МТК,  $U_{slе.H} = 380$  В,  $f_{s.H} = 50$  Гц

№	ТИП	$P_H$ , кВт	$n_H$ , об/хв	$I_{xx}$ , А	Статор			Ротор			$J$ , кг·м <sup>2</sup>
					$R_s$ , Ом	$X_{s\sigma}$ , Ом	$I_{sH}$ , А	$I_{rH}$ , А	$R_r$ , Ом	$X_{r\sigma}$ , Ом	
1	МТК011-6	1,4	870	3,2	5,98	3,93	4,8	2,9	8,41	3,80	0,02
2	МТК012-6	2,2	875	4,6	3,6	2,58	7,2	4,5	5,7	2,63	0,028
3	МТК-11-6	2,2	883	4,7	3,67	2,54	6,4	4,2	5,02	2,88	0,04
4	МТК-12-6	3,5	875	6,8	2,09	1,61	9,6	6,85	3,36	1,92	0,063
5	МТК111-6	3,5	870	6,1	2,16	2,03	10,1	7	3,33	1,46	0,046
6	МТК-21-6	5,0	910	9,2	1,11	1,07	13,4	9,2	1,86	1,5	0,098
7	МТК112-6	5,0	890	8,4	1,32	1,39	13,5	9,2	2,34	1,02	0,065
8	МТК-22-6	7,5	905	12	0,69	0,74	19,3	13,6	1,33	1,07	0,138
9	МТК-31-8	7,5	682	13,5	0,79	0,90	19,1	13,2	1,30	0,79	0,25
10	МТК211-6	7,5	905	11,0	0,68	1,07	18,4	13,6	1,62	1,05	0,11
11	МТКВ311-8	7,5	680	13,2	0,88	0,965	20	13,7	1,17	0,70	0,262
12	МТК-31-6	11,0	920	16,2	0,42	0,47	26,4	19,2	0,82	0,71	0,25
13	МТК-41-8	11,0	685	19,4	0,43	0,53	28,8	19,5	0,84	0,66	0,445
14	МТКВ311-6	11,0	910	15,7	0,54	0,575	26	19,5	0,73	0,64	0,212
15	МТКВ312-8	11,0	690	21,3	0,53	0,56	30,4	19,6	0,725	0,44	0,375
16	МТК-42-8	16,0	685	25,8	0,27	0,36	39,6	28,6	0,60	0,47	0,65
17	МТКВ312-6	16,0	905	19,8	0,33	0,41	37,8	28,6	0,52	0,47	0,3
18	МТКВ411-8	16,0	695	28,2	0,285	0,43	41	27,8	0,505	0,42	0,512
19	МТК-51-8	22,0	692	28,8	0,18	0,30	52,6	38,4	0,38	0,39	1,05
20	МТКВ411-6	22,0	935	29,7	0,19	0,31	50,0	37,0	0,355	0,375	0,475
21	МТКВ412-8	22,0	695	35,8	0,207	0,32	53,02	38,0	0,37	0,32	0,712
22	МТК-52-8	28,0	695	35,9	0,14	0,23	64,6	49,0	0,30	0,30	1,38
23	МТКВ511-8	28,0	700	40,0	0,123	0,245	68,0	49,1	0,27	0,235	0,975
24	МТКВ512-8	37,0	705	55,0	0,08	0,17	91,0	63,0	0,19	0,16	1,32

Промоделюйте прямий пуск АД, накид та скид номінального навантаження ( $M_C = M_H$ ). Встановіть, як впливає на перехідні процеси в АД вплив певного фактора (табл.1.2) і його величина. Промоделюйте режими динамічного гальмування АД, реверса (шляхом зміни порядку чергування фаз).

Примітка: в табл.1.1 даний момент інерції  $J$  власно двигуна, тому при моделюванні цю величину слід збільшувати якнайменш у 2 – 3 рази.

Таблиця 1.2 – Фактори, вплив яких на перехідні процеси необхідно простежити

№ вар.	Фактор	Примітка
1	Несиметрія обмоток статора	$R_{sA} \neq R_{sB} \neq R_{sC}$
2		$L_{AA\sigma} \neq L_{BB\sigma} \neq L_{CC\sigma}$
3	Несиметрія обмоток ротора	$R_{ra} \neq R_{rb} \neq R_{rc}$
4	Момент інерції є функцією кутового положення ротора	$J(\theta) = J_{cp} [1 + k_J \sin(k_\theta \theta)]$
5	Момент навантаження є функцією кутового положення ротора	$M_C(\theta) = M_{Ccp} [1 + k_M \sin(k_\theta \theta)]$
6	Несиметрія напруги живлення	$U_{sAm} \neq U_{sBm} \neq U_{sCm}$
7		$\varphi_{sA} \neq \varphi_{sB} \neq \varphi_{sC}$
8	Несинусоїдність напруги живлення	Напруга прямокутна
9	(періодичність залишається незмінною)	Напруга полігармонічна

В усіх випадках отримуйте такі графіки:

- залежності амплітудних (або ефективних) значень струмів статора та ротора, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу;
- залежності миттєвих значень напруги статора, струмів статора та ротора в функції часу.
- залежності амплітудних (ефективних) значень струмів статора та ротора, а також електромагнітного моменту в функції частоти обертання АД (динамічні характеристики).

### 1.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Для підвищення зручності використання математичного опису АД в (1.2) позначимо:

$$c_1 = \cos(\theta_r), \quad c_2 = \cos(\theta_r + 2\pi/3), \quad c_3 = \cos(\theta_r + 4\pi/3);$$

$$e_{ss} = 1 + \frac{3}{2}\sigma_s, \quad e_{rr} = 1 + \frac{3}{2}\sigma_r.$$

Тоді з урахуванням (1.3) – (1.9) рівняння (1.2) перетворимо до вигляду:

$$\Psi_0 = L_0 I_0,$$

де

$$\Psi_0 = \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix}; \quad \mathbf{I}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix}; \quad \mathbf{L}_0 = \frac{2}{3} L_m \begin{bmatrix} e_{ss} & -1/2 & -1/2 & c_1 & c_2 & c_3 \\ -1/2 & e_{ss} & -1/2 & c_3 & c_1 & c_2 \\ -1/2 & -1/2 & e_{ss} & c_2 & c_3 & c_1 \\ c_1 & c_3 & c_2 & e_{rr} & -1/2 & -1/2 \\ c_2 & c_1 & c_3 & -1/2 & e_{rr} & -1/2 \\ c_3 & c_2 & c_1 & -1/2 & -1/2 & e_{rr} \end{bmatrix}.$$

Вирішуючи це матричне рівняння відносно об'єднаного вектору струмів:

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{L}_0^{-1} \Psi_0, \quad (1.12)$$

можна визначати на кожному кроці чисельного інтегрування поточні значення фазних струмів статора і ротора.

Можливість багатьох блоків програми *Simulink*, зокрема блоку *Integrator*, обробляти векторні сигнали, дозволяє створити дуже компактну і наочну модель АД в трифазній системі координат. Цьому ж сприяє наявність у складі *Simulink* блоку *Matlab Fcn* бібліотеки *Functions&Tables*, що створює інтерфейс між *Matlab*-функціями і додатком *Simulink*.

Структурна схема АД у фазних координатах, що побудована на основі рівнянь (1.1), (1.8), (1.10а), (1.11а), (1.12), зображена на рис.1.1.

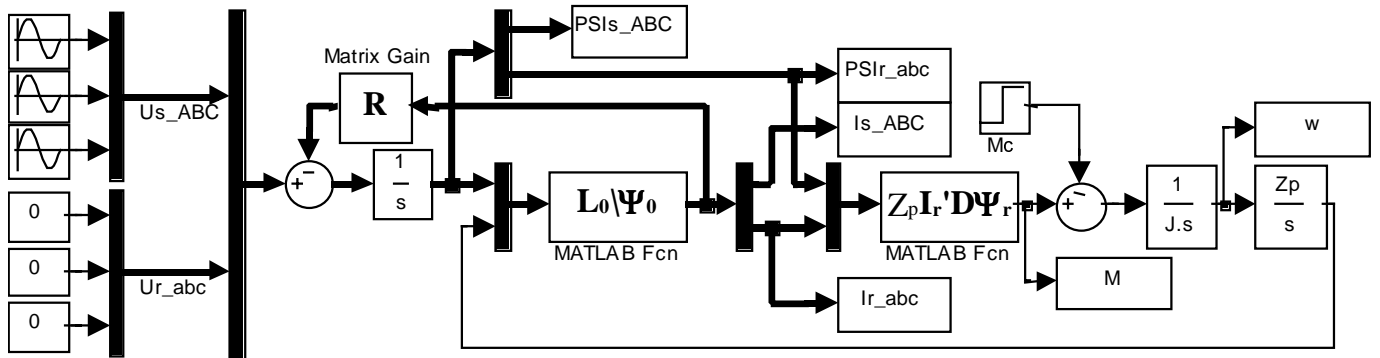


Рисунок 1.1 – Структурна схема АД у фазних координатах

Синусоїдні вхідні сигнали фазних напруг статора формуються джерелами синусоїдних сигналів *Sine Wave* бібліотеки *Sources*:

$$\left. \begin{aligned} u_{sA} &= U_{sAm} \sin(\omega_s t + \phi_{sA}); \\ u_{sB} &= U_{sBm} \sin(\omega_s t - 2\pi/3 + \phi_{sB}); \\ u_{sC} &= U_{sCm} \sin(\omega_s t + 2\pi/3 + \phi_{sC}), \end{aligned} \right\}$$

де  $U_{sAm}$ ,  $U_{sBm}$ ,  $U_{sCm}$  – амплітуди фазних напруг статора;

$\phi_{sA}$ ,  $\phi_{sB}$ ,  $\phi_{sC}$  – фазові кути фазних напруг статора;

$\omega_s$  – кутова частота напруги статора.

Для АД із короткозамкненим ротором фазні напруги ротора дорівнюють нулю:

$$u_{ra} = u_{rb} = u_{rc} = 0.$$

За умови повної симетрії напруги статора

$$U_{sAm} = U_{sBm} = U_{sCm} = U_{sfm}, \quad \phi_{sA} = \phi_{sB} = \phi_{sC} = \phi_{sf}.$$

У каталозі задані номінальна частота напруги статора ( $f_{s,H}$ , Гц)<sup>1</sup> і ефективне (діюче) значення номінальної лінійної напруги статора ( $U_{sle,H}$ , В). За цими даними можна розрахувати номінальне ефективне і амплітудне значення напруги статора

$$U_{sfe,H} = \frac{U_{sle,H}}{\sqrt{3}}, \quad U_{sfm,H} = U_{sfe,H} \sqrt{2},$$

а також номінальну кутову частоту напруги статора  $\omega_{s,H} = 2\pi f_{s,H}$ .

На першому етапі виконання роботи амплітуду фазних напруг слід задати  $U_{sfm} = U_{sfm,H}$ , а фазовий кут  $\phi_{sf}$  обрати довільно.

Коефіцієнт блоку *Matrix Gain* відповідає клітинній матриці активних опорів в (1.1):

$$\mathbf{R} = \text{diag}([R_{sA} \quad R_{sB} \quad R_{sC} \quad R_{ra} \quad R_{rb} \quad R_{rc}]).$$

Об'єднання сигналів у вектори і поділ їх на окремі складові, виконується блоками *Mux* і *Demux* бібліотеки *Signals&Systems* відповідно.

Блоки *Matlab Function* використовуються для обчислення сигналів струмів за (1.12), а також для формування сигналу електромагнітного моменту за формулою (1.10а). Для цього дослідником повинні бути написані власні функції, які, наприклад, можуть мати вигляд:

```
function Io = name1(u)
global Lm Ess Err
PSIo=u(1:6); tetar=u(7);
c1=cos(tetar);
c2=cos(tetar+2*pi/3);
c3=cos(tetar+4*pi/3);
L=[Ess -1/2 -1/2 c1 c2 c3;
  -1/2 Ess -1/2 c3 c1 c2;
  -1/2 -1/2 Ess c2 c3 c1;
  c1 c3 c2 Err -1/2 -1/2;
  c2 c1 c3 -1/2 Err -1/2;
  c3 c2 c1 -1/2 -1/2 Err];
L=2/3*Lm*L; PSIo=PSIo(:);
Io=L\PSIo;

function M_em = name2(u)
global Zp Lm
u=u(:)';
D=[0 1 -1; -1 0 1; 1 -1 0];
PSIr=u(1:3)';
Ir=u(4:6);
M_em=Zp*Ir*D*PSIr/sqrt(3);
```

Ці функції необхідно зберегти в *m*-файлах під іменами, що збігаються з іменами функцій *name1.m* і *name2.m*, і зробити посилання на них у вікнах параметрів блоку. Для приклада на рис.1.2 показане вікно введення параметрів блоку *Matlab Fcn*. У полі *Output width* вказується розмір вихідного параметру.

Аргументи функцій відповідають вхідним сигналам ланки, а результати – вихідним.

Перед початком виконання роботи також слід скласти *Script*-файл з параметрами двигуна.

<sup>1</sup> Тут і далі індексом “*H*” помічаються номінальні значення величин.

Окрім паспортних даних цей файл повинен містити розрахунок додаткових параметрів, а також об'явлення глобальних змінних  $L_m, z_p, e_{ss}, e_{rr}$ .

Для розрахунку додаткових параметрів двигуна слід використовувати наступні формули:

$$X_m = \frac{U_{sfe.H} - I_{xx} \sqrt{R_s^2 + X_{s\sigma}^2}}{I_{xx}}$$

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_{s.H}}, \sigma_s = \frac{X_{s\sigma}}{X_m}$$

$$\sigma_r = \frac{X_{r\sigma}}{X_m}, n_0 = \frac{3000}{Z_p}, s_H = \frac{n_0 - n_H}{n_H}, \omega_0 = \frac{2\pi n_0}{60}, \omega_H = \omega_0(1 - s_H), M_H = \frac{P_H}{\omega_H}$$

де  $I_{xx}$  – струм статора у режимі холостого ходу,  $n_0, \omega_0$  – синхронні частота і кутова швидкість ротора,  $s_H, \omega_H, M_H$  – номінальні ковзання, кутова швидкість та момент двигуна.

Ефективні значення електромагнітних величин можуть бути виражені через миттєві фазні значення за формулою:

$$Y_{fe} = \sqrt{(Y_A^2 + Y_B^2 + Y_C^2)}/3,$$

обчислення за якою доцільно реалізувати за допомогою блока *Fcn* бібліотеки *Functions&Tables*, вікно параметрів якого зображене на рис.1.3.

При дослідженні випадків несиметрії параметри відповідних блоків змінюються відповідно до мети досліджень.

Для дослідження впливу несинусоїдності напруги на перехідні процеси в моделі можна або замінити джерела напруг на будь-які інші, використовуючи блоки бібліотеки *Sources* (наприклад, на генератори прямокутних імпульсів *Pulse Generator*), або сформувавши сигнали напруги як суми гармонічних складових з відповідними коефіцієнтами (при полігармонічному живленні).

У випадку необхідності дослідження впливу навантаження, що періодично змінюється в функції кута повороту ротора, такий сигнал моменту статичного опору формується за допомогою блока *Fcn*.

У випадку ж, коли момент інерції є функцією кутового положення ротора, у моделі слід замінити вузол електромеханічного перетворення, складений за (1.11а), на такий, що відповідає рівнянню (1.11) (рис.1.4). При цьому сигнал  $dJ/d\theta$  рекоме-

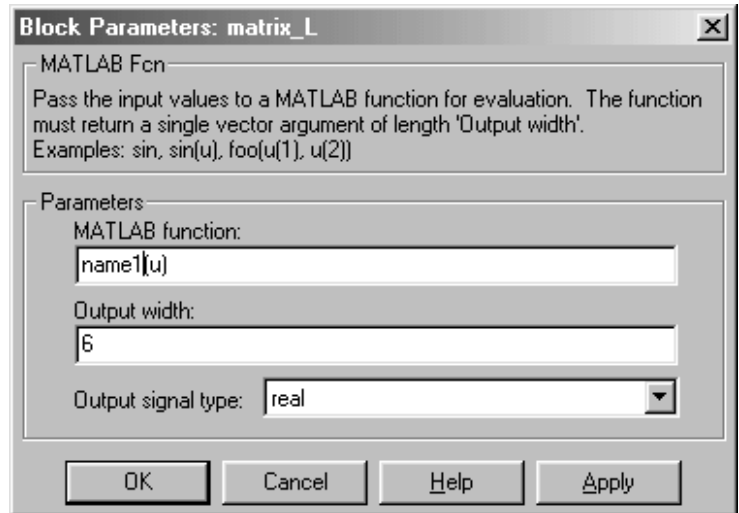


Рисунок 1.2 – Вікно визначення параметрів блока *MATLAB Fcn*

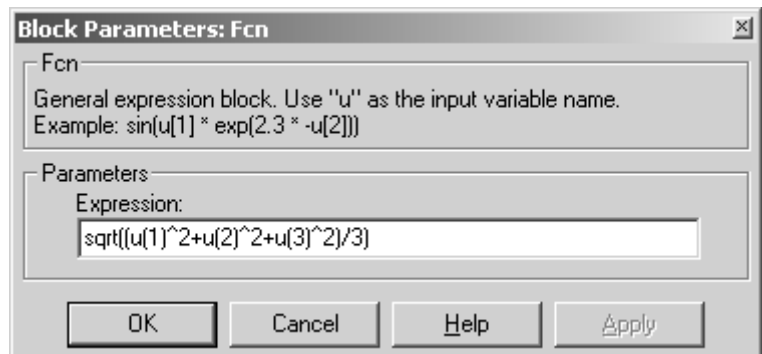


Рисунок 1.3 – Вікно параметрів блоку *Fcn*

ндується попередньо обчислити аналітично, якщо це можливо, якщо ні – використати тотожне (1.11) рівняння руху:

$$J \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{2} \omega \frac{dJ}{dt} = M - M_C, \quad (1.116)$$

і скористатися блоком *Derivative* бібліотеки *Continuous*.

Для дослідження режиму динамічного гальмування АД треба в момент початку гальмування напругу однієї з фаз статора зробити рівною нулю, а на дві інші фази подати постійні за значенням та протилежні за знаком сигнали, наприклад,

$$u_{sA} = U_{sfe.H} / 2, \quad u_{sB} = -U_{sfe.H} / 2, \quad u_{sC} = 0.$$

Це може бути зроблено за допомогою ланок *Switch* бібліотеки *Nonlinear*.

Для дослідження режиму реверса в момент початку реверса слід аналогічним чином змінити порядок чергування фаз (наприклад, з *ABC* на *ACB*), помінявши місцями відповідні сигнали фазних напруг статора.

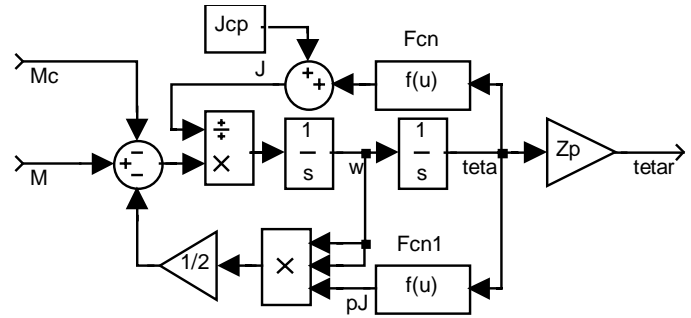


Рисунок 1.4 – Підсистема електроmechanічного перетворення енергії у випадку  $J = f(\theta)$

## 1.4 Контрольні запитання

1. Які припущення щодо АД були використані при складанні математичної моделі? Яким чином вплив відповідних факторів може бути урахований?
2. Охарактеризуйте динамічні властивості, які притаманні АД при прямому пуску.
3. Чи можна за динамічними характеристиками можна оцінити значення критичних моменту та ковзання, значення пускових моменту та струмів статора і ротора?
4. У яких випадках на практиці можуть мати місце несиметричні режими роботи АД (змінний момент навантаження або момент інерції), що були промодельовані?
5. Охарактеризуйте вплив несиметрії АД (змінного моменту навантаження або моменту інерції) на перехідні процеси. Яка степінь несиметрії (амплітуда гармонічної складової моменту навантаження або моменту інерції) є максимально допустимою з позиції зберігання працездатності системи?
6. Охарактеризуйте процеси в АД у режимах динамічного гальмування, реверсу.
7. Яким чином (за якою схемою) на практиці здійснюються прямий пуск, динамічне гальмування та реверс АД? Яке припущення відносно роботи комутаційних апаратів було використано при виконанні роботи? Як його можна урахувати?
8. Дайте рекомендації щодо областей застосування розробленої моделі.

## МОДЕЛЮВАННЯ КООРДИНАТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

## 2.1 Теоретичні відомості

Для спрощення математичного опису машин змінного струму дуже часто прибігають до еквівалентного перетворення координат, в основі якого лежить припущення про повну симетрію електричної машини, а також поняття *узагальненого вектора* [1].

Розглянемо трифазну систему координатних осей, нерухому в просторі (рис.2.1). З центра системи координат проведемо вектор струму статора  $\tilde{I}_s$  такий, що його проекції на осі  $A$ ,  $B$  та  $C$  дорівнюють миттєвим значенням струму відповідних фаз статора.

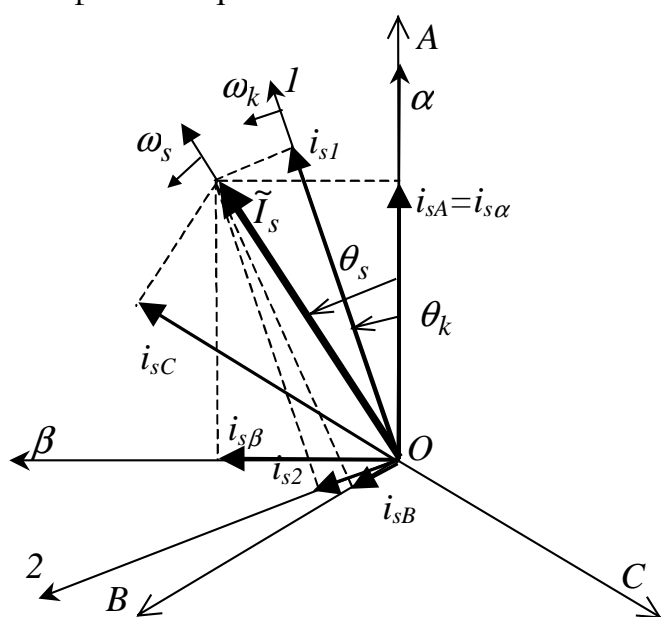


Рисунок 2.1

При обертанні вектора  $\tilde{I}_s$  з кутовою швидкістю  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  відносно фазної системи координат статора  $A, B, C$  його проекції на координатні осі будуть дорівнювати:

$$\left. \begin{aligned} i_{sA} &= I_{sfm} \sin(\theta_s); \\ i_{sB} &= I_{sfm} \sin(\theta_s - 2\pi/3); \\ i_{sC} &= I_{sfm} \sin(\theta_s + 2\pi/3), \end{aligned} \right\}$$

де  $I_{sfm}$  – амплітуда фазного струму статора,  $\theta_s$  – кут між вектором  $\tilde{I}_s$  і віссю  $A$  статора.

Таким чином, за допомогою одного вектора, який обертається, можливо представити симетричні синусоїдні сигнали усіх трьох фаз статора.

Цей вектор називають *узагальненим*. Узагальнений вектор  $\tilde{I}_s$  пов'язаний із значеннями фазних струмів виразом:

$$\tilde{I}_s = \frac{2}{3} \left( i_{sA} + \bar{a} \cdot i_{sB} + \bar{a}^2 \cdot i_{sC} \right) = \frac{2}{3} \mathbf{a} \mathbf{I}_s, \quad (2.1)$$

де  $\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1 & \bar{a} & \bar{a}^2 \end{bmatrix}$  – вектор комплексних ортів;

$$\bar{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}, \quad \bar{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$

Аналогічним чином вводяться інші узагальнені вектори електромагнітних величин – напруг, струмів, потокозчеплень – статора і ротора. В останньому випадку узагальнені вектори вводяться у трифазній системі координат  $a, b, c$  ротора.



Обертання узагальненого вектора відбувається в одній площині, тому стає зрозумілим, що трифазна система координат є надмірною, і більш доцільним є використання ортогональної двофазної системи координат.

Введемо ортогональну систему координат статора  $\alpha, \beta$  (рис.2.1), одна вісь якої (наприклад,  $\alpha$ ) співпадає з віссю  $A$  для сигналів статора, а інша ( $\beta$ ) є ортогональною до неї (поверненою кут  $90^\circ$  проти годинникової стрілки). Така система координат зветься *стаціонарною (нерухомою) ортогональною системою координат статора*, оскільки вона, як і система координат  $A, B, C$ , є нерухомою відносно статора. Для зручності проєкції електромагнітних величин на одну з осей (наприклад,  $\alpha$ ) умовно вважаються *дійсними* складовими, на іншу ( $\beta$ ) – *уявними*. Таким чином, узагальнений вектор, наприклад, струму статора у нерухомій ортогональній системі координат може бути представлений у комплексному вигляді:

$$\tilde{I}_{s\_ \alpha\beta} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = I_{s\text{fm}} (\cos \theta_s + j \sin \theta_s) = I_{s\text{fm}} e^{j\theta_s}. \quad (2.2)$$

Таким же чином може бути представлений, наприклад, узагальнений вектор струму ротора у нерухомій ортогональній системі координат ротора  $u, v$ .

У нерухомих системах координат сигнали є гармонічними і змінюються з частотами, що дорівнюють таким у природних трифазних системах координат: так, сигнали статора змінюються з кутовою частотою джерела  $\omega_s$ , а ротора – з кутовою частотою ковзання  $s\omega_s = \omega_s - \omega_r$ <sup>1</sup>.

Якщо ввести ортогональну систему координат  $1, 2$  (рис.2.1), яка обертається з довільною швидкістю  $\omega_k$  відносно нерухомої, одну з осей ( $1$ ) визначити як дійсну, а іншу ( $2$ ) – як уявну, то узагальнений вектор (2.1) можна представити у вигляді:

$$\tilde{I}_{s\_ 12} = i_{s1} + j i_{s2} = (i_{s\alpha} + j i_{s\beta}) (\cos \theta_k - j \sin \theta_k) = \tilde{I}_{s\_ \alpha\beta} e^{-j\theta_k}. \quad (2.3)$$

Легко побачити, що зворотнє перетворення виконується за формулою:

$$\tilde{I}_{s\_ \alpha\beta} = \tilde{I}_{s\_ 12} e^{j\theta_k}. \quad (2.4)$$

Таким чином, положення системи координат  $1, 2$  відносно нерухомої  $\alpha, \beta$  статора визначається кутом

$$\theta_k = \theta_{k0} + \int \omega_k dt, \quad (2.5)$$

де  $\theta_{k0}$  – початкове значення кута між системами координат. У той же час положення ротора відносно статора визначається кутом  $\theta_r$ , який визначається за (1.8). Не важко побачити, що кут, який характеризує положення системи координат  $1, 2$  відносно нерухомої  $u, v$  ротора, буде дорівнювати

$$\theta_k - \theta_r = \theta_{k0} - \theta_{r0} + \int (\omega_k - \omega_r) dt,$$

а вираз, наприклад, для вектора струму ротора у системі координат  $1, 2$  буде мати вигляд:

<sup>1</sup> Це підтверджують графіки миттєвих значень, що мають бути отримані в результаті виконання лабораторної роботи 1.

$$\tilde{I}_{r\_12} = i_{r1} + j i_{r2} = \tilde{I}_{r\_uv} e^{-j(\theta_k - \theta_r)}. \quad (2.6)$$

Викладене є справедливим також і для векторів напруг і потокозчеплень статора і ротора.

Аналізуючи (2.6), можна зробити загальний висновок про те, що для перетворення векторів від однієї довільної системи координат достатньо знати кутове положення систем координат одна відносно одної.

З викладеного витікає такий *важливий висновок*, що частота зміни початкового гармонічного (у нерухомій системі координат) сигналу обмотки, перетвореного до системи координат, що обертається відносно цієї обмотки з кутовою швидкістю  $\omega_k$ , становитиме  $\omega_s - \omega_k$  для статора, і  $\omega_s - \omega_r - \omega_k$  для ротора АД.

## 2.2 Завдання

Розробіть структурні схеми наступних перетворювачів координат:

- від нерухомої трифазної системи координат до нерухомої ортогональної (перетворювач 3→2);
- від нерухомої ортогональної системи координат до ортогональної, що обертається із кутовою швидкістю  $\omega_k$  (перетворювач 2→2);
- від ортогональної системи координат, що обертається із кутовою швидкістю  $\omega_k$ , до нерухомої ортогональної (перетворювач 2→2);
- від нерухомої ортогональної системи координат до нерухомої трифазної (перетворювач 2→3).

Складіть модель послідовного перетворення вхідного сигналу напруги статора у трифазній системі координат

$$\left. \begin{aligned} u_{sA} &= U_{sfm} \sin(\omega_s t + \phi_s); \\ u_{sB} &= U_{sfm} \sin(\omega_s t - 2\pi/3 + \phi_s); \\ u_{sC} &= U_{sfm} \sin(\omega_s t + 2\pi/3 + \phi_s). \end{aligned} \right\}$$

до обертової системи координат 1,2 і назад, використовуючи усі розроблені координатні перетворювачів. Значення  $U_{sfm}$ ,  $\omega_s$  оберіть рівними відповідним номінальним величинам із лабораторної роботи 1, значення  $\phi_s$  оберіть довільно. Значення кута  $\theta_k$  обчислюйте за (2.5), його початкове значення  $\theta_{k0}$  оберіть довільно.

Моделювання виконайте при різних законах змінювання  $\omega_k$  в функції часу:

- 1)  $\omega_k = \omega_s = const$ ;
- 2)  $\omega_k = \omega_s / N$ ;
- 3)  $\omega_k = 10N\omega_s t$ ;
- 4)  $\omega_k = 10N\omega_s \sin Nt$ ,

де  $N$  – номер вашого варіанту.

У кожному випадку впевніться у тотожності початкових і кінцевих сигналів.

У звіті навести сигнали напруг у системі координат  $A, B, C$ ,  $\alpha, \beta$ , і 1,2, а також частоти обертання  $\omega_s$  і  $\omega_k$  в функції часу.

## 2.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

На практиці найбільш поширеним є саме двоступінчате перетворення координат у кожному напрямку. Формули координатних перетворень можуть бути отримані із аналізу рис.2.1.

Так, перетворення 3→2 може бути виконано за формулами:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= u_{sA}; \\ u_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(u_{sB} - u_{sC}). \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

Перетворення 2→2:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= u_{s\alpha} \cos \theta_k + u_{s\beta} \sin \theta_k; \\ u_{s2} &= -u_{s\alpha} \sin \theta_k + u_{s\beta} \cos \theta_k. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Зворотне перетворення 2→2:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= u_{s1} \cos \theta_k - u_{s2} \sin \theta_k; \\ u_{s\beta} &= u_{s1} \sin \theta_k + u_{s2} \cos \theta_k. \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

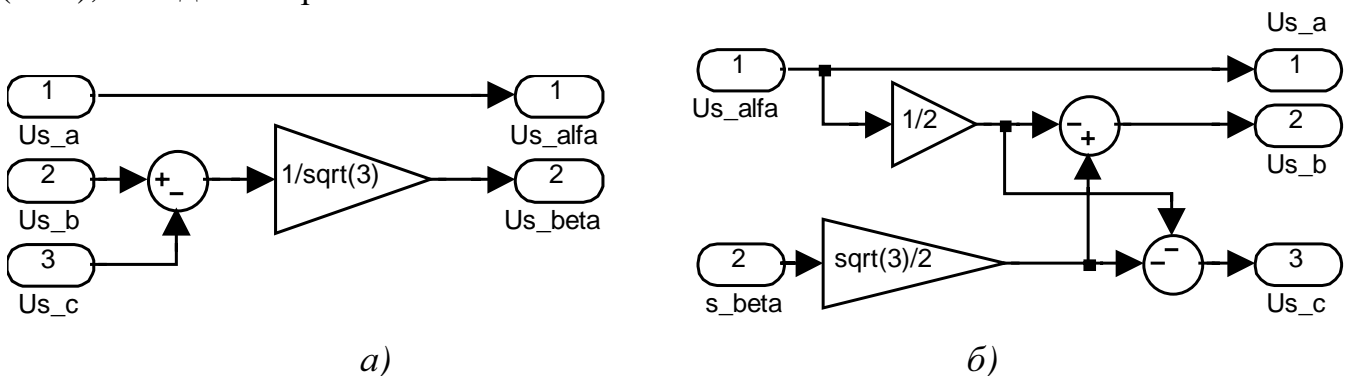
Перетворення 2→3:

$$\left. \begin{aligned} u_{sA} &= u_{s\alpha}; \\ u_{sB} &= -\frac{1}{2}u_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta}; \\ u_{sC} &= -\frac{1}{2}u_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{s\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Для перетворення сигналів ротора у формулах (2.8) і (2.9) замість кута  $\theta_k$  використовують кут  $\theta_k - \theta_r$ , де  $\theta_r$  – кут між осями фаз А статора і  $a$  ротора.

При моделюванні можливі різні підходи до складання структурних схем координатних перетворювачів: матричне перетворення, перетворення комплексних величин і безпосереднє обчислення за (2.7) – (2.10). Саме останній підхід найчастіше реалізується у реальних САК.

Структурні схеми перетворювачів координат, складені за формулами (2.7) – (2.10), наведені на рис.2.2.



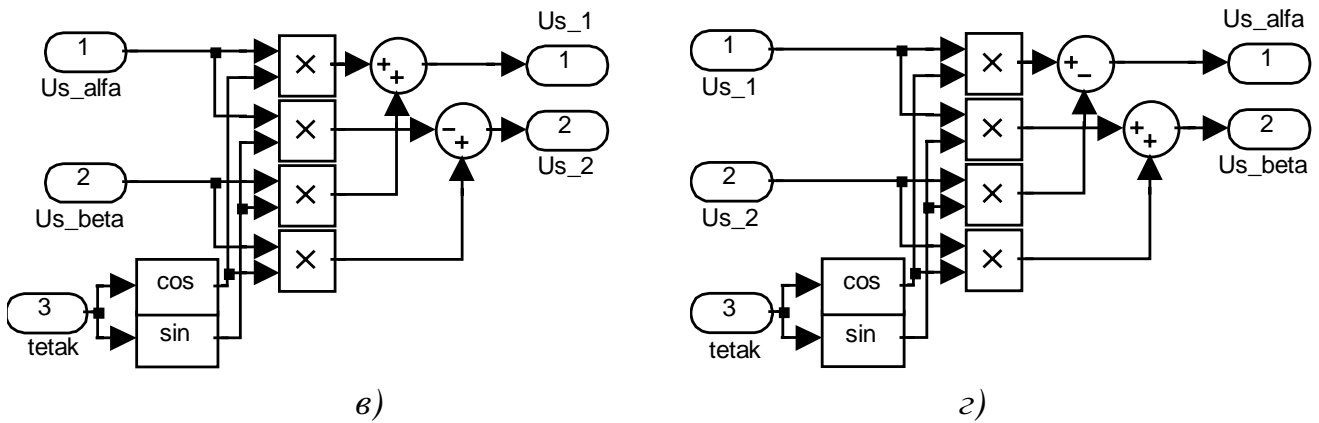


Рисунок 2.2 – Структурні схеми координатних перетворювачів:  
 а – 3 → 2; б – 2 → 3; в – 2 → 2; г – 2 → 2 (зворотній)

## 2.4 Контрольні запитання

1. Дайте визначення поняттю “узагальнений вектор”.
2. У чому складається сутність координатних перетворень?
3. Як відрізняються сигнали у системі координат  $\alpha, \beta$  від відповідних їм сигналів у системі координат  $A, B, C$ ?
4. Охарактеризуйте залежності сигналів у системі координат  $1, 2$ , в функції часу у кожному випадку. Доведіть правильність отриманих результатів, використовуючи рис.2.1.

## Лабораторна робота № 3

### МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ В ОРТОГОНАЛЬНІЙ СИСТЕМІ КООРДИНАТ

#### 3.1 Теоретичні відомості

Метою моделювання АД в ортогональних двофазних координатах є створення моделі АД, еквівалентної за своїми основними властивостями об'єкту і його моделі у фазних координатах, котра у той же час є більш простою, і тому більш зручною у моделюванні і придатною до синтезу ефективних алгоритмів управління АД.

Якщо ДР електричної рівноваги кіл статора та ротора АД (1.1) за умови його симетрії записати у розгорнутому вигляді (отримаємо 6 скалярних рівнянь), потім перше і четверте рівняння помножити на  $2/3$ , друге і п'яте – на  $2/3 \cdot \bar{a}$ , третє і шосте – на  $2/3 \cdot \bar{a}^2$ , а потім окремо скласти три перших і три останніх рівняння, з урахуванням (2.1) отримаємо систему двох векторних ДР:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= R_s \tilde{I}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_s}{dt}; \\ \tilde{U}_r &= R_r \tilde{I}_r + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Оскільки рівняння (1.1) записані у природних координатних осях статора  $A, B, C$  і ротора  $a, b, c$ , рівняння (3.1) записані у відповідних нерухомих відносно статора  $\alpha, \beta$  і ротора  $u, v$  координатних системах. Для того, щоб ці рівняння можливо було рішити разом, їх треба записати в одній системі координат  $1, 2$ , кутове положення якої відносно статора характеризується довільним кутом  $\theta_k$ , а відносно ротора – кутом  $\theta_k - \theta_r$ .

Таким чином, усі вектори необхідно записати у новій системі координат. Для цього, відповідно до (2.3) і (2.6) слід перше рівняння (3.1) помножити на  $e^{-j\theta_k}$ , а друге – на  $e^{-j(\theta_k - \theta_r)}$ . В результаті можна отримати рівняння балансу напруг статора і ротора *еквівалентної двофазної асинхронної машини* в системі координат, що обертається відносно стаціонарної системи координат статора з довільною кутовою швидкістю  $\omega_k$ :

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= R_s \tilde{I}_s + \frac{d\tilde{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \tilde{\Psi}_s; \\ \tilde{U}_r &= R_r \tilde{I}_r + \frac{d\tilde{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega_r) \tilde{\Psi}_r, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

де  $j\omega_k \tilde{\Psi}_s$  і  $j\omega_k \tilde{\Psi}_r$  – ЕРС обертання в рівняннях для відповідних обмоток, які пропорційні швидкості обертання  $\omega_k$ ;

–  $j\omega_r \tilde{\Psi}_r$  – ЕРС обертання ротора, яка пропорційна приведеній кутовій швидкості ротора відносно електромагнітного поля статора  $\omega_r$ .

Для рішення системи ДР (3.2) недостає рівнянь, які б зв'язували між собою значення струмів та потокозчеплень. Вказані рівняння можна отримати, якщо підставити в (1.9) значення косинусів кутів у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_r &= \frac{e^{j\theta_r} + e^{-j\theta_r}}{2}; \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) &= \frac{e^{j\theta_r} \bar{a} + e^{-j\theta_r} \bar{a}^{-2}}{2}; \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) &= \frac{e^{j\theta_r} \bar{a}^{-2} + e^{-j\theta_r} \bar{a}}{2} \end{aligned} \right\}$$

з подальшою підстановкою (1.9) у (1.2) з урахуванням (2.1):

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\Psi}_s &= L_s \tilde{I}_s + L_m \tilde{I}_r; \\ \tilde{\Psi}_r &= L_m \tilde{I}_s + L_r \tilde{I}_r, \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

де  $L_s = L_m + L_{s\sigma}$ ,  $L_r = L_m + L_{r\sigma}$  – повні індуктивності відповідно фаз статора і ротора еквівалентної двофазної машини.

Крім того, для еквівалентної машини справедливим є співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\Psi}_s &= \tilde{\Psi}_m + L_{s\sigma} \tilde{I}_s; \\ \tilde{\Psi}_r &= \tilde{\Psi}_m + L_{r\sigma} \tilde{I}_r, \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

де  $\tilde{\Psi}_m = L_m \tilde{I}_m$  – вектор потокозчеплення від головного магнітного потоку (потокозчеплення у повітряному зазорі);

$\tilde{I}_m = \tilde{I}_s + \tilde{I}_r$  – вектор струму намагнічування;

Рівняння (3.2) – (3.4) мають назву *рівнянь Парка–Горєва*, і перетворення, за допомогою яких вони отримані – *перетворенням Парка–Горєва* [1, 4].

Електромагнітний момент еквівалентної машини обчислюється за формулами [1]:

$$M = \frac{3}{2} z_p \operatorname{Im}[\tilde{\Psi}_s^* \cdot \tilde{I}_s], \quad (3.5)$$

або

$$M = \frac{3}{2} z_p \operatorname{Im}[\tilde{\Psi}_r \cdot \tilde{I}_r^*]. \quad (3.5a)$$

Використовуючи (3.3), (3.4), із рівнянь (3.5), (3.5a) електромагнітний момент можна виразити через будь-які вектори.

Розглянуті рівняння (3.2) – (3.4), доповнені одним з рівнянь обчислення електромагнітного моменту та рівнянням руху, представляють собою математичний опис узагальненої асинхронної машини в ортогональній системі координат, яка обертається відносно нерухомої з довільною кутовою швидкістю  $\omega_k$ . Слід підкреслити, що тут усі електромагнітні величини (як статора, так і ротора) представлені у одній і тій же системі координат, тому характер їх змінювання аналогічний.

При будь-якій швидкості обертання системи координат модель дозволяє досліджувати процеси при пуску (гальмуванні) двигуна, накиді (скиді) навантаження, а також отримати динамічні і статичні характеристики двигуна.

При математичному моделюванні асинхронних машин та при проектуванні систем ЕП на їх основі використовуються ортогональні системи координат, які відрізняються одна від одної частотою обертання відносно нерухомої статора. Окремо виділяють *орієнтовані* системи координат, коли одна з осей системи координат суміщається із просторовим положенням одного з векторів електромагнітних величин (який називають *базисом* або *опорним вектором*); принципово базисом може бути будь-який з векторів напруг, потокозчеплень та струмів статора, ротора та намагнічування відповідно (тобто  $\tilde{U}_s, \tilde{U}_m, \tilde{U}_r, \tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_m, \tilde{\Psi}_r, \tilde{I}_s, \tilde{I}_m$  або  $\tilde{I}_r$ ).

Так, швидкість обертання системи координат може, між іншим, дорівнювати:

- $\omega_k = 0$  – система координат  $\alpha, \beta$ , нерухома відносно статора;
- $\omega_k = \omega_r$  – система координат  $u, v$ , нерухома відносно ротора;
- $\omega_k = \omega_s$  – синхронна система координат  $x, y$ , що обертається зі швидкістю узагальненого вектора величини статора, що визначає живлення машини.

Стаціонарна система координат статора  $\alpha, \beta$  і ротора  $u, v$  є найбільш близькими до моделі АД у фазних координатах, тому використовуються як альтернатива моделі у фазних координатах, маючи таку основну перевагу, як більша простота, при аналізі миттєвих значень електромагнітних величин відповідно статора і ротора.

Синхронна система координат  $x, y$  більше спрямована на аналіз амплітудних (або ефективних) значень електромагнітних величин статора і ротора в системах скалярного (параметричного, частотного) управління АД.

Орієнтовані системи координат використовуються, як правило, за необхідності організації векторного управління за певною електромагнітною відповідною величиною АД. Слід також відзначити, що за умови  $\omega_k = \omega_s$  система координат вже буде непрямо орієнтованою за векторами, що визначають живлення АД (вектори напруги статора та ротора).

Сучасні засоби математичного моделювання, зокрема MATLAB, в принципі, дозволяють виконати безпосереднє математичне моделювання за рівняннями Парка-Горєва. Проте використання таких математичних моделей АД має рацію лише при дослідженні режимів роботи власно двигуна (в окремих випадках – простіших систем управління), але при проектуванні, синтезі і аналізі САК асинхронним ЕП не є доцільним, тому що не узгоджується із сучасними алгоритмами управління.

Тому найчастіше використовується перетворення рівнянь Парка-Горєва до вигляду, зручного при моделюванні, при якому усі вектори представляються у вигляді сум їхніх дійсних і уявних складових, як у (2.2). Наприклад, вектор напруги статора слід представити у вигляді:

$$\tilde{U}_s = u_{s1} + ju_{s2}, \quad (3.6)$$

Аналогічні вирази для струмів і потокозчеплень мають бути підставлені у (3.2) – (3.4), які після відокремлення рівнянь для дійсних і уявних складових векторів набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= R_s i_{s1} + p\psi_{s1} - \omega_k \psi_{s2}; \\ u_{s2} &= R_s i_{s2} + p\psi_{s2} + \omega_k \psi_{s1}; \\ u_{r1} &= R_r i_{r1} + p\psi_{r1} - (\omega_k - \omega_r)\psi_{r2}; \\ u_{r2} &= R_r i_{r2} + p\psi_{r2} + (\omega_k - \omega_r)\psi_{r1}; \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s1} &= L_s i_{s1} + L_m i_{r1}; & \psi_{s2} &= L_s i_{s2} + L_m i_{r2}; \\ \psi_{r1} &= L_m i_{s1} + L_r i_{r1}; & \psi_{r2} &= L_m i_{s2} + L_r i_{r2}; \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s1} &= \psi_{m1} + L_s \sigma i_{s1}; & \psi_{s2} &= \psi_{m2} + L_s \sigma i_{s2}; \\ \psi_{r1} &= \psi_{m1} + L_r \sigma i_{r1}; & \psi_{r2} &= \psi_{m2} + L_r \sigma i_{r2}; \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

де  $p = d/dt$  – символ диференціювання.

Із (3.5), (3.5а) з урахуванням (3.8), (3.9) можуть бути отримані декілька рівнянь електромагнітного моменту (табл.3.1), де позначено:

$$k_s = \frac{L_m}{L_s} = \frac{1}{1 + \sigma_s}, \quad k_r = \frac{L_m}{L_r} = \frac{1}{1 + \sigma_r} \quad \text{– коефіцієнти електромагнітного зв'язку від-}$$

повідно статора і ротора.

Рівняння руху (1.1а) представимо у вигляді:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{z_p}{J}(M - M_C). \quad (3.10)$$

Рівняння (3.7) – (3.10) та будь-яке з рівнянь табл.3.1 представляють собою узагальнений математичний опис асинхронної машини, записаний через складові узагальнених векторів, і дозволяють досліджувати режими роботи АД від ідеалізованого джерела напруги. Тому відповідна структурна модель має назву *напругової*, оскільки у склад керуючих сигналів входять складові напруг статора (і ротора).

Рівняння (3.7) – (3.10) можуть бути використані безпосередньо для побудови структурної схеми АД, котра характеризуватиметься певною громіздкістю. Тим не менш вона може бути використана при дослідженні режимів роботи власно АД. Завдання частоти обертання системи координат може бути виконано явно (наприклад,  $\omega_k = \omega_s$ ).

Сигнали складових електромагнітних величин статора і ротора (котрі тепер представлені в одній системі координат, що обертається *відносно статора*) матимуть ту ж саму амплітуду, що і у фазних координатах, і кутову частоту, що дорівнює  $\omega_s - \omega_k$ . Проте використання цього факту при завданні сигналів напруги є ефективним, лише коли  $\omega_s - \omega_k = const$ , в інших випадках, у зв'язку із особливістю гармонічних функцій типу  $\sin[\omega_s(t)t + \phi]$  таке завдання не буде адекватним.

В загальному випадку для завдання сигналів напруги статора слід скористатися формулами перетворення координат (2.7), (2.8).

При проектуванні САК і аналізі режимів її роботи є зручнішим інше представлення математичного опису АД у вигляді таблиці.

Рівняння табл.3.1 свідчать про те, що сигнал електромагнітного моменту є функцією лише двох змінних. Таким чином, рівняння (3.7) після послідовного виключення змінних за допомогою (3.8), (3.9) можуть бути приведені до вигляду, в якому будуть фігурувати складові двох векторів. Ці вектори визначають *структуру моделі* двигуна, і їх складові беруть участь у формуванні електромагнітного моменту. Обрання векторів, що визначають структуру моделі, слід виконувати, виходячи з необхідності регулювання та (або) дослідження відповідних величин.

Слід відзначити, що, в принципі, модель АД може бути складена так, що там будуть фігурувати складові лише одного вектора, і навіть так, що сигнал електромагнітного моменту буде визначатись лише за відомим вхідними сигналами складових напруги статора, але з оглядом на суттєву не лінійність АД така структура не зможе бути використана для синтезу високодинамічних систем асинхронного ЕП і вирішення задачі сукупного управління електромагнітним моментом і швидкістю АД [5].

Виходячи з цього, структура моделі може бути визначена будь-якою з комбінацій векторів струмів і потокозчеплень, крім комбінації  $\tilde{I}_m, \tilde{\Psi}_m$ , оскільки ці змінні є лінійно залежними (табл.3.1). Серед інших найбільш поширеними є такі структури моделей (комбінації векторів у кожному випадку перераховані в порядку зменшення розповсюдженості використання), які використовуються при проектуванні і дослідженні певних систем управління:



Таблиця 3.1 – Вирази електромагнітного моменту

$M = \frac{3}{2} z_p \times$	$\tilde{I}_s$	$\tilde{I}_m$	$\tilde{I}_r$	$\tilde{\Psi}_s$	$\tilde{\Psi}_m$	$\tilde{\Psi}_r$
$\tilde{I}_s$	–	$L_m(i_{m1}i_{s2} - i_{m2}i_{s1})$	$L_m(i_{s2}i_{r1} - i_{s1}i_{r2})$	$\psi_{s1}i_{s2} - \psi_{s2}i_{s1}$	$\psi_{m1}i_{s2} - \psi_{m2}i_{s1}$	$k_r(\psi_{r1}i_{s2} - \psi_{r2}i_{s1})$
$\tilde{I}_m$	–	–	$L_m(i_{m2}i_{r1} - i_{m1}i_{r2})$	$\frac{1}{\sigma_s}(\psi_{s2}i_{m1} - \psi_{s1}i_{m2})$	–	$\frac{1}{\sigma_r}(\psi_{r1}i_{m2} - \psi_{r2}i_{m1})$
$\tilde{I}_r$	–	–	–	$k_s(\psi_{s2}i_{r1} - \psi_{s1}i_{r2})$	$\psi_{m2}i_{r1} - \psi_{m1}i_{r2}$	$\psi_{r2}i_{r1} - \psi_{r1}i_{r2}$
$\tilde{\Psi}_s$	–	–	–	–	$\frac{1}{L_s\sigma}(\psi_{s2}\psi_{m1} - \psi_{s1}\psi_{m2})$	$\frac{k_r}{\sigma L_s}(\psi_{s2}\psi_{r1} - \psi_{s1}\psi_{r2})$
$\tilde{\Psi}_m$	–	–	–	–	–	$\frac{1}{L_r\sigma}(\psi_{r1}\psi_{m2} - \psi_{r2}\psi_{m1})$
$\tilde{\Psi}_r$	–	–	–	–	–	–

$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$  або  $\tilde{I}_s, \tilde{I}_r$  – використовується при дослідженні власно АД, можливо, з простою системою керування; перший варіант структури дозволяє побудувати найефективнішу (з позиції відсутності алгебраїчних петель і малої тривалості чисельних обчислень) модель АД;

$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$ , або  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$ , або  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_m$ , або  $\tilde{I}_s, \tilde{I}_m$  – використовуються в системах скалярного і векторного управління АД з боку статора;

$\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_s$ , або  $\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_r$ , або  $\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_m$ , або  $\tilde{I}_r, \tilde{I}_m$  – використовуються в системах скалярного і векторного управління АД з боку ротора.

Структури  $\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_m; \tilde{\Psi}_r, \tilde{\Psi}_m; \tilde{I}_m, \tilde{\Psi}_r; \tilde{I}_m, \tilde{\Psi}_s$  використовуються в дуже обмеженому числі випадків.

Перелічені структури моделей можуть бути використанні у випадку, коли частота обертання системи координат  $\omega_k$  задається явно. У випадках, коли система координат є орієнтованою (крім випадків, коли базисом є вектор величини, що відповідає живленню, тобто, напруги статора або ротора), таке представлення моделі є обов'язковим. Система координат в цьому випадку орієнтується за одним з векторів, що визначають структуру моделі.

Рівняння балансу напруг моделі, що відповідають певній структурі, слід проаналізувати на можливість їх чисельного рішення (на відсутність алгебраїчних петель), якщо це потрібно, провести декотрі еквівалентні перетворення [4, 6] з метою виключення зайвих операцій інтегрування.

У випадку заданої  $\omega_k$  наступне перетворення рівнянь балансу напруг припиняється. У випадку орієнтованої системи координат спочатку задається умова обертання системи координат, яка представляє собою значення складових вектора, за яким виконується орієнтація, виражені у долях його амплітуди<sup>1</sup>. Якщо орієнтація виконується не за векторами напруги статора або ротора, умова обертання має бути підставленою в рівняння балансу напруг, після чого три з них будуть рівняннями електромагнітних кіл двигуна у складових, а одне – умовою точної орієнтації – вираженням частоти обертання системи координат через складові електромагнітних величин.

Отримані кінцеві рівняння електромагнітних кіл доповнюються одним з рівнянь обчислення електромагнітного моменту (з урахуванням умови обертання) та рівнянням руху, і на основі усіх рівнянь складається структурна схема АД.

## 3.2 Завдання

Складіть структурну схему та промодельуйте асинхронний двигун з короткозамкненим ротором в ортогональній системі координат, що обертається із заданою частотою  $\omega_k$ , в умовах живлення від ідеального джерела номінальної синусоїдної напруги. Параметри двигунів візьміть з табл.1.1.

<sup>1</sup> Дійсно, в цьому випадку система координат обертається синхронно з певним вектором струму або потокозчеплення, і тому проекції цього вектора на координатні вісі є постійними величинами, які і задаються в умові обертання.

Отримайте графіки перехідних процесів при прямому пуску АД, накиді та скиді номінального навантаження. Моделювання виконайте для трьох випадків:

- 1)  $\omega_k = 0$ ; 2)  $\omega_k = \omega_s$ ; 3)  $\omega_k = \omega_r$ .

Розробіть структурну схему АД за певною структурою (табл.3.2). Повторіть моделювання вказаних режимів роботи за допомогою розробленої моделі для вказаних трьох значень частоти обертання системи координат.

Виконайте орієнтування системи координат за вказаним вектором (табл.3.2). Повторіть моделювання вказаних режимів роботи за допомогою моделі в орієнтованій системі координат.

В усіх випадках отримуйте:

- залежності амплітудних (або ефективних) значень електромагнітних величин, що можуть бути отримані із моделі безпосередньо, а також електромагнітного моменту та частоти обертання ротора АД в функції часу;
- залежності миттєвих значень складових електромагнітних величин в функції часу;
- залежності амплітудних (ефективних) значень струмів, потокозчеплень, залежності електромагнітного моменту в функції частоти обертання (динамічні характеристики).

Порівняйте отримані графіки з відповідними результатами лабораторної роботи № 1.

Таблиця 3.2 – Структура і базис для розробки моделі АД

№ вар.	Структура моделі	Базис орієнтації
1, 2	$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$	$\tilde{\Psi}_s$
3, 4		$\tilde{\Psi}_r$
5, 6	$\tilde{I}_s, \tilde{I}_r$	$\tilde{I}_s$
7, 8		$\tilde{I}_r$
9, 10	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$	$\tilde{\Psi}_s$
11, 12	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$	$\tilde{\Psi}_r$
13, 14	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_m$	$\tilde{\Psi}_m$
15, 16	$\tilde{I}_s, \tilde{I}_m$	$\tilde{I}_m$
17, 18	$\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_s$	$\tilde{\Psi}_s$
19, 20	$\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_r$	$\tilde{\Psi}_r$
21, 22	$\tilde{I}_r, \tilde{\Psi}_m$	$\tilde{\Psi}_m$
23, 24	$\tilde{I}_r, \tilde{I}_m$	$\tilde{I}_m$

### 3.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Структурна схема АД, яка може бути побудована за рівняннями (3.7) – (3.10), наведена на рис.3.1. Завдання сигналів напруг статора слід задавати за допомогою координатного перетворювача, що зображений на рис.2.2в. При цьому сигнали напруг статора у системі координат  $\alpha, \beta$  слід задати у відповідності до залежностей:

$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= U_{sfm.H} \sin(\omega_s.Ht + \phi_s); \\ u_{s\beta} &= U_{sfm.H} \sin(\omega_s.Ht - \pi/2 + \phi_s), \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

де значення фазового кута  $\phi_s$  напруги статора обирається довільно.

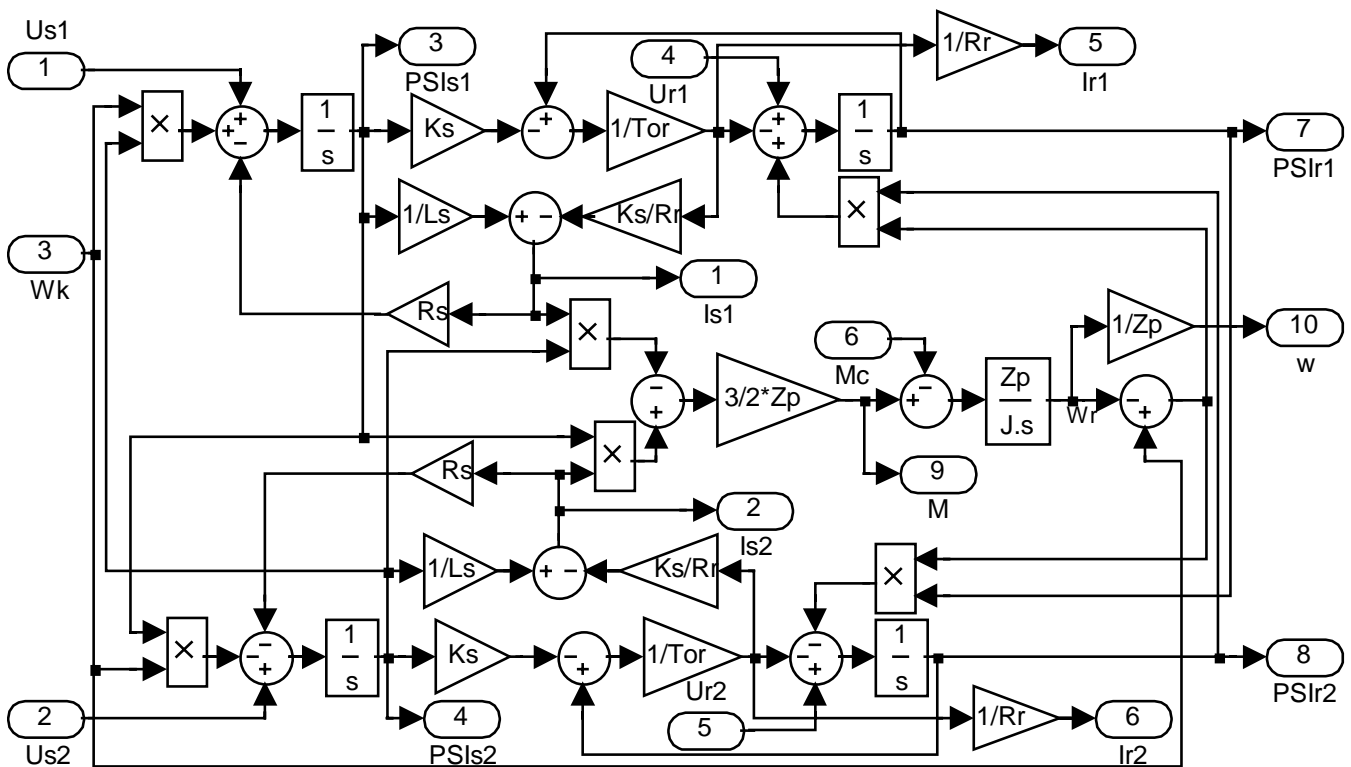


Рисунок 3.1 – Повна структурна схема АД у довільній системі координат

Розглянемо найбільш розповсюджені структури моделей АД.

Структура  $\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$  отримується шляхом розв'язання (3.8) відносно складових струмів статора і ротора:

$$\left. \begin{aligned} i_{s1} &= (\sigma L_s)^{-1}(\psi_{s1} - k_r \psi_{r1}); & i_{s2} &= (\sigma L_s)^{-1}(\psi_{s2} - k_r \psi_{r2}); \\ i_{r1} &= (\sigma L_r)^{-1}(\psi_{r1} - k_s \psi_{s1}); & i_{r2} &= (\sigma L_r)^{-1}(\psi_{r2} - k_s \psi_{s2}), \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

де  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = 1 - k_s k_r = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)}$  – коефіцієнт розсіяння за Блонделем,

який є надзвичайно важливим параметром, котрий характеризує електромагнітні властивості двигуна. При проектуванні машини величина цього параметра визнача-

ється перш за все вибором форми клітки та повітряного зазору. Нормальні значення  $\sigma$  сягають від 0.05 до 0.2 [7]. Коефіцієнти магнітних зв'язків статора  $k_s$  і ротора  $k_r$ , для більшості машин мають значення 0.9÷0.97 [8].

Після підстановки (3.12) у (3.7) отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= T_{\sigma s}^{-1} \psi_{s1} - k_r T_{\sigma s}^{-1} \psi_{r1} + p \psi_{s1} - \omega_k \psi_{s2}; \\ u_{s2} &= T_{\sigma s}^{-1} \psi_{s2} - k_r T_{\sigma s}^{-1} \psi_{r2} + p \psi_{s2} + \omega_k \psi_{s1}; \\ u_{r1} &= T_{\sigma r}^{-1} \psi_{r1} - k_s T_{\sigma r}^{-1} \psi_{s1} + p \psi_{r1} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{r2}; \\ u_{r2} &= T_{\sigma r}^{-1} \psi_{r2} - k_s T_{\sigma r}^{-1} \psi_{s2} + p \psi_{r2} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{r1}, \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

де  $T_{\sigma s} = \sigma L_s / R_s$ ,  $T_{\sigma r} = \sigma L_r / R_r$  – електромагнітні сталі часу відповідно статора і ротора з урахуванням розсіяння.

Доповнивши (3.13) рівняннями моменту (табл.3.1) та руху (3.10), можна побудувати структурну схему АД (рис.3.2).

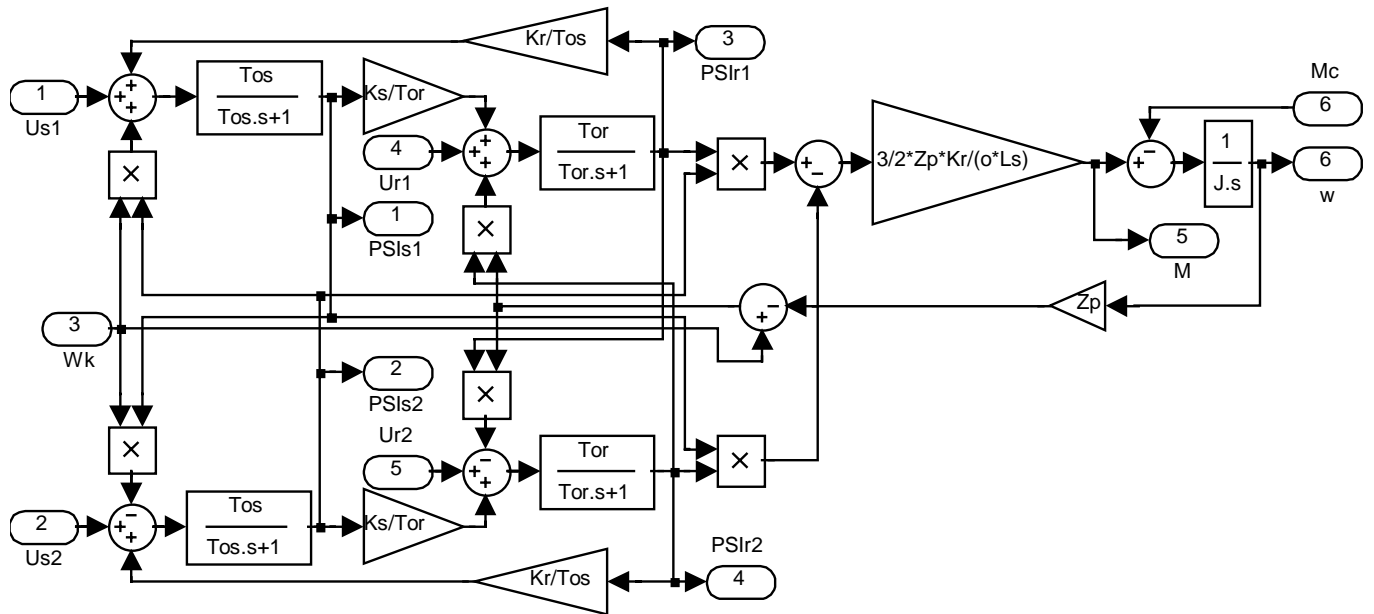


Рисунок 3.2 – Структурна схема АД у відповідності до структури  $\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$

Якщо існує необхідність дослідження струмів статора і (або) ротора, то модель (рис.3.2) можна доповнити блоком, складеним за рівняннями (3.12) (рис.3.3). Оскільки рівняння (3.8), що виражають взаємозв'язок між потокозчепленнями та струмами, не залежать від швидкості обертання системи координат, то блок рис.3.3 може бути використаний для обчислення сигналів струмів у будь-якій ортогональній системі координат.

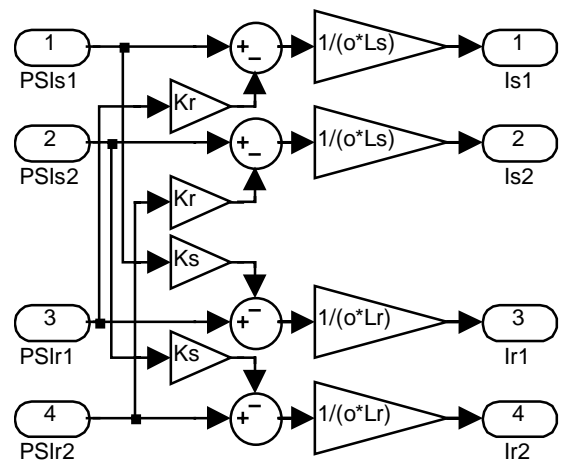


Рисунок 3.3

**Структура**  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$  отримується шляхом вираження з рівнянь (3.8) сигналів складових струму та потокозчеплення ротора:

$$\left. \begin{aligned} i_{r1} &= L_m^{-1} \psi_{s1} - k_s^{-1} i_{s1}; & i_{r2} &= L_m^{-1} \psi_{s2} - k_s^{-1} i_{s2}; \\ \psi_{r1} &= k_r^{-1} (\psi_{s1} - \sigma L_s i_{s1}); & \psi_{r2} &= k_r^{-1} (\psi_{s2} - \sigma L_s i_{s2}) \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

з подальшою підстановкою (3.14) у (3.7). В результаті можна отримати:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= R_s i_{s1} + p \psi_{s1} - \omega_k \psi_{s2}; \\ u_{s2} &= R_s i_{s2} + p \psi_{s2} + \omega_k \psi_{s1}; \\ u_{r1} &= R_r L_m^{-1} \psi_{s1} - R_r k_s^{-1} i_{s1} + k_r^{-1} p \psi_{s1} - \sigma L_s k_r^{-1} p i_{s1} - \\ &\quad k_r^{-1} (\omega_k - \omega_r) (\psi_{s2} - \sigma L_s i_{s2}); \\ u_{r2} &= R_r L_m^{-1} \psi_{s2} - R_r k_s^{-1} i_{s2} + k_r^{-1} p \psi_{s2} - \sigma L_s k_r^{-1} p i_{s2} + \\ &\quad k_r^{-1} (\omega_k - \omega_r) (\psi_{s1} - \sigma L_s i_{s1}). \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

Рівняння балансу напруги ротора у (3.15) містять по дві похідних від сигналів складових, і тому не можуть бути використанні для побудування структурної схеми моделі. Тому слід провести такі перетворення, щоб у третьому і четвертому рівняннях зникли похідні від складових потокозчеплення статора. Це можна виконати, якщо від першого та другого рівнянь (3.15) відняти відповідно третє і четверте рівняння (3.16), помножені на  $k_r$ . В результаті рівняння рівноваги напруг статора та ротора можна привести до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= R_s i_{s1} + p \psi_{s1} - \omega_k \psi_{s2}; \\ u_{s2} &= R_s i_{s2} + p \psi_{s2} + \omega_k \psi_{s1}; \\ u_{s1} - k_r u_{r1} &= (R_s + L_s T_r^{-1}) i_{s1} - T_r^{-1} \psi_{s1} + \sigma L_s p i_{s1} - \omega_r \psi_{s2} - \\ &\quad (\omega_k - \omega_r) \sigma L_s i_{s2}; \\ u_{s2} - k_r u_{r2} &= (R_s + L_s T_r^{-1}) i_{s2} - T_r^{-1} \psi_{s2} + \sigma L_s p i_{s2} + \omega_r \psi_{s1} + \\ &\quad (\omega_k - \omega_r) \sigma L_s i_{s1}, \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

де  $T_r = L_r / R_r$  – електромагнітна стала часу ротора.

Доповнюючи (3.16) відповідним рівнянням електромагнітного моменту (табл.3.1) та рівнянням руху (3.10), можна побудувати структурну схему АД (рис.3.4). На схемі позначено:

$$T_{sl} = \frac{\sigma L_s}{R_s + L_s T_r^{-1}} \text{ – еквівалентна електромагнітна стала часу статора АД.}$$

Аналогічно до попереднього випадку, у моделі за необхідності може бути передбачений блок обчислення складових струму та потокозчеплення ротора, складений за (3.14).

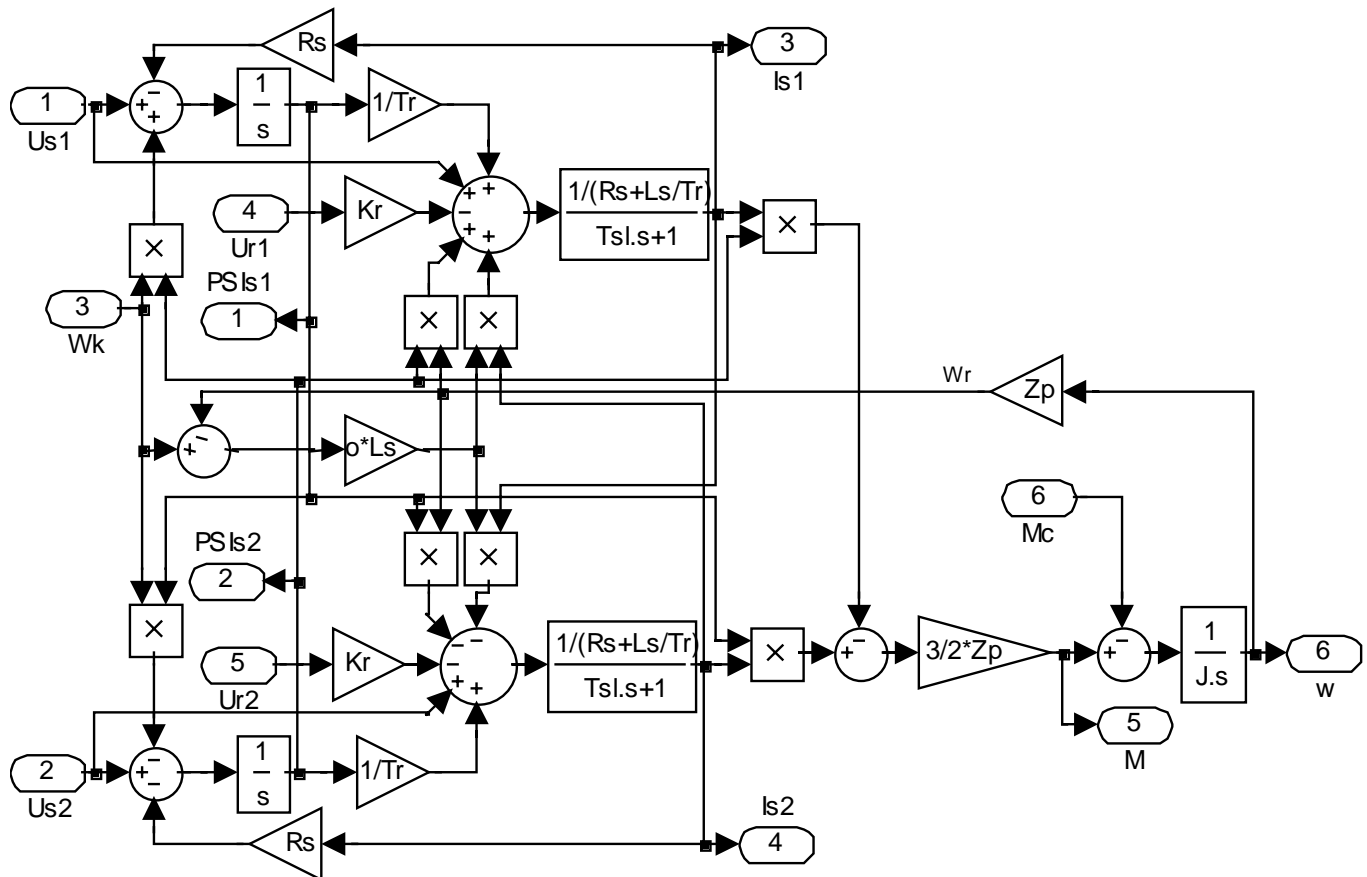


Рисунок 3.4 – Структурна схема АД у відповідності до структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$

Структура  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$  отримується шляхом вираження із (3.8) струму ротора і потокозчеплення статора:

$$\left. \begin{aligned} i_{r1} &= L_r^{-1} \psi_{r1} - k_r i_{s1}; & i_{r2} &= L_r^{-1} \psi_{r2} - k_r i_{s2}; \\ \psi_{s1} &= k_r \psi_{r1} + \sigma L_s i_{s1}; & \psi_{s2} &= k_r \psi_{r2} + \sigma L_s i_{s2} \end{aligned} \right\} \quad (3.17)$$

і підставлення (3.17) у (3.7):

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} &= R_s i_{s1} + k_r p \psi_{r1} + \sigma L_s p i_{s1} - k_r \omega_k \psi_{r2} + \sigma L_s \omega_k i_{s2}; \\ u_{s2} &= R_s i_{s2} + k_r p \psi_{r2} + \sigma L_s p i_{s2} + k_r \omega_k \psi_{r1} + \sigma L_s \omega_k i_{s1}; \\ u_{r1} &= T_r^{-1} \psi_{r1} - k_r R_r i_{s1} + p \psi_{r1} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{r2}; \\ u_{r2} &= T_r^{-1} \psi_{r2} - k_r R_r i_{s2} + p \psi_{r2} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{r1}. \end{aligned} \right\} \quad (3.18)$$

Рівняння балансу напруги статора у (3.18) містять по дві похідних від сигналів складових. Виконаємо перетворення, віднявши від першого та другого рівнянь (3.18) відповідно третє і четверте, помножені на  $k_r$ . В результаті рівняння рівноваги напруг статора та ротора можна привести до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} u_{s1} - k_r u_{r1} &= R_l i_{s1} + \sigma L_s p i_{s1} + \sigma L_s \omega_k i_{s2} - k_r T_r^{-1} \psi_{r1} - k_r \omega_r \psi_{r2}; \\ u_{s2} - k_r u_{r2} &= R_l i_{s2} + \sigma L_s p i_{s2} + \sigma L_s \omega_k i_{s1} - k_r T_r^{-1} \psi_{r2} + k_r \omega_r \psi_{r1}; \\ u_{r1} &= T_r^{-1} \psi_{r1} - k_r R_r i_{s1} + p \psi_{r1} - (\omega_k - \omega_r) \psi_{r2}; \\ u_{r2} &= T_r^{-1} \psi_{r2} - k_r R_r i_{s2} + p \psi_{r2} + (\omega_k - \omega_r) \psi_{r1}, \end{aligned} \right\} \quad (3.19)$$

де  $R_l = R_s + k_r^2 R_r$  – еквівалентний активний опір двигуна.

Доповнюючи (3.19) відповідним рівнянням електромагнітного моменту (табл.3.1) і рівнянням руху (3.10), можна побудувати структурну схему АД (рис.3.5). На схемі позначено:

$T_l = \sigma L_s / R_l$  – еквівалентна електромагнітна стала часу статора АД.

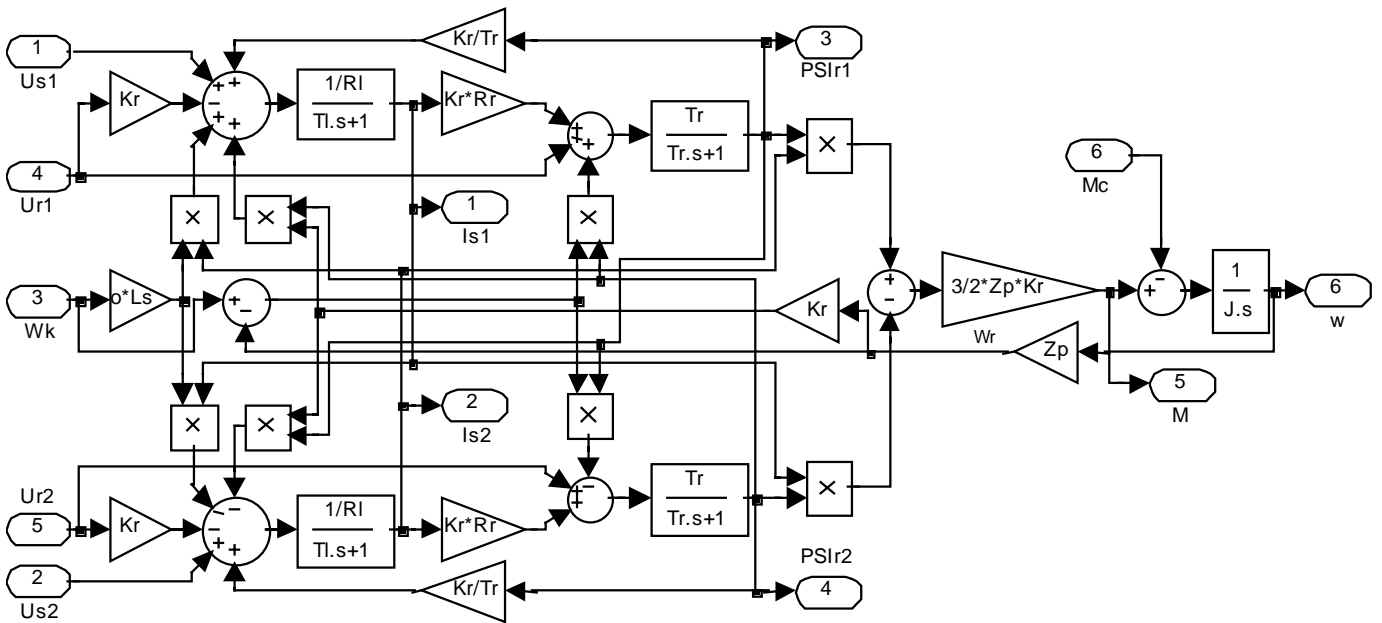


Рисунок 3.5 – Структурна схема АД у відповідності до структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$

В цьому випадку також за необхідності може бути передбачений блок обчислення сигналів складових струму ротора і потокозчеплення статора, складений за (3.17).

Виведення рівнянь і побудовання структурних схем моделей, що відповідають іншим структурам, виконується аналогічним чином. Будь-яка з таких моделей можуть бути застосовані, якщо частота обертання  $\omega_k$  системи координат задана явно. Звичайно, якщо задана певна швидкість обертання (наприклад,  $\omega_k = 0$ ) або відомо, що роторні обмотки АД замкнені накоротко ( $u_{r1} = u_{r2} = 0$ ;) розглянуті моделі можуть бути дещо спрощені відкиданням зайвих зв'язків. Бажано у таких випадках використовувати традиційні позначення систем координат.

Розглянемо **принцип орієнтації системи координат** на прикладі орієнтації за вектором потокозчеплення ротора і використанні структури моделі  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$ . Традиційне позначення такої системи координат –  $d, q$ .

Початковими є рівняння структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$  (3.19). Умову обертання системи



координат оберемо у вигляді:

$$\psi_{rd} = |\tilde{\Psi}_r| = \Psi_r, \quad \psi_{rq} = 0. \quad (3.20)$$

Тобто, дійсна вісь системи координат  $d$  жорстко сполучена із напрямком вектора потокозчеплення ротора як у перехідних, так і в усталених режимах роботи – система координат *орієнтована* за вектором  $\tilde{\Psi}_r$ .

Використавши у (3.19) відповідні нові індекси, і підставивши (3.20), після перетворень отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} u_{sd} - k_r u_{rd} &= R_l i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} + \sigma L_s \omega_k i_{sq} - k_r T_r^{-1} \Psi_r; \\ u_{sq} - k_r u_{rq} &= R_l i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} + \sigma L_s \omega_k i_{sd} + k_r \omega_r \Psi_r; \\ u_{rd} &= T_r^{-1} \Psi_r - k_r R_r i_{sd} + p \Psi_r; \quad \omega_k = \omega_r + \frac{u_{rq} + k_r R_r i_{sq}}{\Psi_r}. \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

Останнє рівняння (3.21) є умовою точної орієнтації за вектором потокозчеплення ротора. Складова  $\frac{u_{rq} + k_r R_r i_{sq}}{\Psi_r}$  в усталених режимах дорівнює абсолютному ковзанню двигуна  $\beta = \omega_s - \omega_r$ .

Відповідне рівняння електромагнітного моменту (табл.3.1) з урахуванням (3.20) буде мати простий вигляд:

$$M = \frac{3}{2} z_p k_r \Psi_r i_{sq}. \quad (3.22)$$

Доповнивши (3.21), (3.22) рівнянням руху (3.10), можна побудувати структурну схему АД в системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора (рис.3.6). При обчисленні умови орієнтації з метою виключення випадку ділення на нуль до сигналу  $\Psi_r$  прибавлена мала константа.

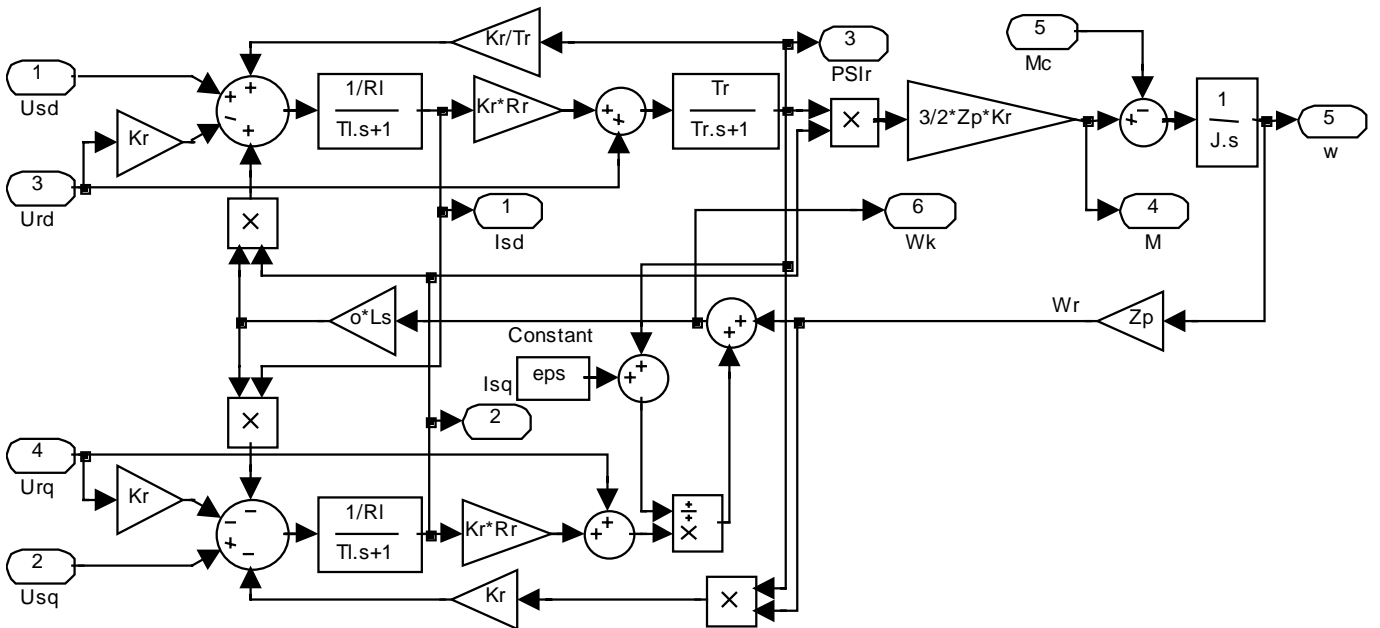


Рисунок 3.6 – Структурна схема АД в системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора

Обчислення амплітудного значення електромагнітної величини (напруги, струму, потокозчеплення) за відомими сигналами складових слід виконувати за формулою:

$$Y_{fm} = |\tilde{Y}| = \sqrt{y_1^2 + y_2^2}. \quad (3.23)$$

### 3.4 Контрольні запитання

1. Які особливості математичного опису АД в ортогональних координатах у порівнянні із описом у фазних координатах?
2. У чому переваги використання моделі АД в ортогональних координатах?
3. Як отримуються рівняння АД, записані через складові?
4. Яким чином повинна визначатися структура моделі, що має бути використана, при вирішенні задач керування?
5. Що таке умова обертання та умова орієнтації системи координат?
6. Які переваги використання при моделюванні АД орієнтованих систем координат?
7. Перелічіть можливі області застосування розроблених моделей.

## 4 Лабораторна робота № 4

### МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ ПРИ ЖИВЛЕННІ ВІД ДЖЕРЕЛА СТРУМУ

#### 4.1 Теоретичні відомості

При застосуванні у силовій схемі асинхронного ЕП перетворювача енергії, який працює в режимі джерела струму (наприклад, перетворювач частоти на основі автономного інвертора струму), і живленні від нього обмоток статора досліджуваного АД керуючим впливом для останнього є саме струм, що протікає у статорі. У цих випадках використовуються АД із короткозамкненим ротором, тому

$$\mathbf{U}_r = [0 \ 0 \ 0]^T \text{ або } \tilde{U}_r = 0. \quad (4.1)$$

У такому випадку рівняння рівноваги напруг ротора можна вирішити незалежно від рівнянь рівноваги напруг статора, які можуть бути або використані для обчислення сигналу напруги статора, або зовсім опущені. Джерело синусоїдного струму вважається ідеальним.

Математичний опис АД попередньо має бути приведений до структур, у які входить струм статора (у порядку зменшення розповсюдженості використання це структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r; \tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s; \tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_m$ ).

Розглянемо математичний опис АД при живленні від ідеального джерела синусоїдного струму на прикладі структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$ , як найбільш розповсюдженій.

Із (1.1) з урахуванням (4.1) можна отримати рівняння рівноваги напруг ротора:

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -R_r \mathbf{I}_r. \quad (4.2)$$

Із (1.2) можна отримати вираз для струму ротора:

$$\mathbf{I}_r = \mathbf{L}_{rr}^{-1}(\Psi_r - \mathbf{L}_{rs}\mathbf{I}_s). \quad (4.3)$$

Якщо доповнити (4.2), (4.3) рівнянням електромагнітного моменту (1.10а) та рівнянням руху (1.11а), отримаємо повний математичний опис АД у фазних координатах при живленні від джерела струму.

За необхідності фазні миттєві значення напруги статора можуть бути отримані за матричним рівнянням:

$$\mathbf{U}_s = \left[ R_s + (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr}\mathbf{L}_{rr}^{-1}\mathbf{L}_{rs})p \right] \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr}\mathbf{L}_{rr}^{-1}p\Psi_r. \quad (4.4)$$

Математичний опис у довільній ортогональній системі координат отримаємо із (3.18):

$$\left. \begin{aligned} T_r^{-1}\psi_{r1} - k_r R_r i_{s1} + p\psi_{r1} - (\omega_k - \omega_r)\psi_{r2} &= 0; \\ T_r^{-1}\psi_{r2} - k_r R_r i_{s2} + p\psi_{r2} + (\omega_k - \omega_r)\psi_{r1} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Рівняння (4.5) слід доповнити відповідним рівнянням електромагнітного моменту (табл.3.1) і рівнянням руху (3.10).

За необхідності сигнали складових напруги статора можуть бути отримані за двома першими рівняннями (3.18).

Якщо ортогональна система координат повинна бути орієнтованою, то перетворення математичного опису виконується повністю аналогічно такому при застосуванні напругових моделей.

## 4.2 Завдання

Складіть структурні схеми АД з короткозамкненим ротором у фазних та ортогональних координатах для випадку живлення АД від ідеального джерела синусоїдного струму. Параметри АД взяти з табл.1.1, структуру моделей та кутову швидкість обертання ортогональної системи координат – з табл.4.1 відповідно до номеру варіанту.

Виконайте моделювання прямого пуску АД, накиду та скиду номінального навантаження. Завдання струмів статора АД виконуйте за допомогою відповідної напругової моделі.

Виконайте орієнтування системи координат за вектором потокозчеплення, що входить до структури моделі. Повторіть моделювання указаних режимів.

У всіх випадках отримуйте залежності миттєвих (складових) та амплітудних значень електромагнітних величин, що відповідають структурі моделі, а також електромагнітного моменту та частоти обертання ротора АД в функції часу, порівнюйте сигнали з виходу струмової моделі із відповідними сигналами напругової моделі.

Таблиця 4.1 – Завдання до лабораторної роботи 4

№ вар.	Структура моделі	$\omega_k$	№ вар.	Структура моделі	$\omega_k$	№ вар.	Структура моделі	$\omega_k$
1	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$	0	4	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$	0	7	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_m$	0
2		$\omega_s$	5		$\omega_s$	8		$\omega_s$
3		$\omega_r$	6		$\omega_r$	9		$\omega_r$

Примітка. У варіантах 7 – 9 модель у фазних координатах складати за структурою  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$ .

### 4.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Струмова трифазна *Simulink*-модель короткозамкненого АД, що складена за рівняннями (1.10а), (1.11а), (4.2), (4.3), зображена на рис.4.1.

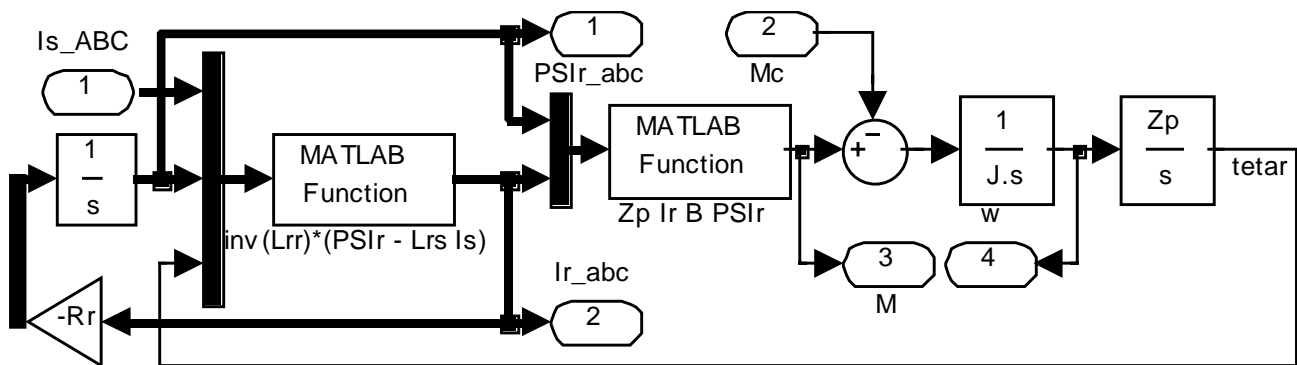


Рисунок 4.1 – Модель АД з короткозамкненим ротором при живленні статора від джерела струму у фазних координатах

Для реалізації матричної формули (4.3) треба створити *Matlab*-функцію, текст якої може мати вигляд:

```
function Ir = name3(u)
global Lm Err
is=u(1:3); psir=u(4:6); tetar=u(7);
is=is(:); psir=psir(:);
c1=cos(tetar); c2=cos(tetar+2*pi/3); c3=cos(tetar+4*pi/3);
Lrr=[ Err -1/2 -1/2;
      -1/2 Err -1/2;
      -1/2 -1/2 Err]*2/3*Lm;
Lrs=[c1 c3 c2;
      c2 c1 c3;
      c3 c2 c1]*2/3*Lm;
Ir=Lrr\(psir-Lrs*is);
```

Модель АД у ортогональній системі координат, що обертається з довільною швидкістю  $\omega_k$ , складена за формулами (3.10), (4.5) і відповідним рівнянням електромагнітного моменту (табл.3.1), наведена на рис.4.2.

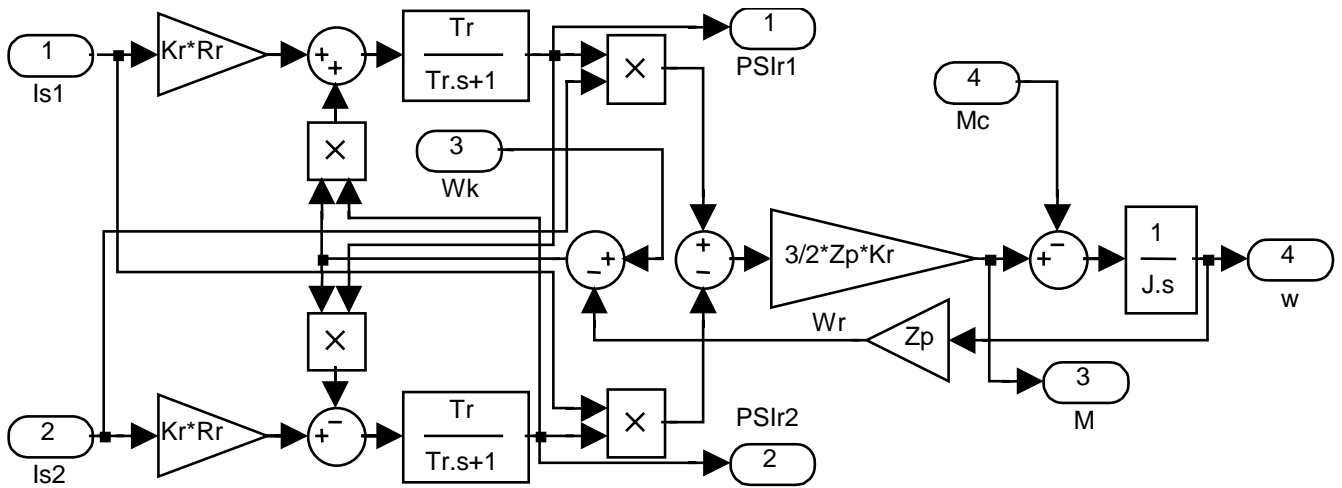


Рисунок 4.2 – Модель АД з короткозамкненим ротором при живленні статора від джерела струму у довільній ортогональній системі координат

Модель АД у системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора, може бути отримана шляхом, наведеним у п.3.3, і має вигляд, показаний на рис.4.3.

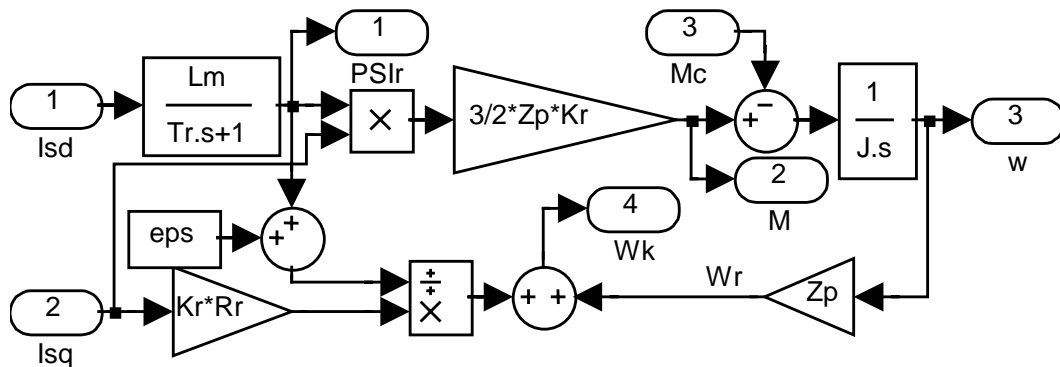


Рисунок 4.3 – Модель АД з короткозамкненим ротором при живленні статора від джерела струму у системі координат, орієнтованій за вектором  $\tilde{\Psi}_r$

У разі необхідності будь-яка струмова модель АД може бути доповнена відповідними вузлами обчислення складових напруги статора та змінних, що не визначають структуру моделі (у розглянутому випадку це струм ротора і потокозчеплення статора), за формулами, наведеними вище.

Діючі (ефективні) значення фазних величин знаходяться з ортогональних проєкцій узагальнених векторів за формулою (3.23).

#### 4.4 Контрольні запитання

1. Яким чином отримується математичний опис АД при живленні від джерела струму?
2. Чому завдання сигналів складових струму статора виконується за допомогою напругової моделі? Які графіки будуть отримані при завданні складових струмів за допомогою кожного з блоків бібліотеки *Sources*?
3. Як конструктивно відрізняються напругові і струмові *Simulink*-моделі?
4. Перелічіть можливі області застосування розроблених моделей.

## ДОСЛІДЖЕННЯ СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТА УСТАЛЕНИХ РЕЖИМІВ РОБОТИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

### 5.1 Теоретичні відомості

Для отримання рівнянь АД, які зв'язують координати в усталених режимах, слід у рівняннях (3.2) покласти  $\omega_k = \omega_s = 2\pi f_s$  та  $d/dt = 0$ :

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= \tilde{I}_s R_s + j\omega_s \tilde{\Psi}_s; \\ \tilde{U}_r &= \tilde{I}_r R_r + j(\omega_s - \omega_r) \tilde{\Psi}_r. \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

Підставивши (3.3) у рівняння (5.1), отримаємо:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{U}_s &= (R_s + jX_s) \tilde{I}_s + jX_m \tilde{I}_r; \\ \frac{\tilde{U}_r}{s} &= \left( \frac{R_r}{s} + jX_r \right) \tilde{I}_r + jX_m \tilde{I}_s, \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

де  $X_s = X_m + X_{s\sigma}$ ,  $X_r = X_m + X_{r\sigma}$ ;  
 $s$  – ковзання двигуна:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (5.3)$$

Системі рівнянь (5.2) відповідає схема заміщення АД, зображена на рис.5.1.

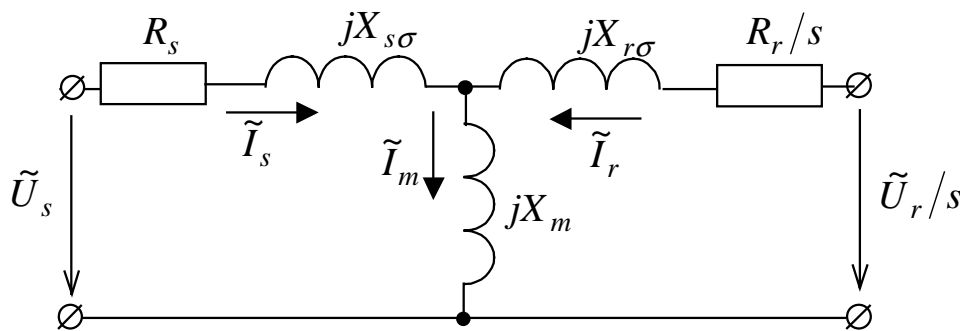


Рисунок 5.1 – Еквівалентна схема заміщення АД

На підставі еквівалентної схеми заміщення з використанням метода накладання можна отримати вирази для струмів статора і ротора:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{I}_s &= \frac{\tilde{U}_s}{\bar{Z}_{0s}} - \frac{\tilde{U}_r}{s\bar{Z}_{0r}} \cdot \frac{jX_m}{R_s + jX_s}; \\ \tilde{I}_r &= \frac{\tilde{U}_r}{s\bar{Z}_{0r}} - \frac{\tilde{U}_s}{\bar{Z}_{0s}} \cdot \frac{jX_m}{R_r/s + jX_r}, \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

де  $\bar{Z}_{0s}$ ,  $\bar{Z}_{0r}$  – комплексні опори АД відповідно при замкнених накоротко обмотках ротора (з боку статора) та статора (з боку ротора):

$$\left. \begin{aligned} \bar{Z}_{0s} &= \left[ R_s + \frac{R_r}{s} \cdot \frac{X_m^2}{(R_r/s)^2 + X_r^2} \right] + j \left[ X_{s\sigma} + X_m \frac{(R_r/s)^2 + X_r X_{r\sigma}}{(R_r/s)^2 + X_r^2} \right]; \\ \bar{Z}_{0r} &= \left[ \frac{R_r}{s} + R_s \frac{X_m^2}{R_s^2 + X_s^2} \right] + j \left[ X_{r\sigma} + X_m \frac{R_s^2 + X_s X_{s\sigma}}{R_s^2 + X_s^2} \right]. \end{aligned} \right\} (5.5)$$

Знаки “-” у (5.4) відображають відміну напрямків струмів при обчисленні від зображених на рис.5.1.

При розгляданні короткозамкнених двигунів, а також АД з фазним ротором, обмотки ротора якого замкнені накоротко безпосередньо або через додаткові активні опори напруга, прикладена до ротора, дорівнює нулю:

$$\tilde{U}_r = 0, \quad (5.6)$$

і рівняння (5.4) можуть бути відповідно спрощені. В усіх інших випадках (а саме, при наявності у колі ротора АД джерела енергії) рівняння (5.6) не є справедливим.

Електромагнітний момент можна визначити приблизно за спрощеною

$$M = \frac{2M_k}{s/s_k + s_k/s} \quad (5.7)$$

або уточненою

$$M = \frac{2M_k(1 + \xi)}{s/s_k + s_k/s + 2\xi} \quad (5.7a)$$

формулами Клосса [3].

У формулах (5.7), (5.7a):

$M_k$  – критичний момент АД:

$$M_k \approx \pm \frac{3U_s^2}{4\omega_0 \left( \sqrt{R_s^2 + X_k^2} \pm R_s \right)}; \quad (5.8)$$

$s_k$  – критичне ковзання АД:

$$s_k \approx \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + X_k^2}}; \quad (5.9)$$

$U_s$  – амплітуда вектора напруги статора.

$$\xi = \frac{R_s}{\sqrt{R_s^2 + X_k^2}} = \frac{R_s}{R_r} s_k;$$

$X_k = X_{s\sigma} + X_{r\sigma}$  – індуктивний опір короткого замикання.

У (5.8), (5.9) знак “+” має місце у двигунному режимі, “-” – у генераторному.

Однак, оскільки формули (5.7) – (5.9) містять певні похибки, більш доцільним є використання формули [1]:

$$M = \frac{P_{EM}}{\omega_0} = \frac{3}{2} \cdot \frac{I_{rfm}^2 R_r}{s \omega_0}, \quad (5.10)$$

де  $I_{rfm}$  – амплітуда вектора фазного струму ротора.

Ковзання (швидкість обертання) АД може бути визначено після рішення рівняння руху:

$$M - M_C = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5.11)$$

за формулою (5.3).

## 5.2 Завдання

Складіть структурну схему АД для дослідження усталених режимів роботи, та промоделюйте асинхронний двигун із короткозамкненим ротором. Параметри короткозамкнених АД оберіть із табл.1.1.

Отримайте графіки перехідних процесів при прямому пуску АД, накиді та скиді номінального навантаження – залежності діючих значень струму статора, ротора та електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу – з урахуванням та без урахування електромагнітної інерції АД.

Отримайте статичні характеристики двигуна – залежності струмів статора і ротора, електромагнітного моменту в функції швидкості (або ковзання) АД.

Побудуйте графіки перехідних процесів, отримані за допомогою розробленої моделі, і відповідні графіки, отримані за допомогою моделі АД в ортогональній системі координат, в одній системі координат. Аналогічним чином в одній системі координат побудуйте статичні і динамічні характеристики АД. Оцініть похибку, яку вносить обчислення сигналу електромагнітного моменту за допомогою формул Клосса.

Встановіть, як впливає на перехідні процеси, отримані за допомогою статичної моделі, зміна визначеного параметру (табл.5.1). Побудуйте в одній системі координат статичні характеристики АД при різних значеннях визначеного параметру.

*Таблиця 5.1 – Параметри, вплив яких на статичні характеристики АД необхідно простежити*

№ вар.	Параметр	№ вар.	Параметр
1, 11	$R_s$	6, 16	$z_p$
2, 12	$R_r$	7, 17	$J_{\partial\delta}$
3, 13	$X_{s\sigma}$	8, 18	$U_s$
4, 14	$X_m$	9, 19	$\omega_s$
5, 15	$X_{r\sigma}$	10*, 20*	$U_r$

\* – варіанти виконуються за вказівкою викладача.



### 5.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Рівняння (5.4) за умови (5.6) матимуть вигляд:

$$\tilde{I}_s = \frac{\tilde{U}_s}{Z_{0s}}; \quad \tilde{I}_r = -\tilde{I}_s \cdot \frac{jX_m}{R_r/s + jX_r},$$

або, замінивши комплексні величини їхніми модулями:

$$I_s = \frac{U_s}{Z_{0s}}; \quad I_r = I_s \frac{X_m}{\sqrt{(R_r/s)^2 + X_r^2}}. \quad (5.12)$$

Структурну схему двигуна можна отримати, використовуючи перше рівняння (5.5), рівняння (5.12), одне з рівнянь (5.7), (5.7а), (5.10) обчислення електромагнітного моменту та рівняння руху (5.11). Така модель дозволяє побудувати статичні характеристики АД при прийнятих значеннях параметрів.

Основною складністю при використанні виразів (5.12) є необхідність обчислення у кожен момент часу значення комплексного опору АД з боку статора за першою формулою (5.5). Для цього структурній схемі може бути використаний блок, наведений на рис.5.2.

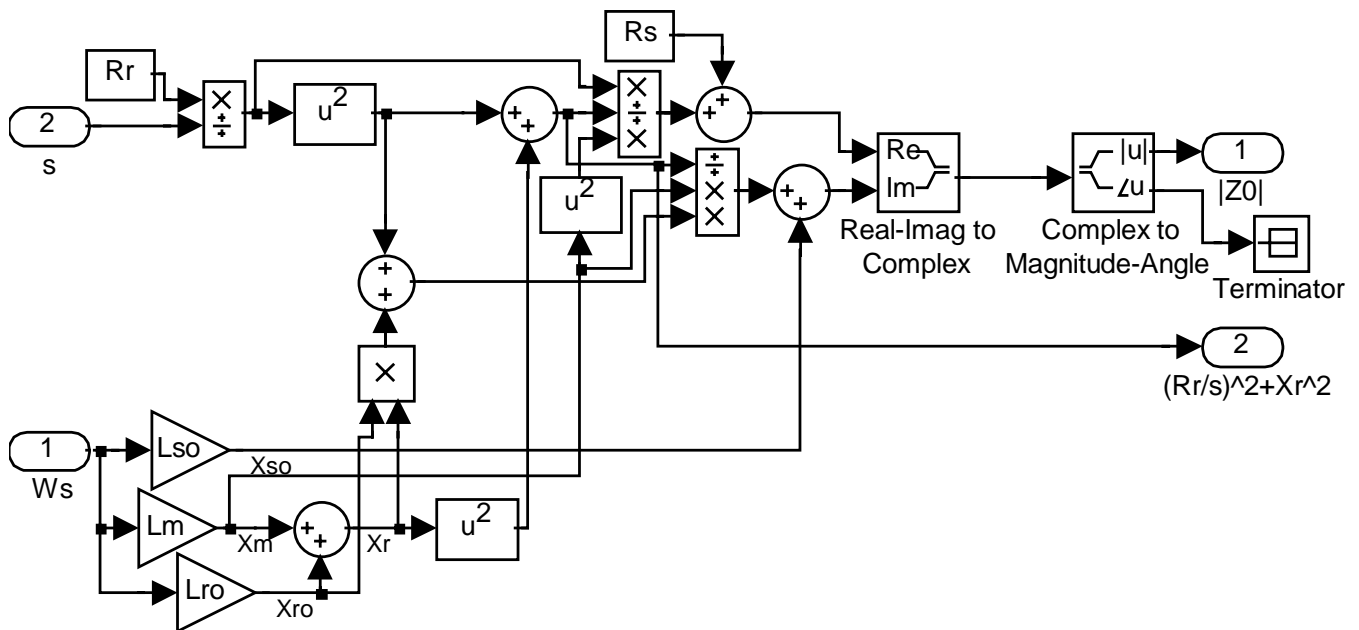


Рисунок 5.2 – Структурна схема блоку обчислення комплексного опору АД

Блок обчислення комплексного опору АД містить два входи – ковзання АД [повинен бути сформований за однією з формул (5.3)] та частоти напруги статора (для корекції, за необхідності, значень індуктивних опорів АД). Далі відбувається формування окремо сигналів дійсної та уявної складових комплексного опору  $\bar{Z}_0$  за першою формулою (5.5), які подаються на блок формування комплексного числа *Real-Imag to Complex* бібліотеки *Math*. Модуль комплексного опору отримуємо на виході блоку *Complex to Magnitude-Angle*.

При отриманні перехідних процесів можна спрощено врахувати електромагнітну інерцію АД, додавши у канал обчислення електромагнітного моменту аперіодичну ланку з передавальною функцією:

$$W_{em}(p) = \frac{1}{T_e p + 1}, \quad (5.13)$$

де  $T_e = \frac{X_k}{\omega_s R_r}$  – електромагнітна стала часу АД.

## 5.4 Контрольні запитання

1. Яким чином отриманий математичний опис усталених режимів роботи АД?
2. У чому відміна між статичними та динамічними характеристиками АД, між відповідними графіками перехідних процесів АД?
3. У чому полягає урахування електромагнітної інерції двигуна? Що конкретно при цьому ураховується?
4. У чому конкретно міститься похибка, пов'язана із використанням спрощеної або уточненої формули Клосса? На яких ділянках характеристик відміна між точними та приблизними залежностями найбільша?
5. У яких випадках в реальному двигуні може мати місце зміна параметру, вплив якого на характеристики АД було простежено?
6. Дайте рекомендації щодо можливості дослідження окремих режимів роботи АД, перелічить області застосування розробленої моделі.

## 6 Лабораторна робота № 6

### МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ПАРАМЕТРИЧНОГО КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

#### 6.1 Теоретичні відомості

Параметричне керування напругою є скалярним управлінням, і тому дозволяє здійснити просте керування пуско-гальмівними режимами роботи ЕП при забезпеченні задовільних статичних і динамічних характеристик ЕП, і полягає у забезпеченні заданого рівня і темпу (звичайно досить повільного) зміни напруги, яка подається до затискачів АД.

Вказане забезпечується за допомогою використання у таких системах перетворювачів змінної напруги фіксованої амплітуди у змінну напругу регульованої амплітуди, найпоширенішим з яких є тиристорний регулятор напруги (ТРН), регулювання напруги на виході якого здійснюється шляхом зміни кута включення його тиристорів. Оскільки значення максимального (критичного) моменту знаходиться у квадратичній залежності від напруги, діапазон регулювання швидкості у системах параметричного регулювання є досить обмеженим, і важливе місце в обґрунтуванні

доцільності такого способу регулювання швидкості займає оцінка можливості забезпечення потрібної перевантажувальної здатності системи ЕП.

Функціональна схема системи ТРН – АД зображена на рис.6.1.

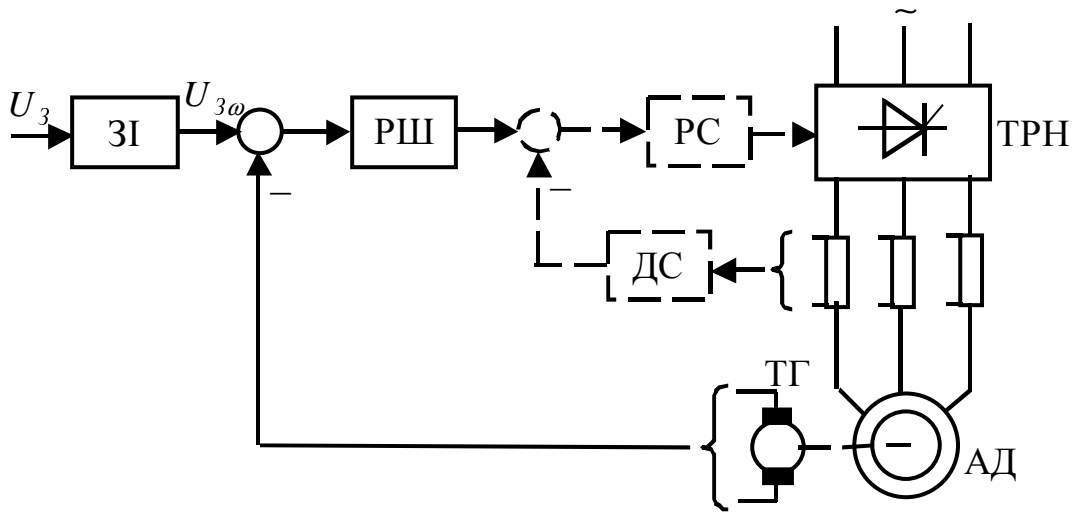


Рисунок 6.1 – Функціональна схема системи ТРН – АД

Система керування звичайно виконується розімкненою (не має зворотних зв'язків), одноконтурною або двоконтурною. Регулятор струму (РС) виконується пропорційно-інтегральним (ПІ), регулятор швидкості (РШ) – звичайно пропорційним (П).

## 6.2 Завдання

Складіть модель системи ТРН – АД за допомогою моделі АД в ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором напруги статора, і (за вказівкою викладача) за допомогою моделі АД для дослідження усталених режимів, яка дозволяє проводити дослідження трьох варіантів структур САК (рис.6.1): розімкненої, одноконтурної з контуром регулювання швидкості, двоконтурної з внутрішнім контуром регулювання амплітудного значення струму статора і зовнішнім контуром регулювання швидкості. Параметри короткозамкненого АД обрати з табл.1.1.

Оптимальні передавальні функції регуляторів оберіть методом математичного моделювання з позиції забезпечення задовільної якості перехідних процесів.

Промоделюйте роботу кожного варіанту ЕП за тахограмою (рис.6.2), параметри тахограми та навантажувальну діаграму завдає керівник роботи.

Оцініть, як впливає на роботу системи зміна темпу розгону системи ЕП (початково тривалість розгону оберіть рівною 1 с), також величина моменту інерції електромеханічної системи. Встановіть мінімальне значення швидкості  $\omega_1$ , при якому присутнє підтримання швидкості на деякому рівні, що відрізняється від нуля.

Простежте вплив величини навантаження та моментів накиду та скиду навантаження на роботу системи.

В усіх випадках отримуйте залежності напруги, струму статора, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу.

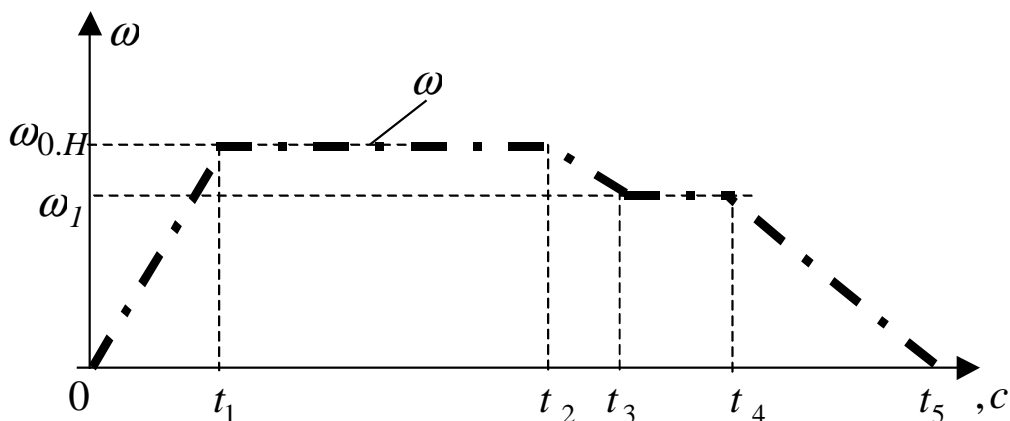


Рисунок 6.2 – Тахограма роботи

### 6.3 Методичні рекомендації та вказівки до виконання роботи

При моделюванні систем управління двигунами змінного струму звичайно застосовується підхід<sup>1</sup>, оснований на представленні об'єкту регулювання (тут у ролі об'єкта виступає силова частина – “ТРН – АД”) еквівалентним об'єктом у системі координат, у якій виконується завдання сигналів. Це дозволяє значно спростити саму процедуру складання моделі ЕП<sup>2</sup>.

Так, у системі “ТРН – АД” виконується параметричне регулювання (тобто, скалярне, у ролі параметра виступає амплітуда напруги статора), тому моделювання зручно виконувати з використанням моделі АД у синхронній системі координат.

В моделі ТРН можна спрощено представити аперіодичною ланкою з малою сталою часу  $T_\mu$  або навіть безінерційним [9]. Коефіцієнт підсилення ТРН обирається, виходячи з потрібного діапазону регулювання напруги:

$$k_\mu = \frac{U_{sfm.max}}{U_{kTPH.max}}, \quad (6.1)$$

де  $U_{kTPH.max} \approx 10$  В – максимальне значення напруги керування ТРН в аналогових системах;

$U_{sfm.max}$  – максимально припустиме значення амплітуди напруги на затискачах статора двигуна (згідно з діючими Держстандартами, для загальнопромислових АД це значення не має перевищувати  $1,1U_{sfm.H}$ ).

Значення вихідної напруги задавача інтенсивності (ЗІ) у моделі повинно узгоджуватися з обраним значенням коефіцієнту підсилення ТРН.

<sup>1</sup> Цей підхід у повній мірі використовується у системах векторного управління.

<sup>2</sup> Тим не менш, якщо моделювання виконується з метою перевірки працездатності деякого приладу (елемента ЕП), призначення якого складається у модернізації силової частини ЕП, або вимірюванні деякої координати, або перетворенні вимірюваного сигналу, а також у деяких інших випадках, коректнішим є використання моделі АД у фазних координатах, часто зі значним ускладненням, пов'язаним з урахуванням певних впливових факторів (див. Вступ, припущення). Такий підхід умовно можна назвати моделюванням за функціональною схемою ЕП.

Частота живлення АД у системі ТРН – АД є незмінною і дорівнює напрузі живлення джерела:

$$\omega_s = \omega_{s.H} = 2\pi f_{s.H} \cdot \quad (6.2)$$

При застосуванні моделі АД в ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором напруги статора, частоту обертання системи координат слід завдати незмінною за (6.2), а зміну напруги забезпечити шляхом вводу до моделі АД відповідного сигналу з виходу ТРН.

Синтез САК виконується для статичних режимів роботи і пов'язаний із попередньою додатковою лінеаризацією АД. Так, математичний опис АД в ustalених режимах (5.4), (5.5), (5.10) приводиться до вигляду:

$$I_{sfm} = U_{sfm} / Z_{0s0}; \quad (6.3)$$

$$M = c I_{sfm}, \quad (6.4)$$

де  $Z_{0s}$  – модуль еквівалентного опору АД, лінійований при  $s = s_0$ :

$$Z_{0s0} = \sqrt{\left[ R_s + \frac{R_{rs0} X_m^2}{R_{rs0}^2 + X_r^2} \right]^2 + \left[ X_{s\sigma} + X_m \frac{R_{rs0}^2 + X_r X_{r\sigma}}{R_{rs0}^2 + X_r^2} \right]^2}; \quad (6.5)$$

$$R_{rs0} = R_r / s_0;$$

$c$  – лінійований коефіцієнт пропорційності між струмом статора і електромагнітним моментом:

$$c = \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega_s I_{s0}}{R_{rs0}^2 + X_r^2} \cdot \frac{R_{rs0}}{z_p}; \quad (6.6)$$

$I_{s0}$  – амплітуда струму статора, що визначає середнє навантаження ЕП.

На основі (6.3), (6.4) з урахуванням (3.10) і (5.13) можна побудувати структурну схему лінійованого АД (рис.6.3).

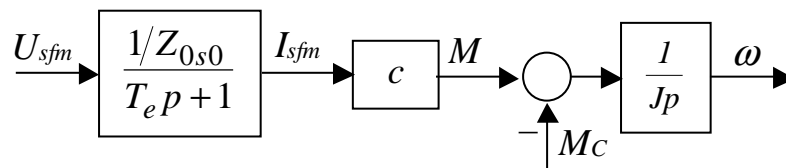


Рисунок 6.3 – Структурна схема АД

На основі цієї структурної схеми виконується синтез регуляторів САК. Так, передавальна функція регулятора струму у двоконтурній системі може мати вигляд:

$$W_{PC}(p) = \frac{Z_{0s0}}{k_I k_\mu} \cdot \frac{T_e p + 1}{T_I p}, \quad (6.7)$$

де  $k_I$  – коефіцієнт підсилення датчика струму;

$T_I = k_{kI} T_\mu$  – еквівалентна стала часу інтегрування регулятора струму (значення корегувального коефіцієнту  $k_{kI}$  обирається ітераційним шляхом).

Синтез регулятора швидкості (РШ) у системі ТРН – АД зазвичай здійснюється, виходячи з величини коефіцієнта пропорційності між напругою на затискачах АД та ковзанням [9] або на основі спрощеної лінійаризованої моделі АД (рис.6.3). В роботі передавальну функцію регулятора швидкості пропонується обрати: в одноконтурній системі:

$$W_{PШ}(p) = \frac{Z_{0s0} J}{k_\mu c k_\omega k_{k\omega} T_\omega}; \quad (6.8)$$

у двоконтурній системі:

$$W_{PШ}(p) = \frac{k_I J}{c k_\omega k_{k\omega} T_\omega}, \quad (6.9)$$

де  $k_\omega$  – коефіцієнт підсилення давача швидкості;

$T_\omega$  – значення сталої інтегрування РШ (початкове значення можна обрати рівним сталій часу ТРН  $T_\mu \approx 3 \dots 10$  мс або сталій КРС  $T_I$ );

$k_{k\omega}$  – корегувальний коефіцієнт кратності сталої часу РШ (початкове значення коефіцієнту – 1).

Вихід регулятору швидкості слід обмежити не рівні, який відповідає максимально припустимій напрузі  $U_{sfm.max}$  (в одноконтурній системі) або максимальному струму  $I_{sfm.max}$ .

## 6.4 Контрольні запитання

1. Який принцип роботи ТРН? Наведіть графік реальної фазної напруги на затискачах двигуна при його живленні від ТРН. Охарактеризуйте припущення, якого дотримувались при розробці моделі ТРН відповідно до (6.1).

2. Охарактеризуйте динамічні і статичні властивості варіантів системи ТРН – АД, що були промодельовані.

3. Яким чином відбувається лінеаризація математичного опису АД? Як це впливає на можливість забезпечення потрібних статичних і динамічних характеристик системи ЕП?

4. Як впливає на роботу системи темп розгону, величина і моменти накиду та скиду навантаження?

5. У чому полягає відміна графіків перехідних процесів, отриманих за допомогою статичної та динамічної моделей АД?

6. Дайте рекомендації по областях застосування систем, що були промодельовані.

## МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЗІ СКАЛЯРНИМ УПРАВЛІННЯМ

### 7.1 Теоретичні відомості

Асинхронний ЕП зі скалярним частотним управлінням використовується для механізмів середньої та малої потужності, які не потребують глибокого регулювання швидкості (найчастіше діапазон регулювання обмежений показником 10:1) та високої якості перехідних процесів. Це деякі установки промислового ЕП (турбомеханізми, підйомно-транспортні механізми, очисні комбайни тощо).

Частотне керування полягає у забезпеченні потрібних статичних характеристик системи ЕП шляхом виконання певного співвідношення між амплітудою та частотою напруги, яка прикладається до статора АД. Це співвідношення повинне виконуватися у будь-який момент знаходження ЕП у роботі, і має назву *закону частотного управління*.

При частотному керуванні з боку статора використовуються АД з короткозамкненим ротором, тому

$$\tilde{U}_r = 0. \quad (7.1)$$

Скалярні способи керування забезпечують досягнення потрібних статичних характеристик і зазвичай використовуються в ЕП, навантаження в яких є спокійним. Структура системи керування повинна забезпечувати повільне зростання сигналів завдання для наближення динамічних властивостей електропривода до статичних.

Рівняння (5.2) електромагнітних контурів АД в усталеному режимі з урахуванням (7.1) перетворимо до вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\tilde{U}_s}{\omega_s} &= \tilde{I}_s \frac{R_s}{\omega_s} + j\tilde{\Psi}_s = \tilde{I}_s \frac{R_s}{\omega_s} + jL_s\sigma\tilde{I}_s + j\tilde{\Psi}_m; \\ 0 &= \tilde{I}_r \frac{R_r}{\beta} + j\tilde{\Psi}_r = \tilde{I}_r \frac{R_r}{\beta} + jL_r\sigma\tilde{I}_r + j\tilde{\Psi}_m, \end{aligned} \right\} \quad (7.2)$$

де  $\beta = \omega_s - \omega_r = s\omega_s$  – абсолютне ковзання АД;

$\tilde{\Psi}_m = L_m\tilde{I}_m = L_m(\tilde{I}_s + \tilde{I}_r)$  – головне потокозчеплення АД (потокозчеплення у повітряному зазорі).

Системі (7.2) відповідає еквівалентна схема заміщення, яка представлена на рис.7.1. Із схеми заміщення витікають можливі закони частотного управління [10] (табл.7.1), причому два останніх є досить складними в реалізації у системах скалярного управління, і тому майже не використовуються.

Таблиця 7.1 – Закони частотного управління

$\tilde{U}_s/\omega_s = const$	$\tilde{\Psi}_s = const$	$\tilde{\Psi}_m = const$	$\tilde{\Psi}_R = const$
--------------------------------	--------------------------	--------------------------	--------------------------

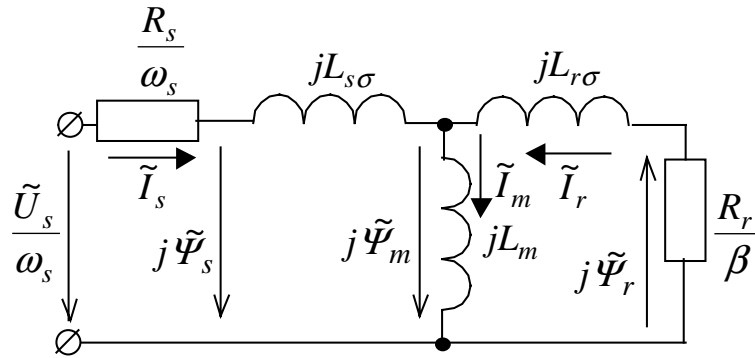


Рисунок 7.1 – Еквівалентна схема заміщення АД

Крім того, відомий закон частотного управління (закон Костенко), який забезпечує стабілізацію перевантажувальної здатності АД

$$\frac{M_k}{M_H} = const,$$

і за допущенням  $R_s = 0$  має вигляд:

$$\frac{U_s}{U_{s.H}} = \frac{\omega_s}{\omega_{s.H}} \sqrt{\frac{M_C}{M_H}}. \quad (7.3)$$

Якщо закон зміни моменту статичного опору  $M_C$  в функції частоти обертання ротора АД  $\omega$  відомий заздалегідь, то можна визначити потрібні співвідношення напруги та частоти на затискачах АД. Для найбільш поширених видів навантаження закони керування мають вигляди, що наведені у табл.7.2.

Таблиця 7.2 – Закони частотного управління при різних характерах навантаження АД

Характер навантаження	Відповідний закон управління
$M_C = const$	$\frac{U_s}{\omega_s} \approx const$
$P = M_C \omega = const$	$\frac{U_s}{\sqrt{\omega_s}} \approx const$
$M_C = k\omega^2$	$\frac{U_s}{\omega_s^2} \approx const$

В перетворювачах частоти (ПЧ), які випускаються сучасною промисловістю, зазвичай передбачається можливість переналадження з метою забезпечення усіх трьох законів. Потрібне співвідношення напруги та частоти зазвичай досягається в системі керування шляхом застосування функціональних перетворювачів.

У найпростішому випадку силова частина ЕП має ПЧ з ланкою постійної напруги. Функціонально в такому ПЧ напруга джерела спрямляється за допомогою керованого випростувача (КВ), а потім за допомогою автономного інвертора напруги (АІН) перетворюється у змінну напругу регульованої частоти. Звичайно система частотного управління може бути виконана [10] розімкненою, або одноконтурною з



регулюванням напруги на вході інвертора (рідше – напруги статора АД), або двоконтурною з регулюванням спрямленого струму та напруги статора АД. Узагальнена функціональна схема системи частотного керування наведена на рис.7.2.

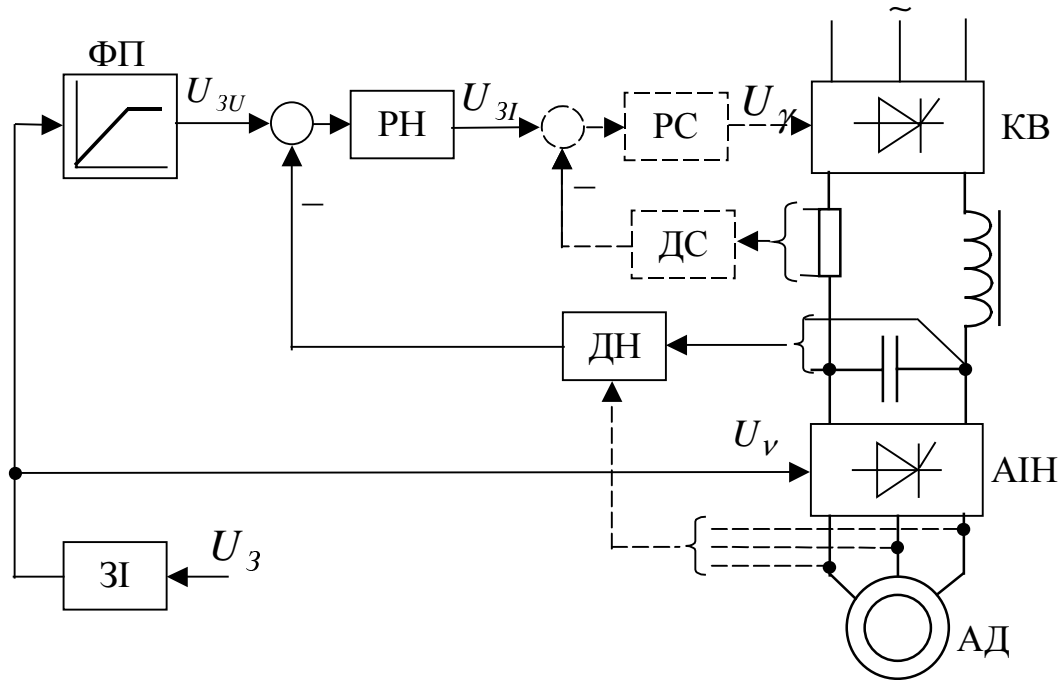


Рисунок 7.2 – Узагальнена функціональна схема системи скалярного частотного управління

Напруга від задавача інтенсивності (ЗІ) безпосередньо подається для завдання частоти на вхід АІН та через функціональний перетворювач (ФП) для завдання напруги на вхід КВ або (за наявності відповідного контуру) як сигнал завдання для контуру регулювання напруги.

В цій роботі передавальну функцію регулятора напруги одноконтурної системи пропонується обрати у вигляді:

$$W_{P_{U_i}}(p) = \frac{R_F + R_{D1}}{k_V k_{U_i} R_{D1}} \cdot \frac{\left[ \frac{R_F}{R_F + R_{D1}} (T_F + T_{D1}) + T_V \right] p + 1}{T_H p} \quad (7.4)$$

У двоконтурній системі передавальну функцію регулятора струму пропонується обрати у вигляді

$$W_{P_{I_d}}(p) = \frac{R_F + R_D}{k_V k_{I_d}} \cdot \frac{\left[ \frac{R_F}{R_F + R_D} (T_F + T_D) + T_V \right] p + 1}{T_C p}, \quad (7.5)$$

а регулятора напруги зовнішнього контуру – у вигляді

$$W_{P_{U_s}}(p) = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{k_{I_d}}{k_{U_s} R_D} \cdot \frac{(T_D + T_T) p + 1}{T_{H2} p} \quad (7.6)$$

У формулах (7.4) – (7.6) позначено:

$k_V$  – коефіцієнт посилення КВ;

$$R_D = \frac{\pi^2}{18} \cdot \frac{L_s}{T_r(1-\sigma)s_1}, \quad T_D = R_D C_F - \text{еквівалентний опір та еквівалентна стала часу}$$

об'єкту “АІН – АД”;

$s_1$  – розрахунковий параметр, який непрямо відображає бажану жорсткість механічних характеристик системи ЕП;

$k_{U_i}$ ,  $k_{I_d}$ ,  $k_{U_s}$  – коефіцієнти передачі датчиків відповідно напруги на вході АІН (в одноконтурній системі), спрямленого струму і напруги статора (у двоконтурній системі);

$T_H = k_{k_{U_i}} T_V$ ,  $T_C = k_{k_{I_d}} T_V$ ,  $T_{H2} = k_{k_{U_s}} T_C$  – еквівалентні сталі часу інтегрування регуляторів відповідно напруги на вході АІН (в одноконтурній системі), спрямленого струму і напруги статора (у двоконтурній системі);

$k_{k_{U_i}}$ ,  $k_{k_{I_d}}$ ,  $k_{k_{U_s}}$  – налагоджувальні коефіцієнти, значення яких перевищують 1.

За допомогою ФП може бути реалізована потрібна залежність напруги статора АД від частоти. Закон частотного регулювання, що реалізований у ФП повинен виконуватися при  $U_s \leq U_{SH}$  для запобігання живлення АД збільшеною напругою. При необхідності подальшого підвищення частоти обертання напруга статора АД має бути обмежена, а регулювання швидкості в цій зоні здійснюється лише за рахунок підвищення частоти.

Відомі також системи без ФП з регулюванням ЕРС статора (одноконтурні та двоконтурні із зовнішнім контуром регулювання швидкості) [11], а також одноконтурні системи з регулюванням швидкості АД [9], двоконтурні системи з регулюванням спрямленого струму і швидкості АД [12], трьохконтурні системи з регуляторами спрямленого струму, напруги на вході інвертора (або статора АД) і швидкості [13].

## 7.2 Завдання

Складіть модель, яка забезпечує можливість дослідження трьох структурних варіантів системи частотного управління, що зображена на рис.7.2: розімкнена, одноконтурна з регулюванням напруги на ємності, двоконтурна з регулюванням спрямленого струму та напруги статора АД.

Промоделюйте роботу систем за тахограмою, що зображена на рис.7.3 (моменти часу і значення  $\omega_1$  візьміть за вказівкою викладача), при різних характерах статичного навантаження  $M_C$  (табл.7.2). Параметри короткозамкненого АД візьміть із табл.1.1. Закон частотного управління – з табл.7.3 відповідно до номеру варіанту. Параметри ланки постійної напруги оберіть, виходячи із співвідношень:

$$L_F \approx (0,25 \dots 1,50) L_{s\sigma}; \quad R_F \approx (0,05 \dots 0,20) R_s; \quad C_F \approx (0,1 \dots 0,2) \frac{1}{\omega_{s.H} X_m}.$$

В усіх випадках отримуйте графіки залежностей:

- регульованих координат, амплітудних значень напруги, струму, потокозчеплення статора, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу;

- струму статора, електромагнітного моменту, моменту навантаження в функції швидкості обертання ротора АД.

Передавальні функції регуляторів оберіть відповідно до (7.4) – (7.6). Початкове чисельне значення коефіцієнту  $s_1$  оберіть рівним номінальному ковзанню АД  $s_H$ , налагоджувальних коефіцієнтів  $k_{kUi}$ ,  $k_{kId}$ ,  $k_{kUs}$  – рівними 2. Шляхом варіювання коефіцієнтів  $s_1$ ,  $k_{kUi}$ ,  $k_{kId}$ ,  $k_{kUs}$  оберіть оптимальні параметри регуляторів системи керування з позиції забезпечення бажаних статичних і динамічних властивостей системи ЕП. Відповідні значення і залежності наведіть у звіті.

Таблиця 7.3 – Варіанти завдань

№ вар.	Закон управління	Структура моделі
1	$\frac{U_s}{\omega_s} = const$	$\tilde{\Psi}_s, \tilde{I}_s$
2		$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$
3		статична
4	$\frac{U_s}{\sqrt{\omega_s}} = const$	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$
5		$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$
6		статична
7	$\frac{U_s}{\omega_s^2} = const$	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$
8		$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$
9		статична
10	$\tilde{\Psi}_s = const$	$\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_s$
11		$\tilde{\Psi}_s, \tilde{\Psi}_r$
12		статична

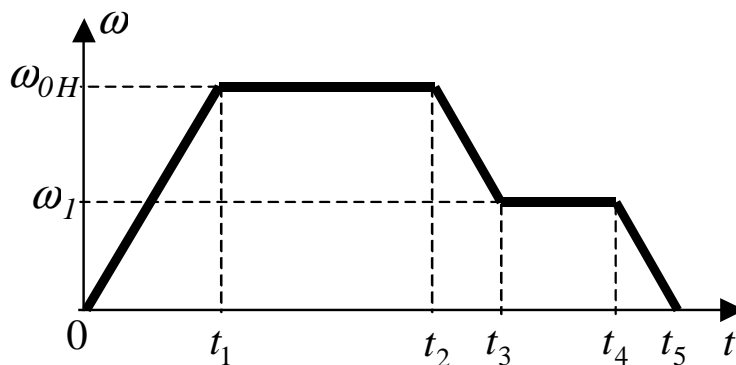


Рисунок 7.3 – Тахограма роботи

### 7.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Перетворювачі частоти з ланкою постійної напруги (принципова схема такого ПЧ [12] наведена на рис.7.4) належать до класу триланкових перетворювачів з проміжною ланкою постійного струму, та звичайно використовуються у системах скалярного частотного управління АД.

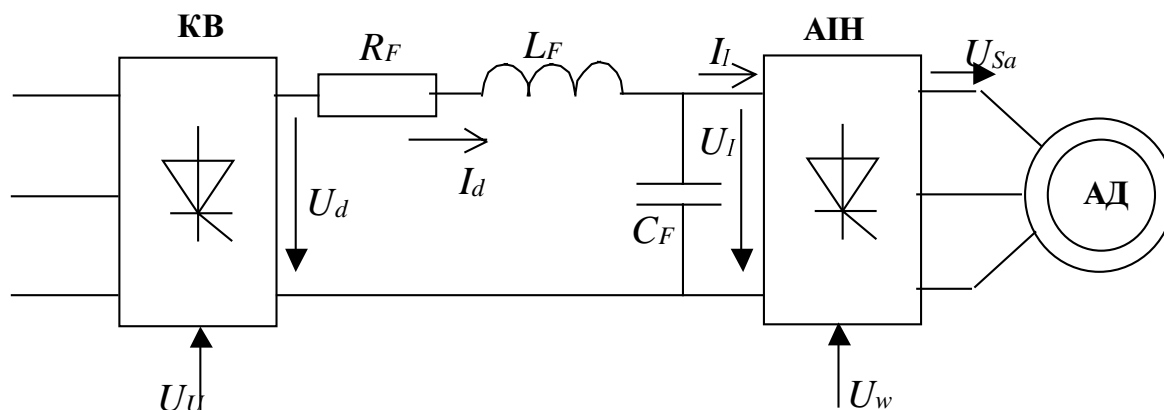


Рисунок 7.4 – Спрощена принципова схема силової частини системи частотно-регульованого електропривода

Модель ПЧ з ланкою постійної напруги створюється на основі математичного опису, який у синхронній системі координат статора  $x, y$ , орієнтованій за вектором напруги статора, має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= U_I + (R_F + pL_F)I_d; & U_I &= \frac{1}{C_F p}(I_d - I_I), \\ u_{sx} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi}U_I; & u_{sy} &= 0; & I_I &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi}i_{sx}. \end{aligned} \right\} \quad (7.7)$$

Відповідна структурна схема ПЧ наведена на рис.7.5. Керований 6-пульсний випростувач спрощено представлений аперіодичною ланкою з передавальною функцією:

$$W_{KB}(p) = \frac{k_V}{T_V p + 1}. \quad (7.8)$$

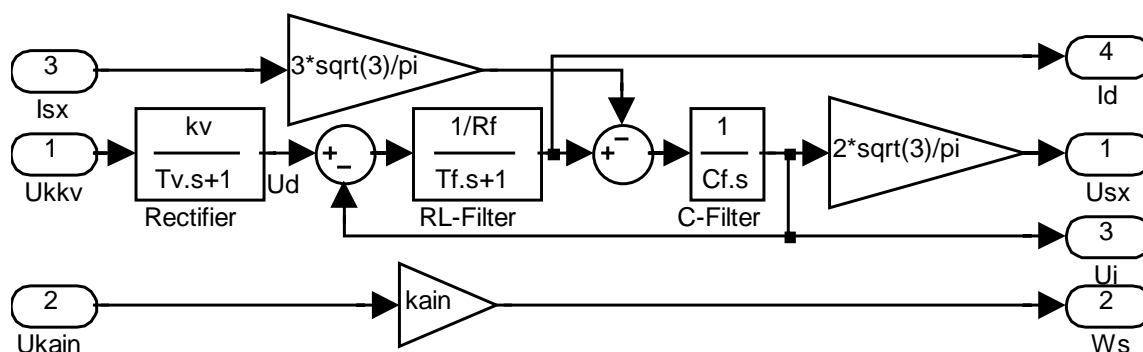


Рисунок 7.5 – Структурна схема ПЧ з ланкою постійної напруги

Параметри ПЧ обираються у відповідності до співвідношень:

$$k_V = \frac{U_{sm.max}}{U_{kKB.max}}; U_{sm.max} = 1,1U_{sHm}; U_{kKB.max} = 10 B; T_V = 3...5 \text{ мс}. (7.9)$$

Слід пам'ятати, що при моделюванні в абсолютних одиницях величини сигналів завдання для окремих контурів повинні бути сформовані з урахуванням коефіцієнтів передачі відповідних датчиків, тобто, на входи блоків порівняння повинні приходити сигнали одного порядку.

Плавне зростання сигналу частоти забезпечити шляхом використання задавача інтенсивності (ЗІ), причому вихідний його сигнал повинен формуватися з урахуванням коефіцієнту  $k_{AIN}$  передачі ПЧ по каналу завдання частоти (див. структурну схему ПЧ рис.7.5).

Завдання напруги у розімкненій системі частотного управління виконуйте з урахуванням коефіцієнту передачі перетворювача:

$$k_P = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{k_V R_D}{R_F + R_D}, (7.10)$$

тобто, сигнал  $U_{FC}$  з виходу функціонального перетворювача повинен бути таким, щоб напруга на затискачах АД  $U_S = k_P U_{FC}$  при  $\omega_s = \omega_{s.H}$ , відповідно до законів керування табл.7.3, мала номінальну величину.

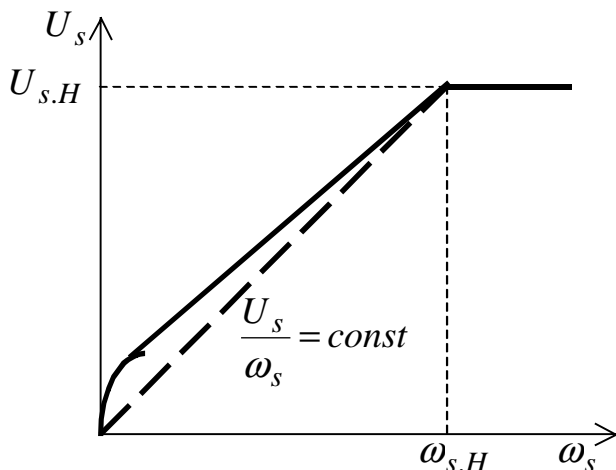


Рисунок 7.6 – Реалізація закону  $\Psi_s = const$

Потрібне співвідношення напруги і частоти повинне формуватися у функціональному перетворювачі, який може бути реалізований у моделі за допомогою ланки *Look-Up Table* бібліотеки *Function&Tables*. Кожна із систем, які моделюються, повинна передбачувати власний коефіцієнт (*Gain*), що урахує наявність відповідних датчиків напруги.

Закон керування  $\Psi_s = const$  у моделі слід реалізувати у вигляді [11], що зображений на рис.7.6. Величина перевищення напруги завдання при малих

частотах повинна відповідати падінню напруги на активному опорі обмотки статора  $I_s R_s$ , яке може бути приблизно розраховане за еквівалентною схемою заміщення (рис.7.1).

При моделюванні в абсолютних одиницях для виведення графіків у зручному вигляді доцільно виводити відносні значення величин.

## 7.4 Контрольні запитання

1. В чому складається сутність частотного управління? Як воно реалізується при використанні в силовій схемі ЕП триланкового перетворювача частоти з автономним інвертором напруги?

2. Порівняйте статичні і динамічні характеристик систем, що були промодельовані.

3. У якій послідовності слід виконувати налагодження системи? Як впливає на динамічні властивості систем зміна налагоджувальних коефіцієнтів регуляторів?

4. Дайте рекомендації щодо областей застосування систем частотного управління, що були промодельовані.

## 8 Лабораторна робота № 8

### МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА ЗІ СКАЛЯРНИМ ЧАСТОТНО-СТРУМОВИМ УПРАВЛІННЯМ

#### 8.1 Теоретичні відомості

Асинхронний ЕП з частотно-струмовим управлінням використовується в електроприводах механізмів середньої та великої потужності, які не потребують глибокого регулювання швидкості. Насамперед це потужні турбомеханізми, ЕП екскаваторів та ін.

При частотно-струмовому управлінні здійснюється взаємопов'язане змінювання амплітуди та частоти струму статора двигуна. Частіше усього при такому регулюванні швидкості задаються вимогою постійності потоку на необхідному рівні, після чого розраховують відповідну залежність струму статора від абсолютного ковзання.

Силова частина асинхронного ЕП має ПЧ з ланкою постійного струму<sup>1</sup>, який конструктивно має керований випростувач (КВ), фільтр у ланці постійного струму та автономний інвертор струму (АІС). У системах частотно-струмового керування КВ виконує функцію спрямлення струму. На виході АІС маємо струм регульованої амплітуди та частоти.

Функціональна схема системи частотно-струмового керування [10, 11] наведена на рис.8.1.

Напряг від задавача інтенсивності (ЗІ) подається на блок порівняння, на виході якого формується сигнал, пропорційний різниці заданої та дійсної швидкості (абсолютному ковзанню), котрий, у свою чергу подається на вхід пропорційного регулятора швидкості (РШ). Сигнал з виходу РШ подається через функціональний перетворювач ФП на вхід контуру регулювання струму та для завдання частоти до блоку порівняння.

Перетворювач ФП формує сигнал заданого струму статора в функції абсолютного ковзання. Відповідна залежність може бути отримана після підстановки струму ротора, вираженого з другого рівняння (3.3), у рівняння рівноваги напруг ротора (3.2) в умовах усталеного режиму ( $p = 0$ ):

$$I_{s3} = \frac{\Psi_{r3}}{L_m} \sqrt{1 + (\beta T_r)^2}, \quad (8.1)$$

<sup>1</sup> Можливим є також застосування безпосереднього перетворювача частоти.

де  $\beta = \omega_s - \omega_r$  – абсолютне ковзання;  
 $T_r = L_r / R_r$  – стала часу ротора АД.

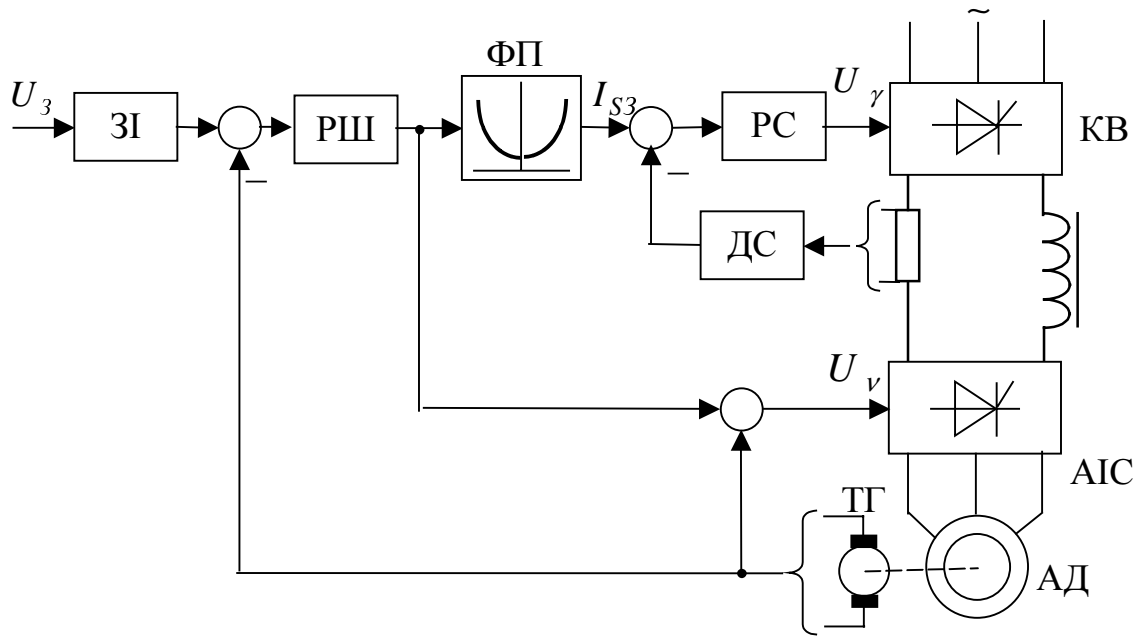


Рисунок 8.1 – Функціональна схема системи асинхронного ЕП з частотно-струмовим управлінням

Цей сигнал через блок порівняння подається до регулятора струму (РС), який звичайно виконується пропорційно-інтегральним.

Формування частоти на вході АІС відбувається у відповідності до закону керування за обуренням [4]:

$$U_v = k_{PШ}(\omega_s - \omega_r) + \omega_r, \quad (8.2)$$

де  $k_{PШ}$  – коефіцієнт підсилення пропорційного регулятора швидкості (РШ).

Реалізація залежності (8.1) ФП виконується шляхом її кусочно-лінійної апроксимації.

Передавальні функції регуляторів струму і швидкості у цій роботі пропонуються обирати у вигляді:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_P}{k_V k_{Id}} \cdot \frac{T_P p + 1}{k_{kId} T_{CP}}; \quad (8.3)$$

$$W_{PШ}(p) = \frac{J}{k_\omega k_{Id} k_{k\omega} T_{Ш}}, \quad (8.4)$$

де  $k_V$  – коефіцієнт підсилення КВ;

$k_{Id}$ ,  $k_\omega$  – коефіцієнти передачі датчиків спрямованого струму та швидкості відповідно;

$$R_P = R_F + \frac{18}{\pi^2} \left[ R_s + K_r^2 R_r \frac{s_1 \omega_s^2}{s_1^2 \omega_s^2 + \alpha_r^2} \right] - \text{еквівалентний активний опір об'єкта "ПЧ$$

– АД”;

$$T_P = L_F / R_P - \text{еквівалентна стала часу об'єкта "ПЧ – АД”};$$

$\alpha_r = T_r^{-1}$  – коефіцієнт згасання ротора;

$s_1$  – розрахунковий коефіцієнт, який непрямо відображає бажану жорсткість механічних характеристик системи ЕП;

$T_C, T_{III}$  – еквівалентні сталі часу інтегрування регуляторів струму та швидкості відповідно;

$k_{kId}, k_{k\omega}$  – налагоджувальні коефіцієнти, що визначають інерційність відповідних контурів, значення яких перевищують 1.

## 8.2 Завдання

Складіть модель, яка забезпечує можливість дослідження двох варіантів системи частотно-струмового управління (рис.8.1): одноконтурна з контуром регулювання спрямленого струму, двоконтурна із зовнішнім контуром регулювання швидкості.

Промоделюйте роботу систем за тахограмою, що зображена на рис.8.2 (значення  $\omega_1, \omega_2$  та моментів часу візьміть за вказівкою викладача) при різних характеристиках статичного навантаження  $M_C$  (табл.7.2). Параметри короткозамкненого АД візьміть із табл.1.1. Параметри ланки постійного струму оберіть, виходячи із співвідношень:

$$L_F \approx (0,5 \dots 2,50)L_{s\sigma}; \quad R_F \approx (0,05 \dots 0,50)R_s.$$

У всіх випадках отримуйте графіки залежностей:

- спрямленого струму, амплітудних значень струму статора, потокозчеплення ротора, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу;
- струму статора, електромагнітного моменту, моменту навантаження в функції швидкості обертання ротора АД.

Передавальні функції регуляторів оберіть відповідно до (8.3), (8.4). Початкове чисельне значення коефіцієнту  $s_1$  оберіть рівним номінальному ковзанню АД  $s_H$ , налагоджувальних коефіцієнтів  $k_{kId}, k_{k\omega}$  – рівними 2. Шляхом варіювання коефіцієнтів  $s_1, k_{kId}, k_{k\omega}$  оберіть оптимальні параметри регуляторів системи керування з позиції забезпечення бажаних статичних і динамічних властивостей системи ЕП. Відповідні значення і залежності наведіть у звіті.

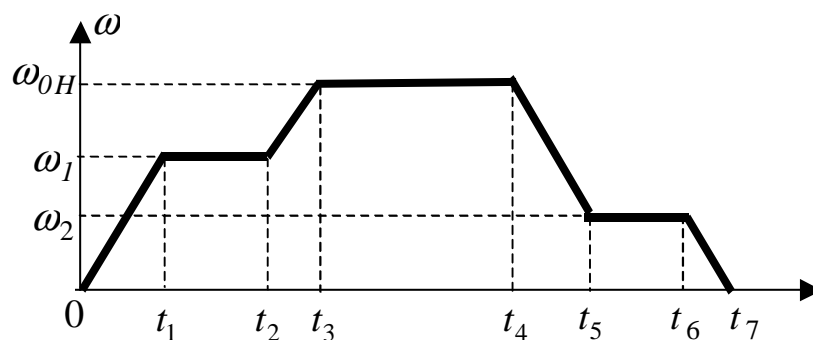


Рисунок 8.2 – Тахограма роботи



### 8.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Триланкові перетворювачі частоти з проміжною ланкою постійного струму (принципова схема наведена на рис.8.3) звичайно використовуються у системах частотно-струмового керування АД. Певне керування вентилями КВ забезпечує необхідну величину струму у ланці постійного струму, реактор у ланці постійного струму, який згладжує пульсації струму на виході КВ, керування АІС забезпечує необхідне значення частоти зміни струму на його виході.

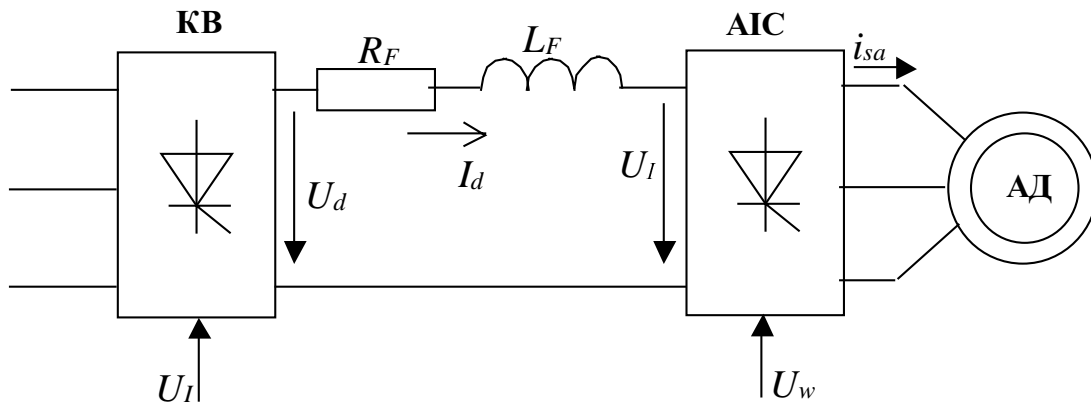


Рисунок 8.3 – Принципова схема силової частини системи ЕП з частотно-струмовим керуванням

Модель ПЧ з ланкою постійного струму отримують на основі математичного опису об'єкта “ланка постійного струму – ідеалізований АІС”, який у синхронній системі координат з додатковою орієнтацією за вектором струму статора має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} U_d &= U_I + (R_F + pL_F)I_d; \\ i_{sx} &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d; \quad i_{sy} = 0; \quad u_{sx} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_I. \end{aligned} \right\}, \quad (8.5)$$

Відповідна структурна схема наведена на рис.8.4. Інвертор вважають безінерційним, КВ спрощено представлений аперіодичною ланкою аналогічно до (7.8).

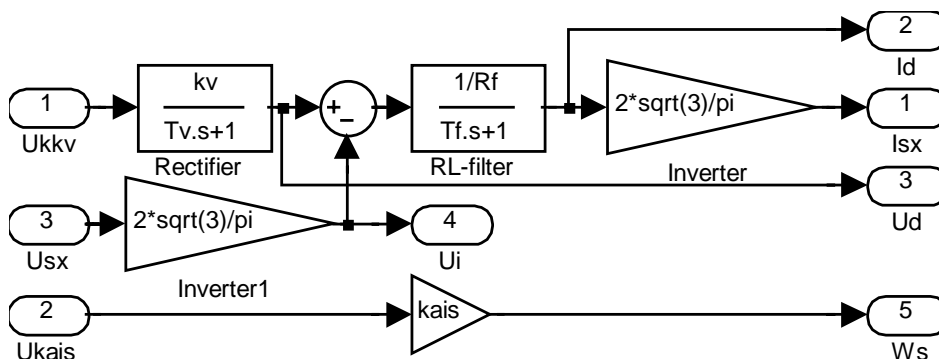


Рисунок 8.4 – Структурна схема ПЧ з ланкою постійного струму

Параметри ПЧ обираються аналогічно до (7.9).

При складанні моделі систем частотно-струмового управління використовуються струмова модель АД у синхронній системі координат.

При моделюванні в абсолютних одиницях величини сигналів завдання для окремих контурів повинні бути сформовані з урахуванням коефіцієнтів передачі відповідних датчиків, тобто, на входи блоку порівняння повинні приходити сигнали одного порядку. Плавне зростання сигналу частоти забезпечити шляхом використання задавача інтенсивності (ЗІ), причому вихідний його сигнал повинен формуватися з урахуванням коефіцієнту  $k_{AIS}$  передачі ПЧ по каналу завдання частоти (див. структурну схему ПЧ рис.8.4).

Залежність струму статора від абсолютного ковзання за формулою (8.1) може бути реалізована за допомогою ланки *Look-Up Table* бібліотеки *Function&Tables*.

При моделюванні в абсолютних одиницях для виведення графіків у зручному вигляді доцільно виводити відносні значення величин.

## 8.4 Контрольні запитання

1. Яка мета переслідується при застосуванні частотно-струмового управління АД? Як воно реалізується при використанні в силовій схемі ЕП триланкового перетворювача частоти з автономним інвертором струму?
2. Порівняйте статичні і динамічні характеристик систем, що були промодельовані.
3. Як впливає на динамічні властивості систем зміна налагоджувальних коефіцієнтів регуляторів?
4. Дайте рекомендації щодо областей застосування систем частотно-струмового управління, що були промодельовані.

## 9 Лабораторна робота № 9

### **МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛІННЯ АСИНХРОННИМ ДВИГУНОМ З КОРОТКОЗАМКНЕНИМ РОТОРОМ**

#### 9.1 Теоретичні відомості

Застосування принципу векторного управління дозволяє створювати високодинамічні системи ЕП широкого застосування з практично будь-яким потрібним діапазоном регулювання швидкості. Векторне управління призване забезпечити закон частотного керування  $\tilde{\Psi}_r = const$ , отож, потрібні статичні та динамічні властивості ЕП шляхом використання розподільного регулювання механічними (момент, швидкість) і магнітними (магнітний потік або потокозчеплення) координатами. При векторному керуванні враховується взаємне положення узагальнених векторів електромагнітних величин.

В силовій схемі таких ЕП звичайно використовується ПЧ на основі некероного випростувала та інвертора напруги (для тихохідних ЕП можливе також засто-

сування безпосередніх перетворювачів частоти), формування вихідної напруги якого відбувається з використанням принципу широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Функціональна схема системи векторного управління короткозамкненим АД для випадку, коли усі регульовані координати можуть бути виміряні, наведена на рис.9.1. Система має два канали керування: модулем вектора потокозчеплення ротора  $\Psi_r$  та кутовою швидкістю ротора  $\omega$ , кожний з каналів має по два контури регулювання.

Завдання сигналів здійснюється у системі координат  $d,q$ , орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора  $\tilde{\Psi}_r$ , тобто, умова обертання має вигляд:

$$\psi_{rd} = |\tilde{\Psi}_r| = \Psi_r; \quad \psi_{rq} \equiv 0. \quad (9.1)$$

Перетворення сигналів до природної трифазної системи координат статора виконується послідовно – шляхом використання перетворювачів координат (ПК)  $2 \rightarrow 2$  (спочатку до нерухомої ортогональної системи координат  $\alpha,\beta$ ) та  $2 \rightarrow 3$  (потім до нерухомої системи  $A,B,C$ ).

Отримання складових струму статора, що був виміряний за допомогою датчиків струму (ДС), у системі координат  $d,q$  здійснюється шляхом зворотних перетворень. Регулятори внутрішніх контурів регулювання складових струму статора звичайно виконуються пропорційно-інтегральними.

Шляхом застосування датчиків Холла або вимірювальних обмоток виконується вимір складових головного потокозчеплення  $\tilde{\Psi}_m$  у системі координат  $A,B,C$ . Складові потокозчеплення ротора  $\tilde{\Psi}_r$  обчислюються у датчику потокозчеплення ротора ДПР за такими залежностями (без урахування коефіцієнту передачі датчиків Холла):

$$\left. \begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= k_r^{-1} \psi_{m\alpha} - L_r \sigma i_{s\alpha}; \\ \psi_{r\beta} &= k_r^{-1} \psi_{m\beta} - L_r \sigma i_{s\beta}, \end{aligned} \right\} \quad (9.2)$$

де складові головного потокозчеплення у системі координат  $\alpha,\beta$  попередньо обчислюються по аналогії з (2.7).

Виділення сигналів амплітуди та фази вектора  $\tilde{\Psi}_r$  здійснюється у векторному аналізаторі (ВА). Сигнал, пропорційний до модуля вектора потокозчеплення ротора, заводиться на блок порівняння регулятора потокозчеплення (РП) (який, до речі, звичайно виконується ПІ-типу), а гармонічні сигнали  $\cos \theta_k$  та  $\sin \theta_k$  беруть участь у перетвореннях координат  $2 \rightarrow 2$  шляхом їх заведення до відповідних координатних перетворювачів (ПК  $2 - 2$ ).

Вимір швидкості обертання ротора АД виконується за допомогою тахогенератора (ТГ), встановленого на валу двигуна. Регулятор швидкості (РШ) звичайно виконується пропорційним (П-) або пропорційно-інтегральним (ПІ-типу), в залежності від необхідності надання системі астатичних властивостей. Блок ділення на вході контуру регулювання  $q$ -складової струму статора, є невід'ємною та обов'язковою частиною регулятора швидкості, оскільки потокозчеплення ротора входить до знаменнику дробу, що визначає коефіцієнт посилення регулятора швидкості.

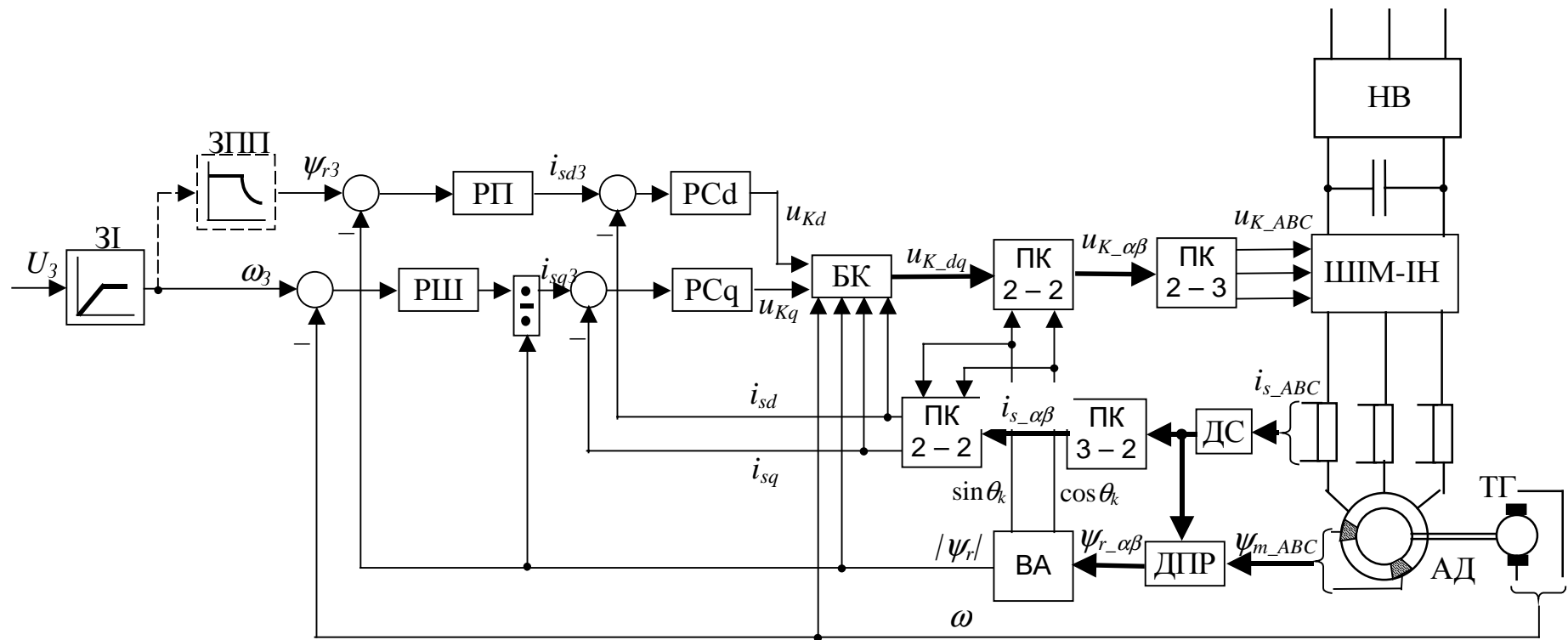


Рисунок 9.1 – Функціональна схема системи векторного управління АД з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора:

НВ, ШІМ-ІН – некерований випростувач та інвертор напруги з ШІМ-комутацією перетворювача частоти;  
 АД – асинхронний двигун; ДС, ДПР, ТГ – датчики струму, потокозчеплення ротора та швидкості відповідно;  
 ПК – перетворювачі координат; ВА – векторний аналізатор; БК – блок компенсації;  
 РШ, РП, РСd, РСq – регулятори швидкості, потокозчеплення ротора, d- і q-складових струму статора відповідно;  
 ЗІ, ЗПП – задавачі інтенсивності та послаблення поля (опціональний) відповідно

Примітки:

1. Значення сигналів показані без урахування коефіцієнтів посилення датчиків та задаючих пристроїв;
2. На схемі не показані пристрої обмеження сигналів  $i_{sd3}$  і  $i_{sq3}$  до максимально припустимих рівнів.

Сигнали з виходів регуляторів швидкості ( $i_{sq3}$ ) та потокозчеплення ( $i_{sd3}$ ) повинні бути обмежені на відповідних рівнях: обмеження  $i_{sd3}$  призначене не допустити збільшення струму намагнічування більше за його номінальне значення, обмеження ж  $i_{sq3}$  – появи неприпустимо великих коливань та усталених значень електромагнітного моменту двигуна.

Сигнал завдання на швидкість обертання ротора двигуна отримується за допомогою задавача інтенсивності (ЗІ), завдання на потокозчеплення може бути організовано незалежно (завдання конкретної бажаної величини потокозчеплення ротора в однозонних системах) або в функції завдання на швидкість (при адаптації до роботи у другій зоні) шляхом застосування нелінійного задавача послаблення поля (ЗПП).

Динамічні властивості розглянутої системи векторного управління стають добрими лише за умови наявності блоку компенсації (БК), який виконує відокремлення каналів регулювання шляхом нейтралізації впливів внутрішніх зворотних зв'язків (ВЗЗ) АД. Ця компенсація виконується (аналогічно до компенсації впливу проти-ЕРС двигуна в системах ЕП постійного струму) шляхом заведення аналогічних сигналів з протилежним знаком на вхід інвертора напруги (див. функціональну схему рис.9.1). Як правило, на практиці компенсуються не всі ВЗЗ, а лише найбільш впливові, до числа яких належать перехресні ВЗЗ і проти-ЕРС двигуна. Взагалі, властивості системи векторного управління АД будуть тим більш якісними, чим більшу кількість існуючих ВЗЗ зкомпенсовано.

Слід відзначити, що, на відміну від розглянутого засобу (умовно йому надамо назву *безпосередньої компенсації*), компенсація ВЗЗ може бути виконана у відповідності до так званого *принципу попереджувального управління* [7], сутність якого заключається у тому, що до блоку компенсації (БК) заводяться не сигнали з датчиків потрібних величин, а відповідні сигнали завдання із системи керування.

Своєрідним недоліком векторного управління з орієнтацією за вектором потокозчеплення (в нашому випадку – ротора) є необхідність як можна більш точного вимірювання або оцінки амплітудної величини та кутового положення цього вектора. Обмеження і недоліки, які пов'язані з вимірюванням потокозчеплення (як за допомогою датчиків Холла, так і вимірювальних обмоток) [6], призводять до того, що частіше всього для визначення потоку використовують математичні моделі або спостерегачі стану.

Усе розглянуте є абсолютно правомірним при організації за необхідності у системі векторного управління короткозамкненим АД законів частотного управління  $\tilde{\Psi}_s = const$  або  $\tilde{\Psi}_m = const$ , та (з урахуванням особливостей регулювання та вимірювання) у випадку аналогічного керування АД з фазним ротором з боку ротора. Система керування буде мати подібну структуру, але дещо ускладнену по причині більшої кількості ВЗЗ двигуна, які потрібно компенсувати [6].

Загальними недоліками систем векторного управління є складність керуючих і функціональних пристроїв під час перетворення координат і фаз, а також виконання компенсаційних зв'язків при широкому діапазоні регулювання швидкості і навантаженні ЕП.

## 9.2 Завдання

Промодельуйте систему векторного управління з  $\tilde{\Psi}_r = const$ , функціональна схема котрої наведена на рис.9.1. Параметри АД взяти з табл.1.1.

Передавальні функції регуляторів оберіть відповідно до виразів:

$$W_{PCd}(p) = W_{PCq}(p) = \frac{R_l}{k_\mu k_I} \cdot \frac{T_{sl}p + 1}{T_I p}; \quad (9.3)$$

$$W_{PI}(p) = \frac{k_I}{L_m k_\psi} \cdot \frac{T_r p + 1}{T_\psi p}; \quad (9.4)$$

$$W_{PI-PII}(p) = \frac{2k_I J}{3z_p k_r k_\omega T_\omega} \cdot \frac{1}{\Psi_r}, \quad (9.5)$$

де  $R_l = R_s + k_r^2 R_r$  – еквівалентний активний опір АД;

$T_{sl} = \sigma L_s / R_l$  – еквівалентна електромагнітна стала часу статора АД;

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

$k_\mu$  – коефіцієнт передачі інвертора напруги;

$k_I, k_\psi, k_\omega$  – коефіцієнти передачі датчиків струмів, потокозчеплення та швидкості відповідно;

$T_I, T_\psi, T_\omega$  – сталі часу інтегрування регуляторів струмів, потокозчеплення та швидкості відповідно.

Отримати графіки перехідних процесів (залежності складових і амплітуди вектора струму статора, амплітуди вектора потокозчеплення ротора, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу) у системі векторного управління при роботі за тахограмою (завдає керівник роботи).

Визначити, як впливає на динамічні властивості системи кожний окремих ВЗЗ та засіб його компенсації (безпосередня або попереджувальна компенсація).

Доповнити структурну схему моделлю простішого пристрою ідентифікації потокозчеплення ротора у нерухомій системі координат, та перевірити працездатність системи.

## 9.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

При моделюванні систем векторного управління у повній мірі оцінюється зручність використання підходу до моделювання (див. п.6.3), який звичайно використовується при моделюванні складних систем ЕП. Тут об'єкт регулювання “КП – ПЧ – АД” (усе, що, відповідно до функціональної схеми рис.9.1, знаходиться праворуч від регуляторів струмів) замінюється еквівалентним об'єктом у системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора. Це обумовлює необхідність застосування відповідної моделі АД відповідно до структури  $\tilde{I}_s, \tilde{\Psi}_r$ .

Інвертор напруги можна представити аперіодичною ланкою з коефіцієнтом підсилення  $k_\mu$  і сталою часу  $T_\mu = 0,1 \dots 5,0$  мс.

Сталі часу регуляторів можуть бути обрані відомими способами. Сталі часу регуляторів струму (9.3) можна обрати за модульним оптимумом:

$$T_I = 2T_\mu, \quad (9.6)$$

Сталі часу регуляторів потокозчеплення (9.4) та швидкості (9.5) обираються за симетричним оптимумом:

$$T_\Psi = 2T_I; \quad (9.7)$$

$$T_\omega = 2T_I. \quad (9.8)$$

Сигнали ВЗЗ двигуна  $k_r T_r^{-1} \Psi_r$ ,  $\sigma L_s \omega_k i_{sq}$ ,  $-\sigma L_s \omega_k i_{sd}$ ,  $-k_r \Psi_r \omega_r$  повинні компенсуватися на вході інвертора шляхом їх заведення із протилежним знаком на вхід інвертора напруги з урахуванням коефіцієнту передачі інвертора та відповідних датчиків.

Не слід забувати корегувати сигнали завдання з урахуванням коефіцієнтів зворотних зв'язків, а також відстежити вірність реалізації регулятора швидкості з передавальною функцією саме (9.5).

Модель простішого пристрою ідентифікації потокозчеплення ротора може бути отримана у нерухомій системі координат на основі рівнянь (9.2) з урахуванням першого рівняння (3.2) та  $\omega_k = 0$ :

$$\left. \begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= K_r^{-1} \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - (K_r^{-1} L_{s\sigma} + L_{r\sigma}) i_{s\alpha}; \\ \psi_{r\beta} &= K_r^{-1} \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - (K_r^{-1} L_{s\sigma} + L_{r\sigma}) i_{s\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (9.9)$$

Для застосування такого пристрою ідентифікації слід передбачити відповідні координатні перетворювачі 2 – 2 за формулами (2.8), (2.9).

#### 9.4 Контрольні запитання

1. У чому полягає принцип векторного управління?
2. Зробіть висновки щодо динамічних властивостей промодельованої системи векторного управління.
3. Яке призначення блоку компенсації у системі керування?
4. В чому переваги використання “попереджувального” управління при компенсації впливу ВЗЗ?
5. Як впливають на роботу системи наявність кожного окремого ВЗЗ, їх компенсація і засіб компенсації?
6. У чому переваги застосування ідентифікаційних пристроїв для визначення потокозчеплення ротора? Які можливі недоліки?
7. Чим, на вашу думку, буде відрізнятися модель системи векторного керування при управлінні за законами  $\tilde{\Psi}_s = const$  або  $\tilde{\Psi}_m = const$ ?
8. Назвіть загальні переваги та недоліки систем векторного управління.

## МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННО-ВЕНТИЛЬНОГО КАСКАДУ

### 10.1 Теоретичні відомості

Асинхронно-вентильний каскад (АВК) – це різновидність машини подвійного живлення (МПЖ), у роторному колі якої присутній перетворювач енергії.

Управління швидкістю АД є однозонним і здійснюється шляхом введення у роторне коло АД додаткової ЕРС, що спрямована зустрічно із спрямленою ЕРС ротора АД. Внаслідок цього з'являється можливість керування ковзанням АД і, крім того, використання втрат енергії ковзання для здійснення корисної роботи.

Функціональна схема системи ЕП на основі АВК [13, 14] наведена на рис.10.1.

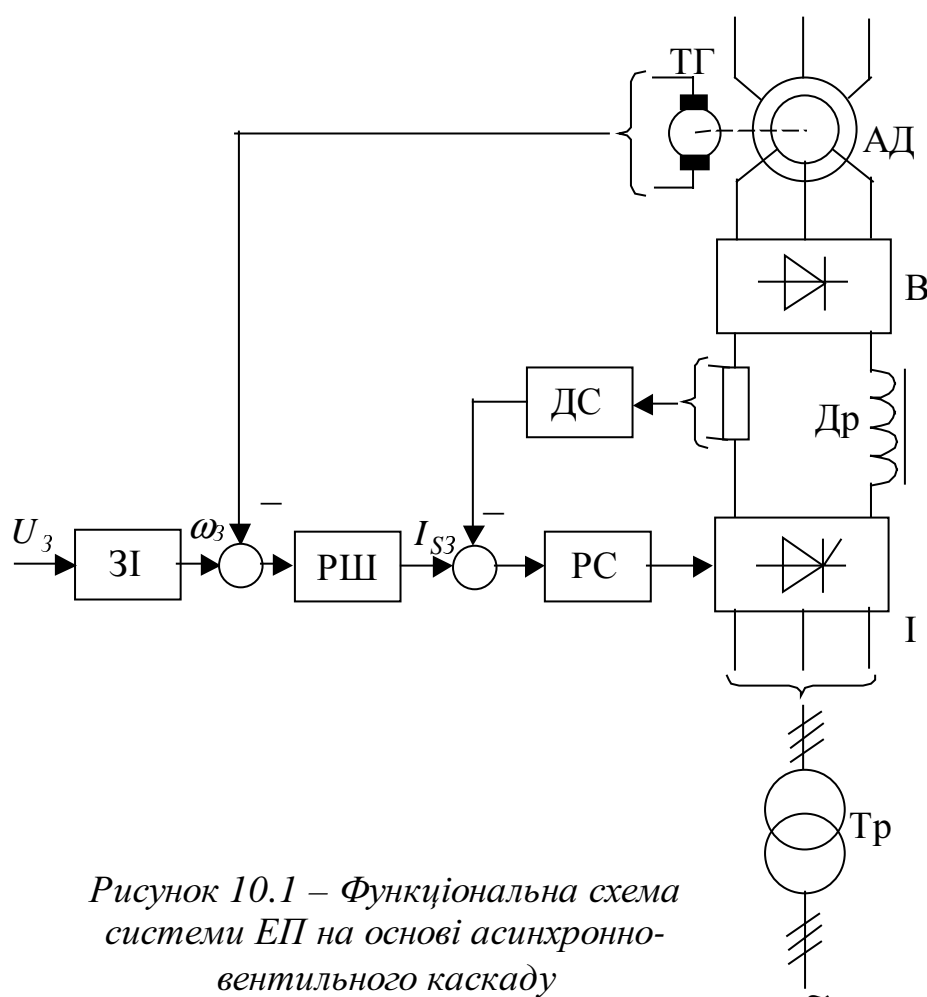


Рисунок 10.1 – Функціональна схема системи ЕП на основі асинхронно-вентильного каскаду

Перетворювач у роторному колі АД складається з випрямляча (В), інвертора (І) та фільтра у ланці постійного струму. Некерований випростувач В, збудований за трифазною мостовою схемою, призначений для спрямлення струму ротора, який має частоту ковзання. Інвертор І перетворює спрямлений струм у змінний струм з частотою джерела.



Керування величиною додаткової проти-ЕРС  $E_{\text{доd}}$  виконується шляхом зміни кута відкриття ключів інвертора, величина якого звичайно знаходиться у межах [13]:

$$\alpha = \pi/2 \dots 5\pi/6,$$

і відноситься до скалярних способів керування, оскільки фаза додаткової ЕРС є детермінованою величиною.

За умови постійності напруги статора основний магнітний потік АД майже не змінюється, тому визначальний вплив на формування електромагнітного моменту АД чинять фазні струми ротора. Оскільки струм ротора із достатньою точністю відображається спрямленим струмом  $I_d$ , то при регулюванні моменту і швидкості основний вплив на момент чинить перехідний процес у колі спрямленого струму. Таким чином, електромагнітними перехідними процесами в АД, що протікають відносно швидко, зневажають. У такому випадку рівняння роторного кола АД для АВК може бути представлено у вигляді [14]:

$$E_{dr} - E_{\text{доd}} = R_{d.\text{екв}}(T_{d.\text{екв}}p + 1)I_d, \quad (10.1)$$

де  $E_{dr} = k_{cx}E_{rle}s$  – спрямлена ЕРС ротора, усереднена в інтервалах дискретності випростувача;

$R_{d.\text{екв}} = (2R_s + 3X_k/\pi)s + 2R_r + R_d + R_T$  – еквівалентний активний опір кола спрямленого струму;

$T_{d.\text{екв}} = L_{d.\text{екв}}/R_{d.\text{екв}}$  – еквівалентна стала часу кола спрямленого струму;

$L_{d.\text{екв}} = 2L_k + L_d + L_T$  – еквівалентна індуктивність кола спрямленого струму;

$k_{cx} = 1,35$  – коефіцієнт схеми випростувача;

$E_{rle}$  – номінальне ефективне значення лінійної ЕРС розімкненого ротора;

$R_s, R_r, X_k = X_{s\sigma} + X_{r\sigma}, L_k = X_k/\omega_{s.H}$  – параметри обмоток АД, приведені до кола ротора.

$R_d, L_d$  – активний опір і індуктивність дроселя  $D_r$  у колі спрямленого струму;

$R_T, L_T$  – активний опір і індуктивність розсіяння трансформатора  $T_r$  інвертора, приведені до кола спрямленого струму.

Електромагнітний момент АД в функції спрямленого струму ротора може бути визначений за формулою [14]:

$$M = \frac{k_{cx}}{\omega_0} \left( I_d E_{rle} - \frac{\sqrt{2}}{2} I_d^2 X_k \right), \quad (10.2)$$

де  $\omega_0$  – синхронна кутова частота обертання ротора АД, геом. рад.

Формули (10.1), (10.2) показують, що система АВК як об'єкт регулювання містить дві нелінійності, що обумовлені залежністю  $R_{d.\text{екв}}$  від ковзання  $s$  і нелінійною залежністю електромагнітного моменту від спрямленого струму. При зміні ковзання від  $s = s_H$  до  $s = 1$  опір  $R_{d.\text{екв}}$  змінюється у 2...5 разів (більша зміна відповідає більшій потужності ЕП). Тому при побудуванні замкненої САК роблять ще більшу лінеаризацію математичного опису [13, 14].

Залежність  $R_{d.\text{екв}}$  від ковзання не ураховується, а його середня величина

$R_{d.екв.0}$  обирається для середнього при заданому діапазоні регулювання ковзання  $s_0$ :

$$R_{d.екв} = R_{d.екв.0} = (2R_s + 3X_k/\pi)s_0 + 2R_r + R_d + R_T. \quad (10.3)$$

Коефіцієнт пропорційності  $c$  між спрямленим струмом і електромагнітним моментом визначають за середнім для даного ЕП навантаженням  $I_{d0}$ :

$$M = cI_d = \frac{k_{cx}}{\omega_0} \left( E_{rle} - \frac{\sqrt{2}}{2} I_{d0} X_k \right) I_d \approx \frac{k_{cx}}{\omega_0} E_{rle} s_0 I_d. \quad (10.4)$$

Система керування АВК складається з внутрішнього контуру регулювання спрямленого струму з ПІ-регулятором струму (РС) та зовнішнього контуру регулювання швидкості із П- або ПІ-регулятором швидкості (РШ). Діапазон регулювання швидкості в АВК, що побудований за вказаною функціональною схемою, як правило, не перевищує 1:2. Для розширення діапазону регулювання можуть бути використані інші принципи побудування САК [13, 14], але це призводить до значного дорожчання ЕП.

Особливістю основних вентиляльних каскадів є те, що вони не мають гальмівних режимів при ковзаннях від нуля до одиниці [14]. Тому в процесах регулювання, що пов'язані із зменшенням швидкості ЕП, САК буде функціонувати лише у тому випадку, коли заданий темп зменшення швидкості менший, ніж при вільному вибігу.

Синтез регуляторів системи керування виконується або на основі лінеаризованої моделі [9, 13, 14] або аналогічно тому, як це здійснюється у системах частотного керування на основі АІС (див. лабораторну роботу № 8).

## 10.2 Завдання

Складіть модель САК електроприводом на основі АВК, функціональна схема якої наведена на рис.10.1.

Виконайте моделювання роботи ЕП за тахограмою (рис.10.2) (параметри тахограми завдає керівник роботи). Параметри двигунів візьміть із табл.10.1.

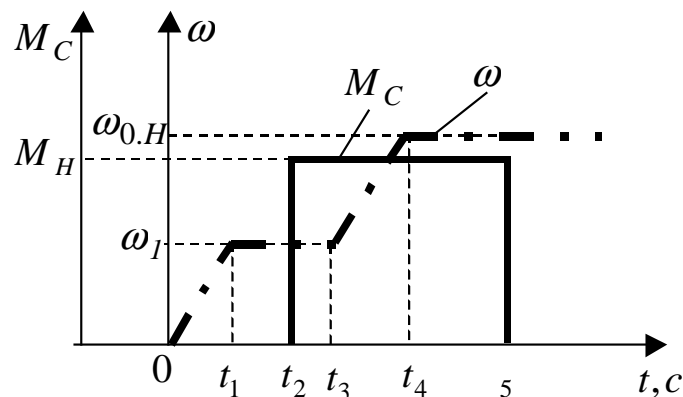


Рисунок 10.2 – Тахограма роботи

Таблиця 10.1 – Технічні дані асинхронних двигунів з фазним ротором, 380 В, 25% ПВ

№ вар.	Тип	$P_H$ , кВт	$n_H$ , об/хв	$\frac{M_K}{M_H}$	Статор					
					$\cos \varphi$		$I_{cH}$ , А	$I_{cX}$ , А	$R_c''$ , Ом	$X_c''$ , Ом
					ном.	х.х.				
1	MT-11-6	2,2	885	2,3	0,72	0,39	7,2	5,2	0,523	0,3517
2	MT-12-6	3,5	910	2,5	0,73	0,35	10,3	7,5	0,675	0,5052
3	MT-21-6	5	940	2,9	0,68	0,32	14,9	10,9	0,229	0,2211
4	MT-22-6	7,5	945	2,8	0,69	0,27	20,9	15,0	0,271	0,2907
5	MT-31-6	11	953	3,1	0,71	0,24	28,4	19,2	0,123	0,1373
6	MT-31-8	7,5	702	2,6	0,69	0,22	21,2	16,7	0,209	0,2386
7	MT-41-8	11	715	2,9	0,67	0,22	30,8	22,2	0,079	0,0949
8	MT-42-8	16	718	3,0	0,69	0,22	42,5	29,6	0,102	0,1332
9	MT-51-8	22	723	3,0	0,7	0,23	56,5	36,1	0,053	0,0877
10	MT-52-8	30	725	3,0	0,74	0,23	71,6	44	0,068	0,1132
11	MT-61-10	30	574	3,3	0,67	0,2	80	55	0,018	0,0447
12	MT-62-10	45	577	3,2	0,71	0,18	110	71	0,022	0,0621
13	MT-63-10	60	577	2,9	0,77	0,16	133	73,8	0,027	0,0793
14	MT-71-10	80	582	3,3	0,71	0,23	190	119	0,019	0,0772
15	MT-72-10	100	584	3,3	0,71	0,19	239	149	0,021	0,0932
16	MT-73-10	125	585	3,4	0,73	0,18	286	170	0,023	0,112

Продовження таблиці 10.1

№ вар.	Тип	Момент інерції ротора $J$ , кг м <sup>2</sup>	Маса двигуна $Q$ , кг	Ротор				
				$E_{ple}$ , В	$I_{pH}$ , А	$R_p$ , Ом	$X_p$ , Ом	Коеф. транс. напруги $k_e$
1	MT-11-6	0,0425	90	135	12,8	0,61	0,506	2,65
2	MT-12-6	0,0675	109	204	12,2	0,77	0,73	1,76
3	MT-21-6	0,1025	145	164	20,6	0,24	0,406	2,2
4	MT-22-6	0,142	163	227	21,6	0,29	0,544	1,59
5	MT-31-6	0,262	218	200	35,4	0,132	0,27	1,84
6	MT-31-8	0,262	218	185	28,0	0,211	0,33	1,94
7	MT-41-8	0,465	300	155	46,7	0,0835	0,171	2,33
8	MT-42-8	0,675	365	222	46,3	0,105	0,239	1,63
9	MT-51-8	1,1	435	197	70,5	0,0496	0,136	1,84
10	MT-52-8	1,42	510	257	74,3	0,0593	0,174	1,41
11	MT-61-10	3,25	785	142	133	0,0225	0,0382	2,47
12	MT-62-10	4,37	945	206	138	0,0280	0,0547	1,73
13	MT-63-10	5,5	1 100	253	160	0,0332	0,0704	1,42
14	MT-71-10	10	1 500	294	167	0,0266	0,068	1,21
15	MT-72-10	12	1 650	368	170	0,0299	0,0817	0,97
16	MT-73-10	14,2	1 850	442	175	0,0337	0,098	0,808

Інші параметри ланки спрямленого струму оберіть орієнтовно з використанням співвідношень:

$$R_d = (0,5 \dots 1,0)R_r, \quad L_d = (5 \dots 10)L_k, \quad R_T = (2 \dots 5)R_k, \quad L_T = (1 \dots 2)L_d.$$

Виконайте моделювання гальмування ЕП в режимі вільного вибігу під дією навантаження.

В усіх випадках отримуйте залежності значень ЕРС ротора і додатної проти-ЕРС, спрямленого струму, електромагнітного моменту та швидкості АД в функції часу.

### 10.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Структурна схема АВК, що складена за рівняннями (3.10), (10.3) і (10.4), може мати вигляд, показаний на рис.10.3. Інвертор представлений аперіодичною ланкою із передавальною функцією (7.8).

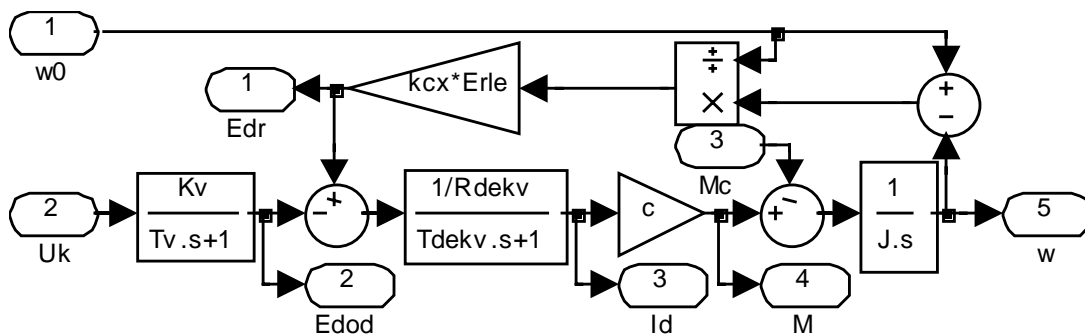


Рисунок 10.3 – Структурна схема АВК

Передавальні функції регуляторів струму та швидкості можна обрати рівними [14]:

$$W_{PC}(p) = \frac{R_{d.екв}}{k_V k_I} \cdot \frac{T_{d.екв} p + 1}{T_I p}; \quad (10.5)$$

$$W_{П-ПШ}(p) = \frac{J k_I}{c k_\omega T_\omega}, \quad (10.6)$$

де  $k_I$ ,  $k_\omega$  – коефіцієнти посилення датчиків струму та швидкості відповідно;

$T_I = 2T_V$ ,  $T_\omega = 2T_I$  – еквівалентні сталі часу інтегрування регуляторів струму та швидкості відповідно, налагоджені на модульний (симетричний) оптимум.

При моделюванні слід пам'ятати про максимальну величину діапазону регулювання швидкості, а також те, що гальмування повинно здійснюватись з темпом, що не перевищує темп гальмування у режимі вільного вибігу.

### 10.4 Контрольні запитання

1. Назвіть області використання ЕП на основі АВК.
2. За рахунок чого відбувається регулювання швидкості в ЕП на основі АВК?
3. Яким чином виконується керування величиною додаткової ЕРС ротора в ЕП на основі АВК?
4. Які припущення приймалися при математичному описі АВК?
5. Які динамічними характеристики властиві промодельованій системі?

## МОДЕЛЮВАННЯ СИНХРОННОЇ МАШИНИ У ФАЗНИХ КООРДИНАТАХ

### 11.1 Теоретичні відомості

Математичний опис синхронної машини (СМ) є більш складним у порівнянні із асинхронною машиною через наявність на роторі однофазної обмотки збудження і, в окремих випадках, пускової (демпферної) обмотки.

Звичайно при моделюванні СМ приймаються такі припущення:

1. Магнітне поле в зазорі розглядається як плоско-паралельне.
2. Якір вважається гладким; не враховується викривлення поля; крива поля вважається синусоїдальною; магнітна вісь обмотки збудження співпадає з подовжньою віссю машини.
3. Магнітні осі фазних обмоток статора зсунуті у просторі на кут  $120^\circ$  і мають однакові параметри, тобто симетричні.
4. Розподілення струмів у демпферній обмотці синусоїдне.
5. Не враховується вплив вихрових струмів, гістерезису та насичення магнітних матеріалів.
6. Усі параметри СМ приведені до кола статора.

Система диференціальних рівнянь електричної рівноваги кола статора СМ для миттєвих значень напруг, струмів та потокозчеплень, складена з урахуванням цих припущень, в матричній формі має вигляд:

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt}, \quad (11.1)$$

а рівняння обмотки збудження:

$$U_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}. \quad (11.2)$$

Демпферна обмотка подається у вигляді  $n$  окремих контурів, розташованих по двох осях симетрії машини. Система диференціальних рівнянь демпферної обмотки у матричній формі має вигляд:

$$\mathbf{U}_e = \mathbf{0} = \mathbf{R}_e \mathbf{I}_e + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_e}{dt}. \quad (11.3)$$

У рівняннях (11.1) – (11.3):

$\mathbf{U}_s = [U_A \ U_B \ U_C]^T$ ,  $\mathbf{I}_s = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ ,  $\boldsymbol{\Psi}_s = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C]^T$  – вектори напруг, струмів та потокозчеплень фаз  $A, B, C$  статора, які складені з фазних миттєвих значень відповідних величин;

$U_f, i_f, \psi_f$  – миттєві значення напруги, струму і потокозчеплення кола збудження;

$R_s, R_f$  – активні опори відповідно фаз статора і обмотки збудження;

$$R_f = \frac{24}{z_p \pi^2} \left( W_s k_{os} \frac{k_d}{k_f} \right)^2 \frac{\rho_f l_f}{S_f W_f}; \quad (11.4)$$

$\mathbf{U}_e = [U_{ed} \quad U_{eq}]^T$ ,  $\mathbf{I}_e = [i_{ed} \quad i_{eq}]^T$ ,  $\mathbf{\Psi}_e = [\psi_{ed} \quad \psi_{eq}]^T$  – вектори напруг, струмів та потокозчеплень по осях демпферної обмотки;

$\mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} R_{ed} & 0 \\ 0 & R_{eq} \end{bmatrix}$  – матриця активних опорів, яка складена із значень активних опорів демпферної обмотки для повздовжній  $d$  і поперечній  $q$  осям;

$$R_{ed} = \frac{6}{z_p} \left( W_s k_{os} \frac{k_d}{k_f} \right)^2 \frac{\rho_c l_c c_{Ed}}{(1 - k_{pe}) S_c n_c}; \quad (11.5)$$

$$R_{eq} = k_{qr} R_{ed}. \quad (11.6)$$

У формулах (11.4) – (11.6) і далі додатково до величин, які використовувалися в (1.5), прийняті такі позначення:

$\rho_f$ ,  $l_f$ ,  $S_f$ ,  $W_f$  – відповідно питомий електричний опір, середня довжина половітка та переріз проводу обмотки збудження, а також число її витків;

$\rho_c$ ,  $l_c$ ,  $S_c$ ,  $n_c$  – відповідно питомий електричний опір, довжина та переріз стрижнів демпферної обмотки, а також число таких стрижнів на один полюс;

$c_{Ed} = 1,05 \dots 1,10$  – коефіцієнт, який ураховує наявність коротко замикаючих (КЗ) елементів;

$k_{pe} = \frac{\sin(n_c \pi t_c / \tau)}{n_c \sin(\pi t_c / \tau)}$  – коефіцієнт розподілення демпферної обмотки;

$t_c$  – відстань між сусідніми стрижнями;

$k_{qr}$  – конструктивний коефіцієнт демпферної обмотки, який дорівнює 0,75 (для обмотки з повними КЗ кільцями) або 10 (для обмотки, в котрій відсутні електричні з'єднання між КЗ сегментами сусідніх полюсів);

$k_{qL}$  – конструктивний коефіцієнт демпферної обмотки, який дорівнює 0,75 (для обмотки з повними КЗ кільцями) або 4 (для обмотки, в котрій відсутні електричні з'єднання між КЗ сегментами сусідніх полюсів);

$k_d$ ,  $k_q$ ,  $k_f$  – коефіцієнти форми поля відповідно для обмотки статора по повздовжній та поперечній осям та обмотки збудження;

$\lambda_{f\sigma}$ ,  $\lambda_{ed\sigma}$ ,  $\lambda_{eq\sigma}$  – коефіцієнти провідності для потокозчеплення розсіяння відповідно обмотки збудження та демпферної обмотки по повздовжній та поперечній осях.

Потокозчеплення у формулах (11.1) – (11.3) можна виразити через струми фаз статора, струми у головних фазах ротора і відповідні індуктивності.

Так, рівняння для потокозчеплень обмотки збудження мають вигляд [1]:

$$\Psi_f = L_{fA} i_A + L_{fB} i_B + L_{fC} i_C + L_f i_f + L_{fed} i_{ed}; \quad (11.7)$$

для фаз статора :

$$\begin{cases} \Psi_A = L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Af} i_f + L_{Aed} i_{ed} + L_{Aeq} i_{eq}, \\ \Psi_B = L_{BA} i_A + L_B i_B + L_{BC} i_C + L_{Bf} i_f + L_{Bed} i_{ed} + L_{Beq} i_{eq}, \\ \Psi_C = L_{CA} i_A + L_{CB} i_B + L_C i_C + L_{Cf} i_f + L_{Ced} i_{ed} + L_{Ceq} i_{eq}, \end{cases} \quad (11.8)$$

для осей приведеної демпферної обмотки:

$$\begin{cases} \Psi_{ed} = L_{edA} i_A + L_{edB} i_B + L_{edC} i_C + L_{edf} i_f + L_{ed} i_{ed}, \\ \Psi_{eq} = L_{eqA} i_A + L_{eqB} i_B + L_{eqC} i_C + L_{eq} i_{eq}. \end{cases} \quad (11.9)$$

У рівняння (11.7) – (11.9) входять індуктивності фаз

$$\begin{cases} L_A = L_{AA} + L_{AA\sigma}; \quad L_B = L_{BB} + L_{BB\sigma}; \\ L_C = L_{CC} + L_{CC\sigma}; \quad L_f = L_{ff} + L_{ff\sigma}; \\ L_{ed} = L_{eded} + L_{eded\sigma}; \quad L_{eq} = L_{eqeq} + L_{eqeq\sigma}, \end{cases} \quad (11.10)$$

що складаються з головних індуктивностей і індуктивностей розсіяння.

Головні індуктивності усіх фаз статора залежать від кутового положення ротора:

$$\begin{cases} L_{AA} = L_m + L_{m\infty} \cos(2\theta_r); \\ L_{BB} = L_m + L_{m\infty} \cos(2\theta_r + 2\pi/3); \\ L_{CC} = L_m + L_{m\infty} \cos(2\theta_r + 4\pi/3), \end{cases} \quad (11.11)$$

де  $L_m$  – середнє значення головної індуктивності фази;

$L_{m\infty}$  – амплітуда змінної складової головної індуктивності фази (для неявно полюсних синхронних машин дорівнює 0).

Індуктивності розсіяння усіх фаз статора постійні і однакові:

$$L_{AA\sigma} = L_{BB\sigma} = L_{CC\sigma} = L_{s\sigma}. \quad (11.12)$$

Головна індуктивність обмотки збудження також не залежить від кутового положення ротора і дорівнює головної індуктивності демпферної обмотки по повздовжній осі:

$$L_{ff} = L_{eded} = \frac{3}{2} L_{md}. \quad (11.13)$$

Індуктивність розсіяння обмотки збудження:

$$L_{ff\sigma} = \frac{12\mu_0}{Z_p \pi^2} \left( W_s k_{os} \frac{k_d}{k_f} \right)^2 l_\delta \lambda_{f\delta}. \quad (11.14)$$

Головна індуктивність по поперечній осі демпферної обмотки:

$$L_{eqeq} = \frac{3}{2} L_{mq}. \quad (11.15)$$

Індуктивності розсіяння по осях демпферної обмотки:

$$\begin{cases} L_{ed\sigma} = \frac{12\mu_0}{Z_p \pi^2} \left( W_s k_{os} \frac{k_d}{k_f} \right)^2 l_{\delta} \lambda_{ed\delta}; \\ L_{eq\sigma} = k_{qL} L_{ed\sigma}. \end{cases} \quad (11.16)$$

Головні взаємні індуктивності між фазами статора:

$$\begin{cases} L_{AB} = L_{BA} = -L_m/2 + L_{m\infty} \cos(2\theta_r + 4\pi/3); \\ L_{AC} = L_{CA} = -L_m/2 + L_{m\infty} \cos(2\theta_r + 2\pi/3); \\ L_{BC} = L_{CB} = -L_m/2 + L_{m\infty} \cos(2\theta_r), \end{cases} \quad (11.17)$$

Взаємні індуктивності приведеної демпферної обмотки по повздовжній осі із фазами статорної обмотки співпадають з відповідними взаємними індуктивностями приведеної обмотки збудження із фазами статорної обмотки:

$$\begin{cases} L_{Af} = L_{Aed} = \frac{3}{2} L_{md} \cos(\theta_r); \\ L_{Bf} = L_{Bed} = \frac{3}{2} L_{md} \cos(\theta_r + 4\pi/3); \\ L_{Cf} = L_{Ced} = \frac{3}{2} L_{md} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \end{cases} \quad (11.18)$$

Взаємні індуктивності приведеної демпферної обмотки по поперечній осі із фазами статорної обмотки:

$$\begin{cases} L_{Aeq} = -\frac{3}{2} L_{mq} \sin(\theta_r); \\ L_{Beq} = -\frac{3}{2} L_{mq} \sin(\theta_r + 4\pi/3); \\ L_{Ceq} = \frac{3}{2} L_{mq} \sin(\theta_r + 2\pi/3). \end{cases} \quad (11.19)$$

Взаємні індуктивності фаз статорної обмотки із головною фазою приведенного роторного контуру обумовлені наявністю струму тільки в одній фазі статора, тоді як при розрахунку “зворотних” взаємних індуктивностей (11.18), (11.19) користуються системою струмів в усіх трьох фазах статора. Тому взаємні індуктивності фаз статора із головною фазою приведенного роторного контуру не дорівнює “зворотним” взаємним індуктивностям, а становлять 2/3 від них:

$$\begin{aligned} L_{fA} &= \frac{2}{3} L_{Af}; & L_{fB} &= \frac{2}{3} L_{Bf}; & L_{fC} &= \frac{2}{3} L_{Cf}; \\ L_{edA} &= \frac{2}{3} L_{Aed}; & L_{edB} &= \frac{2}{3} L_{Bed}; & L_{edC} &= \frac{2}{3} L_{Ced}; \\ L_{eqA} &= \frac{2}{3} L_{Aeq}; & L_{eqB} &= \frac{2}{3} L_{Beq}; & L_{eqC} &= \frac{2}{3} L_{Ceq}. \end{aligned} \quad (11.20)$$



Взаємна індуктивність між приведеними роторними контурами по повздовжній осі (обмоткою збудження і демпферною обмоткою по повздовжній осі):

$$L_{Edf} = L_{fEd} = \frac{3}{2} L_{md}. \quad (11.21)$$

Інші взаємні індуктивності роторних кіл СД дорівнюють нулю.

Електромагнітний момент СМ виражається, аналогічно АД, через похідні індуктивностей обмоток по куту  $\theta_r$  і фазні струми:

$$M = \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left( \psi_A i_A + \psi_B i_B + \psi_C i_C + \psi_f i_f + \psi_{ed} i_{ed} + \psi_{eq} i_{eq} \right) \Big|_{i=const} \quad (11.22)$$

Фактично це означає, що момент визначається за (11.22) як сума добутків двох струмів і похідної визначеної взаємної індуктивностями між відповідними обмотками.

Для отримання повного математичного опису наведені рівняння слід доповнити рівнянням руху (1.11).

Математичний опис СМ у фазних координатах найбільш повно описує перехідні процеси в ній, однак наявність періодичних коефіцієнтів у диференціальних рівняннях є більш складною у порівнянні з аналогічними рівняннями асинхронної машини (див. лабораторну роботу № 1).

## 11.2 Завдання

Складіть структурну схему та промодельуйте синхронний двигун (СД) у фазних координатах. Данні для моделювання слід обрати з таблиці 11.1 відповідно до номеру варіанта.

Отримайте графіки перехідних процесів при прямому пуску СД, накиді та скиді номінального навантаження:

- 1) залежності амплітудних значень струмів статора та обмотки збудження, електромагнітного моменту та швидкості СД в функції часу;
- 2) залежності миттєвих значень напруги статора, струмів статора та обмотки збудження в функції часу.

Отримайте графіки динамічних характеристик двигуна – залежності діючих значень струмів статора і обмотки збудження та електромагнітного моменту в функції частоти обертання (або ковзання) СД.

## 11.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Формулу потокозчеплень доцільно записати у матричному вигляді:

$$\Psi = \mathbf{L} \mathbf{I}, \quad (11.23)$$

де  $\Psi = [\Psi_s \quad \Psi_f \quad \Psi_e]^T = [\psi_A \quad \psi_B \quad \psi_C \quad \psi_f \quad \psi_{ed} \quad \psi_{eq}]^T$  – повний вектор миттєвих значень фазних потокозчеплень обмотки статора, обмотки збудження і демпферної обмотки;

Таблиця 11.1 – Технічні данні синхронних двигунів

№ п/п	Тип	$U_n$ , кВ	$P_n$ , кВт	$n_c$ , об/хв	$\cos \varphi_n$	$I_{сн}$ , А	$I_{рн}$ , А при $\cos \varphi_n$	$I_{рнх}$ , А	$\frac{M_k}{M_n}$
1	ДСЗ-2121-16	10	14 070	375	0,85	983	561	350	2,1
2	МС325-12/12	10	5 400	500	0,8	400	367	212	2,4
3	МС325-12/12	6	6 150	500	0,8	770	408	211	1,85
4	МС321-7/6	6	675	1 000	0,8	86,5	278	139	2,0
5	МС323-14/8	3	3 300	750	0,9	740	466	295	2,25
6	МС321-6/6	3	640	1 000	0,8	164	374	190	2,25

Продовження таблиці 11.1

№ п/п	Асинхронний пуск				Момент інерції ротора $J$ , т м <sup>2</sup>	Маса двигуна $m$ , т	Обмоточн. коефіцієнт статора $k_{об}$	Вітки	
	$\frac{I_{сн}}{I_{сн}}$	$\frac{M_n}{M_n}$	$\frac{M_{вх}}{M_n}$	$\cos \varphi_n$				фази статора $w_c$	одного полюса ротора $w_p$
1	6,1	0,545	1,88	0,1	50	110	0,945	72	44,5
2	6,5	0,65	1,1	0,149	12,7	54	0,89	126	54,5
3	5,8	0,7	1,29	0,151	15,7	56	0,918	72	54,5
4	5,5	1,0	0,8	0,281	0,135	5,7	0,945	216	49,5
5	6,0	0,8	0,8	0,196	1,32	14	0,945	45	45,5
6	4,6	0,8	0,65	0,28	0,12	5,2	0,88	135	43,5

Продовження таблиці 11.1

№ п/п	Опори статора				Опори ротора		$\tau$ , мм	$b$ , мм	$\delta$ , мм	$\delta_m$ , мм
	$R_c$ , Ом	$x_c^{\delta}$	$x_d^{\delta}$	$x_q^{\delta}$	$R_p$ , Ом	$x_f^{\delta}$				
1	0,0268	0,093	0,755	0,515	0,248	0,218	536	400	18	27
2	0,0723	0,081	1,01	0,6	0,164	0,2	607	455	12	15,6
3	0,024	0,095	1,135	0,675	0,164	0,221	607	455	12	15,6
4	0,493	0,098	1,3	0,77	0,089	0,202	420	306	8	11,9
5	0,052	0,092	0,88	0,54	0,0786	0,196	500	353	16,5	26,9
6	0,141	0,115	1,205	0,73	0,062	0,24	420	306	10	13,9

$\mathbf{L}$  – матриця індуктивностей, що складена згідно з (11.10) – (11.21):

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} & L_{Af} & L_{Aed} & L_{Aeq} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} & L_{Bf} & L_{Bed} & L_{Beq} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C & L_{Cf} & L_{Ced} & L_{Ceq} \\ L_{fA} & L_{fB} & L_{fC} & L_f & L_{fed} & 0 \\ L_{edA} & L_{edB} & L_{edC} & L_{edf} & L_{ed} & 0 \\ L_{eqA} & L_{eqB} & L_{eqC} & 0 & 0 & L_{eq} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{I} = [\mathbf{I}_s \quad i_f \quad \mathbf{I}_e]^T = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad i_f \quad i_{ed} \quad i_{eq}]^T$  – повний вектор миттєвих значень фазних струмів статора, обмотки збудження і демпферної обмотки.

Використовуючи (11.23), повний вектор струмів можна обчислити таким чином:

$$\mathbf{I} = \mathbf{L}^{-1} \boldsymbol{\Psi}. \quad (11.24)$$

Електромагнітна енергія трифазної машини визначається виразом

$$W_E = \frac{1}{2} \boldsymbol{\Psi}^T \mathbf{I},$$

або з урахуванням (11.23)

$$W_E = \frac{1}{2} \mathbf{I}^T \mathbf{L} \mathbf{I}.$$

Звідки електромагнітний момент у матричній формі –

$$M = z_p \frac{\partial W_E}{\partial \theta} = \frac{z_p}{2} \mathbf{I}^T \frac{\partial \mathbf{L}^T}{\partial \theta} \mathbf{I} = \frac{z_p}{2} \mathbf{I}^T \mathbf{B} \mathbf{I}, \quad (11.25)$$

$$\text{де } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} L_{m\infty} S1 & L_{m\infty} S3 & L_{m\infty} S2 & L_{md} s1 & L_{md} s1 & L_{md} c1 \\ L_{m\infty} S3 & L_{m\infty} S1 & L_{m\infty} S1 & L_{md} s3 & L_{md} s3 & L_{md} c3 \\ L_{m\infty} S2 & L_{m\infty} S1 & L_{m\infty} S1 & L_{md} s2 & L_{md} s2 & L_{md} c2 \\ 1,5L_{md} s1 & 1,5L_{md} s3 & 1,5L_{md} s2 & 0 & 0 & 0 \\ 1,5L_{md} s1 & 1,5L_{md} s3 & 1,5L_{md} s2 & 0 & 0 & 0 \\ 1,5L_{md} c1 & 1,5L_{md} c3 & 1,5L_{md} c2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$S1 = \sin(2\theta); \quad S2 = \sin(2\theta + 2/3\pi); \quad S3 = \sin(2\theta - 2/3\pi);$$

$$s1 = \sin(\theta); \quad s2 = \sin(\theta + 2/3\pi); \quad s3 = \sin(\theta - 2/3\pi);$$

$$c1 = \cos(\theta); \quad c2 = \cos(\theta + 2/3\pi); \quad c3 = \cos(\theta - 2/3\pi).$$

Доповнюючи рівняння (11.1) – (11.3), (11.24), (11.25) одним з рівнянь руху (1.15) – (1.16), можна побудувати структурну схему СД у фазних координатах (див. рис.11.1).

Перед початком виконання моделювання об'єкту слід скласти файл з даними двигуна.

Обчислення сигналів за формулами (11.24) та (11.25) доцільно оформити в окремому блоці *MATLAB Function*. Параметри, значення яких беруться з початкового файлу даних, як у початковому файлі, так і в *m*-функції повинні бути об'явлені як глобальні (*global*).

Амплітудне значення будь-якого вектору статора, можна обчислити за формулою  $Y_s = |Y_s| = \sqrt{\frac{2}{3}(y_A^2 + y_B^2 + y_C^2)}$ .

Сигнали напруг статора слід задавати такими:

$$U_A = U_{H \max} \sin(\omega_s t + \varphi_1);$$

$$U_B = U_{H \max} \sin(\omega_s t - 2\pi/3 + \varphi_1);$$

$$U_C = U_{H \max} \sin(\omega_s t + 2\pi/3 + \varphi_1),$$

де  $U_{H \max} = \frac{U_{1Hl}}{\sqrt{3}} \sqrt{2} = U_H \sqrt{2}$  – амплітудне значення фазної напруги статора;

$\varphi_1$  – початкова фаза напруги, обрана довільним чином.

Сигнали напруги збудження задати відповідно до паспортних даних.

Сигнали напруги демпферної обмотки положити рівними нулю.

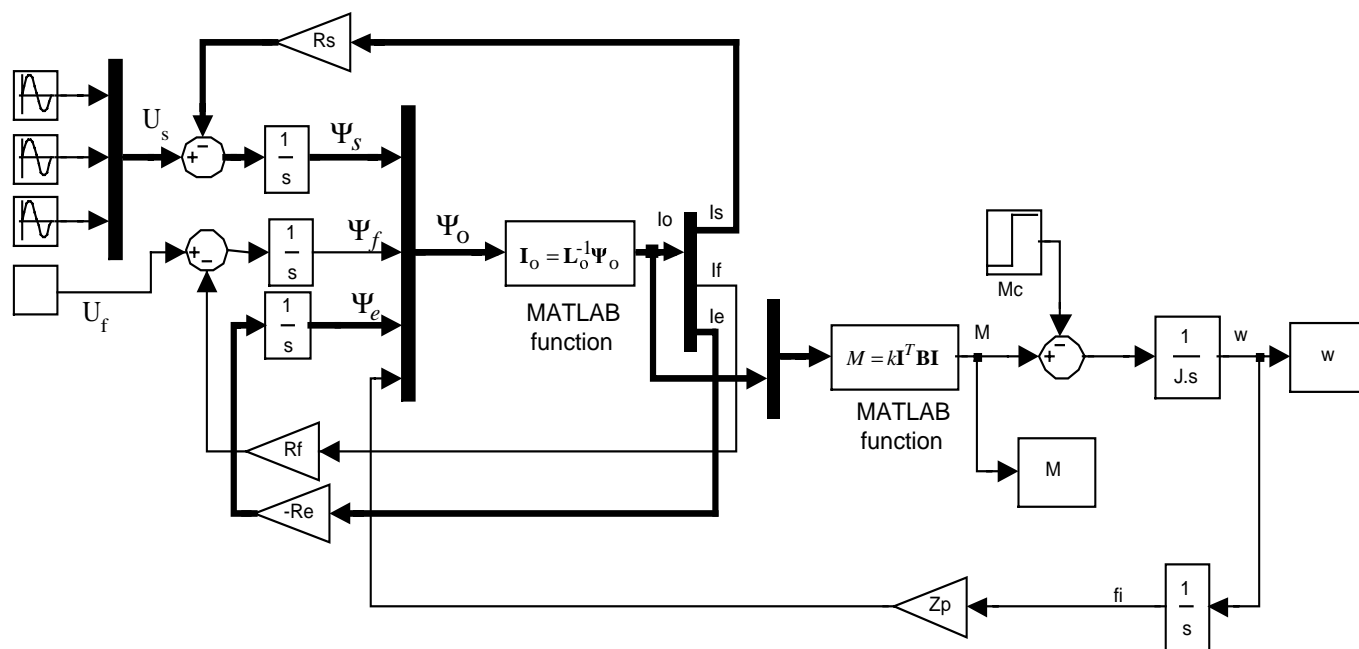


Рисунок 11.1 – Simulink-модель СД у фазних координатах

## 11.4 Контрольні запитання

1. Назвіть переваги та недоліки моделі СД у фазних координатах.
2. Які параметри двигуна можна отримати, проаналізувавши графіки перехідних процесів або його динамічні характеристики?
3. Як реагує СД на зміну навантаження на валу?
4. Перелічіть області використання розробленої моделі СД.

## МОДЕЛЮВАННЯ СИНХРОННОЇ МАШИНИ В ОРТОГОНАЛЬНІЙ СИСТЕМІ КООРДИНАТ

### 12.1 Теоретичні відомості

Моделювання синхронної машини у фазних координатах має багато недоліків:

- рівняння електричної рівноваги містять змінні, що є функціями кутового положення ротора;

- одержати рішення системи ДР можливо тільки чисельним методом з проміжним рішенням системи алгебраїчних рівнянь;

- дуже високий порядок системи ДР.

Отже, із-за несиметрії ротору СМ (магнітної і електричної) рівняння з постійними коефіцієнтами можуть бути отримані лише при перетворенні трифазної системи координат до ортогональної, осі якої жорстко зв'язані з ротором.

Позначимо дійсну ось  $d$ , а уявну -  $q$ .

Формули перетворення для струмів статора для складових по осях  $d$ - $q$  мають вигляд:

$$\begin{cases} i_d = \frac{3}{2} [i_A \cdot \cos \theta + i_B \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_C \cdot \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})]; \\ i_q = \frac{3}{2} [i_A \cdot \sin \theta + i_B \cdot \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_C \cdot \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})]. \end{cases} \quad (12.1)$$

Перетворенню не підлягають тільки змінні рівнянь роторних обмоток.

На підставі (12.1), (11.1) – (11.3), (11.7) – (11.9) одержимо нову систему рівнянь в ортогональній системі координат  $d$ - $q$ , орієнтованій за ротором:

- рівняння електричної рівноваги статора, обмотки збудження та демпферної обмотки:

$$\begin{cases} U_d = i_d \cdot R_s + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \cdot \omega; \\ U_q = i_q \cdot R_s + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \cdot \omega; \\ U_f = i_f \cdot R_f + \frac{d\psi_d}{dt}; \\ 0 = i_{ed} \cdot R_{ed} + \frac{d\psi_{ed}}{dt}; \\ 0 = i_{eq} \cdot R_{eq} + \frac{d\psi_{eq}}{dt}; \end{cases} \quad (12.2)$$

- відповідні рівняння для потокозчеплень:

$$\begin{cases} \Psi_d = i_d \cdot L_d + i_f \cdot M_{mf} + i_{ed} \cdot L_{ed}; \\ \Psi_q = i_q \cdot L_q + i_{eq} \cdot L_{meq}; \\ \Psi_f = i_f \cdot L_f + \frac{3}{2} \cdot i_d \cdot L_{mf} + i_{ed} \cdot L_{med}; \\ \Psi_{ed} = i_{ed} \cdot L_{ed} + i_f \cdot L_{med} + \frac{3}{2} \cdot i_d \cdot L_{med}; \\ \Psi_{eq} = i_{eq} \cdot L_{eq} + \frac{3}{2} \cdot i_q \cdot L_{meq}; \end{cases} \quad (12.3)$$

де  $L_d = L_m - \frac{L_m}{2} + \frac{3}{2} \cdot L_{mf},$

$$L_q = L_m - \frac{L_m}{2} - \frac{3}{2} \cdot L_{mf},$$

– вираз для електромагнітного моменту СД:

$$M = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d); \quad (12.4)$$

– рівняння руху:

$$M - M_c = \frac{J}{z_p} \cdot \frac{d\omega}{dt}. \quad (12.5)$$

Складові напруг  $U_d, U_q$  можуть бути визначені за допомогою формул перетворення:

$$\begin{cases} U_d = U_m \cdot \cos(\omega_0 t - \gamma); \\ U_q = U_m \cdot \sin(\omega_0 t - \gamma). \end{cases} \quad (12.6)$$

Система рівнянь (12.2) – (12.5) повністю описує синхронний двигун у системі координат  $d-q$ , орієнтованій за ротором.

## 12.2 Завдання

Промоделюйте синхронний двигун (СД) у ортогональних координатах. Данні для моделювання слід обрати з таблиці 11.1 відповідно до номеру варіанта.

Отримайте графіки перехідних процесів при прямому пуску СД, накиді та скиді номінального навантаження:

- 3) залежності амплітудних значень струмів статора та обмотки збудження, електромагнітного моменту та швидкості СД в функції часу;
- 4) залежності миттєвих значень напруги статора, струмів статора та обмотки збудження в функції часу.

Отримайте графіки динамічних характеристик двигуна – залежності діючих значень струмів статора і обмотки збудження та електромагнітного моменту в функції частоти обертання (або ковзання) СД.

## 12.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Якщо в рівняннях (12.2), (12.3) не враховувати наявність демпферної обмотки, отримаємо спрощений математичний опис синхронної машини:

$$\begin{cases} U_d = i_d \cdot R_s + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \cdot \omega; \\ U_q = i_q \cdot R_s + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \cdot \omega; \\ U_f = i_f \cdot R_f + \frac{d\psi_f}{dt}; \\ \psi_d = i_d \cdot L_d + i_f \cdot L_{mf}; \\ \psi_q = i_q \cdot L_q; \\ \psi_f = \frac{3}{2} \cdot i_d \cdot L_{mf} + i_f \cdot L_f. \end{cases} \quad (12.7)$$

Перетворимо систему рівнянь (12.4), (12.5), (12.7) до виду, який зручний для синтезу системи автоматичного керування. Після деяких перетворень, та заміни операції диференціювання на оператор Лапласу  $p=d/dt$ , отримаємо:

$$\begin{cases} U_d = R_s \cdot (1 + T'_{sd} p) \cdot i_d + k_f \cdot U_f - k_f \cdot R_f \cdot i_f - \omega \cdot \psi_q; \\ U_q = R_s \cdot (1 + T_{sq} p) \cdot i_q + \omega \cdot \psi_d; \\ U_f = R_f \cdot (1 + T''_{d0} p) \cdot i_f + k_d p \cdot \psi_d. \end{cases} \quad (12.8)$$

У рівняннях (12.8) прийняті наступні позначення:

$$\begin{aligned} T'_{sd} &= \frac{L'_d}{R_s}; & L'_d &= L_d - \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{mf}^2}{L_f}; \\ T_{sq} &= \frac{L_q}{R_s}; & L'_f &= L_f - \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{mf}^2}{L_d}; \\ k_d &= \frac{3}{2} \cdot \frac{L_{mf}}{L_d}; & k_f &= \frac{L_{mf}}{L_f}; & T''_{d0} &= \frac{L'_f}{R_f}. \end{aligned}$$

На підставі рівнянь (12.4), (12.5), (12.8) можливо побудувати структурну схему СД з основними регулюючими координатами  $i_d, i_q, i_f$ , але, з-за наявності блока диференціювання, вона здається не дуже зручною у використанні. Цього можливо позбутися шляхом деяких перетворень.

Якщо треба регулювання координат  $i_d, i_q, \psi_f$  необхідно третє рівняння (12.8) переписати у вигляді:

$$U_f = \frac{1 + T'_{d0} p}{T'_{d0}} \cdot \Psi_f - \frac{3}{2} \cdot k_f \cdot R_f \cdot i_d,$$

де  $T'_{d0} = \frac{L_f}{R_f}.$

Потокозчеплення статора по повздовжній осі в цьому випадку виглядає так:

$$\Psi_d = i_d \cdot L'_d + k_f \cdot \Psi_f.$$

Відповідна структурна схема СД представлена на рис.12.1.

На схемі пунктиром позначений безпосередній перетворювач частоти (БПЧ) в ланцюгу статора ( $T_{\mu i}$  – мала стала часу БПЧ).

## 12.4 Контрольні запитання

1. Назвіть переваги та недоліки моделі СД у фазних координатах.
2. Які параметри двигуна можна отримати, проаналізувавши графіки перехідних процесів або його динамічні характеристики?
3. Як реагує СД на зміну навантаження на валу?
4. Перелічіть області використання розробленої моделі СД.

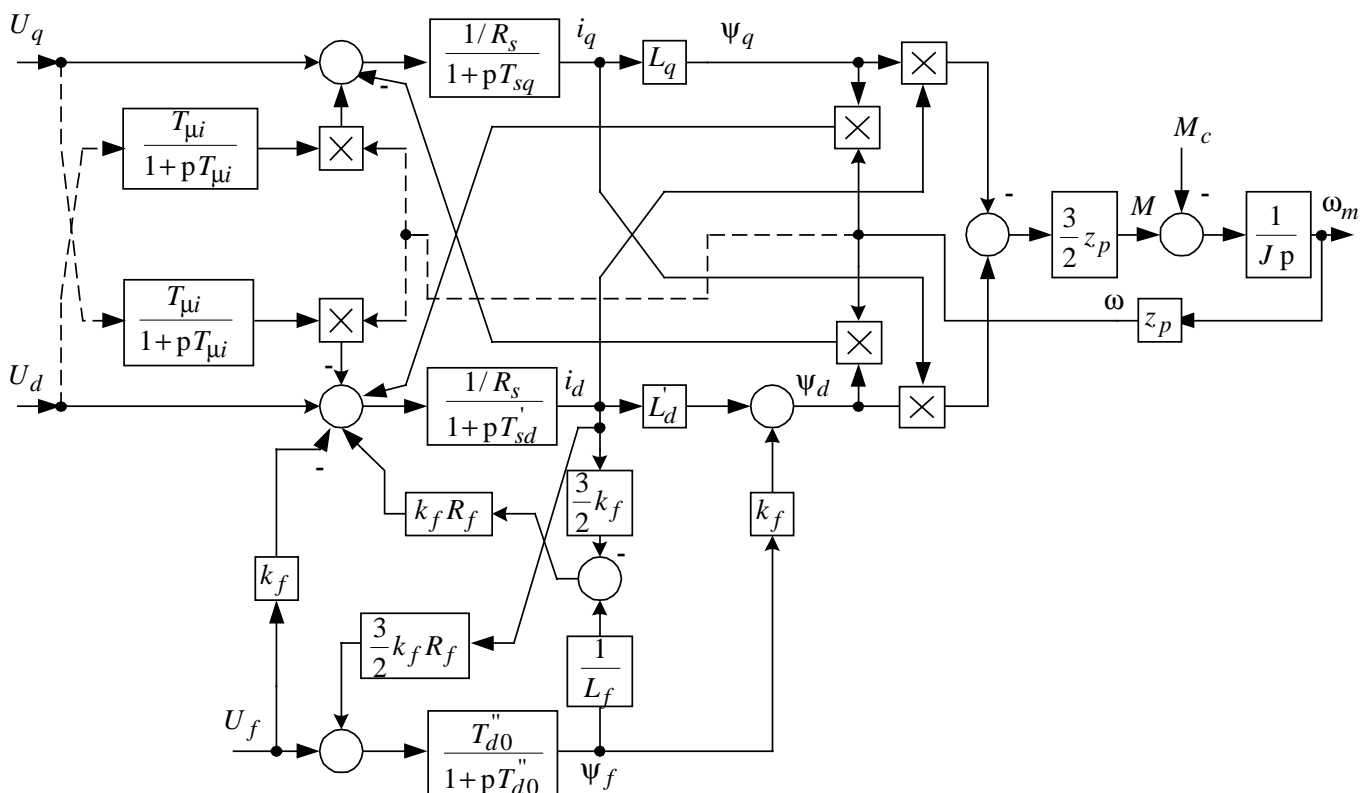


Рисунок 12.1 – Структурна схема СД в системі координат ротора



## МОДЕЛЮВАННЯ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ У БЛОКАХ POWER SYSTEM BLOCKSET

### 13.1 Теоретичні відомості

В бібліотеці Power System Blockset програми Simulink існує дві моделі трифазної асинхронної машини (бібліотека *Machines*) (рис.13.1). Одна дозволяє виконувати моделювання в абсолютних одиницях (SI), друга – у відносних (pu) в умовах живлення від джерела напруги. Моделі мають “електричні” входи (сигнали напруг фаз А, В, С статора) та виходи (сигнали напруг фаз a, b, c ротора). Вважається, що обмотки як статора, так і ротора з’єднані зіркою.

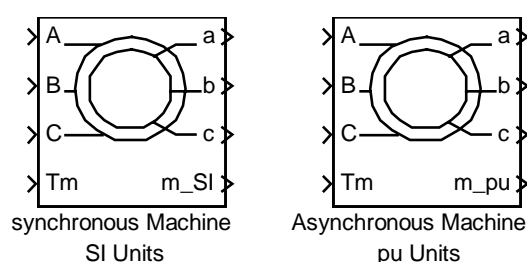


Рисунок 13.1 – Блоки асинхронної машини

Обидві моделі можуть бути використані при моделюванні асинхронної машини, яка працює у режимі двигуна або генератора. Режим роботи визначається знаком обертового моменту  $T_m$ , завдання якого виконується за допомогою звичайних блоків Simulink (наприклад, *Step* або *Constant*). Вихідні дані (струми, потокозчеплення статора та ротора та ін.) об’єднані в моделях у багатомірний сигнал  $m\_SI$  (або  $m\_pu$ ). Сигнали  $T_m$  та  $m\_SI$  ( $m\_pu$ ) є звичайними Simulink-сигналами, на відміну від “електричних сигналів, які задаються виключно за допомогою блоків Power System Blockset.

В основі математичного опису у цих моделях покладені рівняння (3.13) моделі у нерухомій ортогональній системі координат  $\alpha, \beta$  ( $\omega_k = 0$ ) разом із попереднім перетворенням вхідних сигналів напруги статора у двофазну нерухому систему координат за формулою (2.7), та зворотного перетворення напруг ротора за формулою (2.10). Формування сигналу електромагнітного моменту виконується за рівнянням:

$$M = 1.5 \cdot z_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}). \quad (13.1)$$

Рівняння руху, яке застосовано у моделях, має вигляд:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - T_m - F\omega, \quad (13.2)$$

де  $\omega$  – кутова швидкість обертання двигуна ( $\omega = \omega_r / z_p$ );

$F$  – параметр, що ураховує в'язке тертя у двигуні та механізмі.

Діалогові вікна моделей асинхронної машини наведені на рис.13.2. Слід звернути увагу на те, що при вводі значень будь-якої величини слід ураховувати вказані одиниці її виміру, які потребує модель. Параметри, значення яких потрібно ввести у діалогових вікнах, такі:

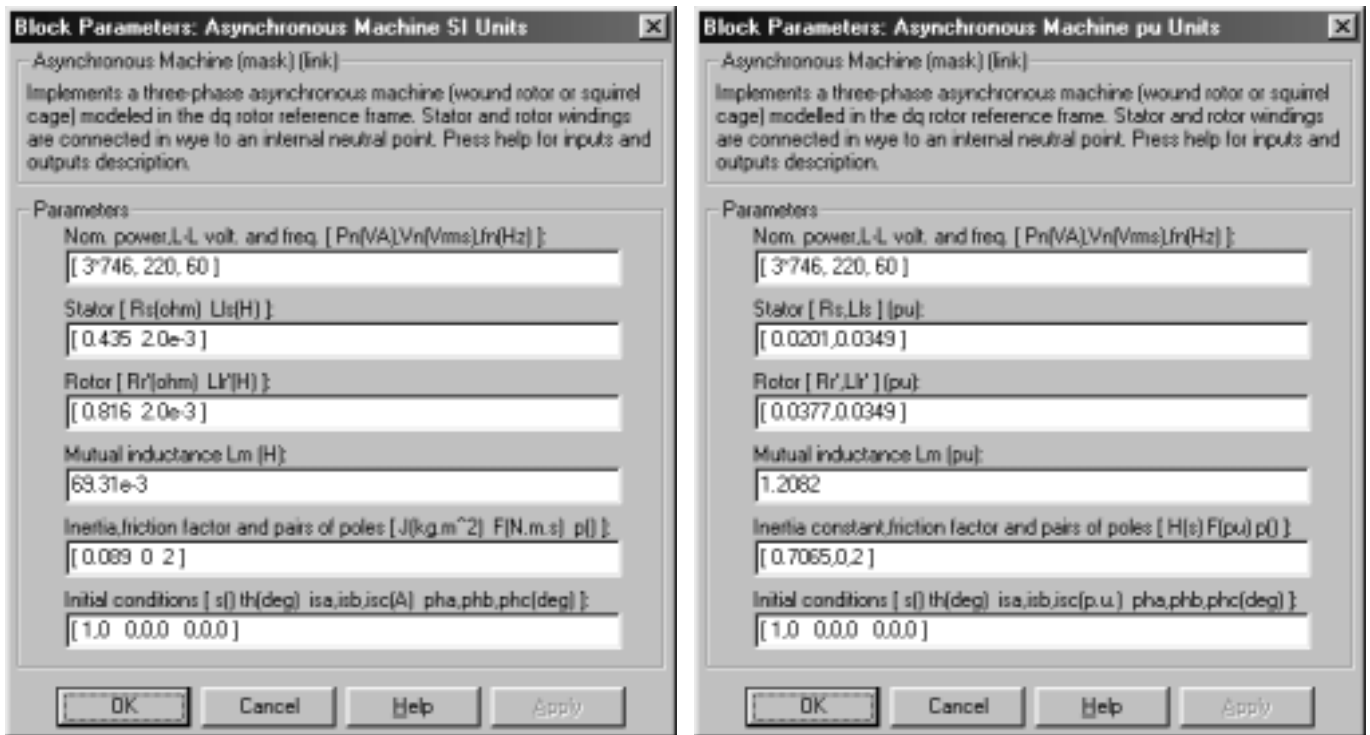


Рисунок 13.2 – Діалогові вікна моделей асинхронних машин

$P_n$  – номінальна потужність, Вт;

$V_n$  – ефективне значення фазної напруги, В;

$f_n$  – частота мережі живлення, Гц;

$R_s$  – активний опір обмотки фази статора, Ом (SI-модель) або в.о. (pu-модель);

$L_{ls}$  – індуктивність розсіяння обмотки фази статора, Гн (SI) або в.о. (pu);

$R_r'$  – активний опір обмотки фази ротора, приведений до кола статора, Ом (SI) або в.о. (pu);

$L_{lr}'$  – індуктивність розсіяння обмотки фази ротора, приведена до кола статора, Гн (SI) або в.о. (pu);

$L_m$  – взаємоіндуктивність, Гн (SI) або в.о. (pu);

$J$  – момент інерції,  $\text{кг}\cdot\text{м}^2$  (SI), у pu-моделі замість  $J$  задається значення  $H$  електромеханічної сталої часу у секундах;

$F$  – коефіцієнт в'язкого тертя,  $\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$  (SI) або в.о. (pu);

$p$  – кількість пар полюсів.

В останній лінії у відповідних одиницях задаються початкові значення ковзання  $s$ , кута повороту  $\theta_h$ , амплітуд фазних струмів статора і їхніх початкових кутів.

Для виводу координат, що обчислюються в моделі асинхронної машини, слід застосувати демультіплексор *ASM Measurement Demux* бібліотеки *Machines*

(рис.13.3), на вхід  $m$  якого слід подати сигнал з виходу  $m\_SI$  ( $m\_pu$ ) моделі асинхронної машини. Для настроювання потрібного вигляду демультиплектора у діалоговому вікні слід залишити галочки лише напроти тих координат, вимірювання яких є необхідним. Нагадаємо, що значення сигналів з виходу демультиплектора може бути зафіксовано за допомогою блоків Simulink (бібліотека *Sinks*).

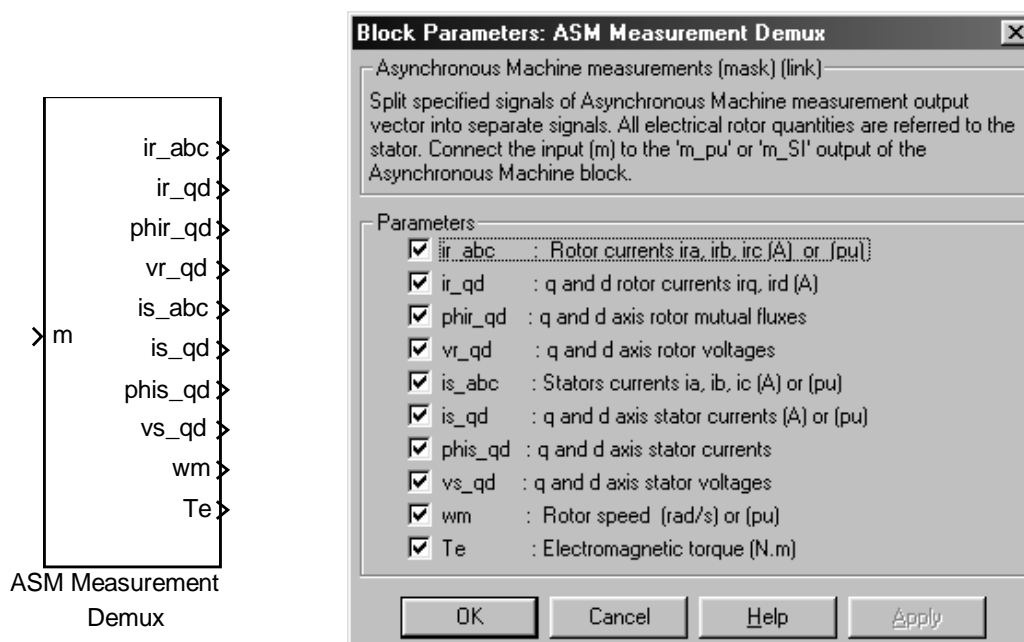


Рисунок 13.3 – Демультиплексор для вимірювання координат асинхронної машини (зліва) та його діалогове вікно (зправа)

## 13.2 Завдання

Ознайомитися із основними блоками Power System Blockset (бібліотеці джерел *Electrical Sources*, з'єднувачів *Connectors*, вимірювачів *Measurements*).

Складіть модель та виконайте моделювання асинхронного двигуна з параметрами, що наведені у табл.1.1, у режимах прямого пуску та накиду навантаження в умовах живлення від трифазного синусоїдного джерела напруги.

Отримайте відповідні графіки перехідних процесів, а також динамічних електромагнітної та механічної характеристики двигуна.

За вказівкою викладача складіть модель неідеального джерела живлення, та виконайте моделювання двигуна в умовах живлення від такого джерела живлення. Отримайте графіки, які повністю характеризують роботу двигуна у штатних режимах.

## 13.3 Методичні вказівки та рекомендації до виконання роботи

Джерело синусоїдної напруги може бути побудовано за допомогою блоків: джерела *AC Voltage Sources* (бібліотека *Electrical Sources*) і з'єднувача *Bas Bar (thin vert)* (бібліотека *Connectors*). Вимірювання напруги живлення може бути виконано за допомогою блоку *Voltage Measurement* (бібліотека *Measurements*). Виходи напруг

фаз ротора, наприклад, можна з'єднати у зірку за допомогою того ж блоку *Bas Bar* (*thin vert*). Для завдання моменту опору та запису сигналів слід використовувати стандартні блоки Simulink.

Приклад моделі, що дозволяє досліджувати роботу АД при живленні від ідеального джерела синусоїдної напруги, наведений на рис.13.4.

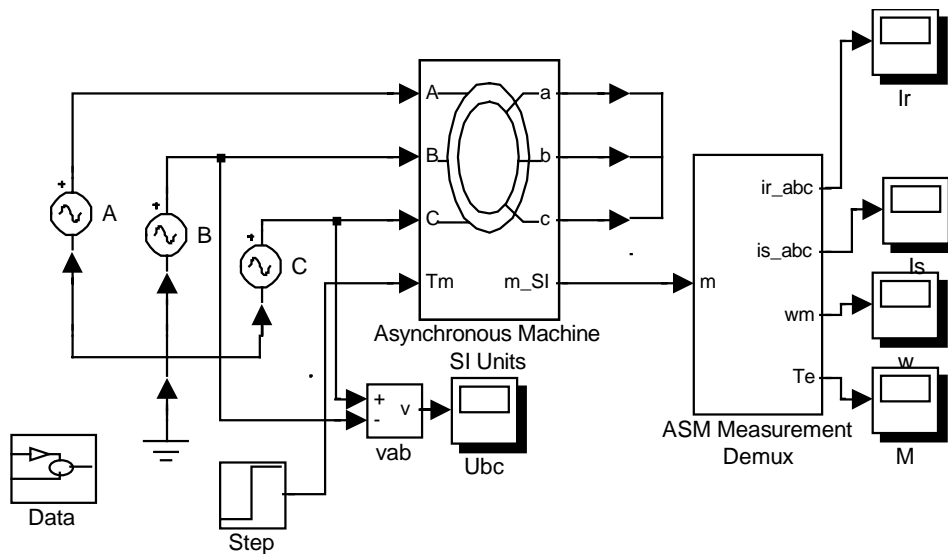


Рисунок 13.4 – Модель для дослідження роботи АД в умовах живлення від ідеального джерела синусоїдної напруги

Моделі неідеальних джерел напруги можна побудувати, використавши блоки бібліотек *Elements*, *Extra Library* і *Power Electronics*. При цьому доцільно також користуватися матеріалами demo-файлів (demo / Blocksets / Power System Blockset).

### 13.4 Контрольні запитання

1. Які особливості побудовання моделей систем за допомогою блоків Power System Blockset?
2. Наведіть математичний опис, який полягає в основі використаних моделей асинхронного двигуна.
3. Яким чином виконується завдання параметрів блоків, що використані в процесі виконання роботи?
4. Які, на вашу думку, переваги використання бібліотеки Power System Blockset?

## ВИКОРИСТАННЯ ВІДНОСНИХ ОДИНИЦЬ ПРИ МОДЕЛЮВАННІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Використання відносних одиниць (в.о.) при моделюванні режимів роботи електричних машин та систем керування на їх основі супроводжуються кількома позитивними рисами. Тут перелічені декілька з них:

- Основним принципом переходу до в.о. є те, що усі змінні та параметри моделі виражаються у долях від відповідних *базисних* величин, які можуть бути обраними довільно. Однак у більшості випадків вони обираються таким чином, щоб характеризувати номінальний режим роботи об'єкта, що досліджується. Тому у порівнянні з фізичними (абсолютними) значеннями струмів, напруг, потужностей та інших величин їх відносні значення більш наглядні і безпосередньо вказують та ступінь завантаження і використання активних матеріалів, дозволяють оцінити рівень наближення режиму роботи, що досліджується, до номінального режиму або ж відхилення від нього.

- Результати аналітичних досліджень, які отримані з використанням в.о., мають більшу ступінь узагальненості у порівнянні з використанням абсолютної системи одиниць. Це обумовлено тією обставиною, що при зміні потужності електричних машин відносні значення їх параметрів та їх відносні характеристики змінюються набагато менше, ніж абсолютні значення параметрів та характеристики. Це дозволяє із визначеним ступенем наближення узагальнювати та розповсюджувати результати, які були отримані для однієї конкретної машини, на відрізок або на серію машин та машини близьких серій взагалі. Разом з тим аналіз зміни відносних параметрів і характеристик машини у межах серії наглядно показує зміну параметричних і конструктивних пропорцій і властивостей машин різних потужностей, а також спрощує зіставлення серій машин різного призначення.

- Алгоритм переходу до в.о. вносить елемент раціонального масштабування рівнянь моделі і приводить їх до виду, зручного до математичного моделювання. Запис рівнянь моделі у в.о. дозволяє оперувати з безрозмірними величинами, діапазон чисельних значень яких, як правило, значно менший, ніж у початковій системі рівнянь, це сприяє підвищенню точності рішення рівнянь моделі.

При виборі базисних величин доцільним є використання системного підходу, у результаті котрого формується *система* базисних величин із визначеним переліком її елементів, значень базисних величин і зв'язків між ними.

Перелік елементів системи базисних величин формується на підставі аналізу загального переліку впливів, змінних стану і параметрів моделі. При цьому в загальному переліку звичайно висуваються групи величин однієї фізичної природи (і розмірності), для кожної з яких встановлюється загальна базисна величина відповідної розмірності.

Значення базисних величин обираються з орієнтацією на номінальний режим роботи машини, при цьому існує багато можливих варіантів вибору.

Зв'язки між базисними величинами вказуються з урахуванням таких обставин. Елементи системи базисних величин, які характеризують номінальний режим робо-

ти машини, об'єктивно пов'язані між собою законами природи (електрики, магнетизму, механіки), однак електрична машина має визначене число степенів свободи. Тому при організації системи в.о. із загальної совокупності базисних величин виділяється підсистема основних (незалежних) базисних величин, інші її елементи складають підсистему похідних (залежних) базисних величин.

Так формується ієрархічна система, у якій основні базисні величини системи в.о. формуються шляхом вибору їх незалежно одне від одного. Похідні базисні величини виражаються через основні, їх математичні вирази відображають відповідні фізичні закони. Наприклад, якщо до групи основних базисних величин залучені базисний струм та базисна напруга, то базисний опір доцільно віднести до групи похідних величин і виразити його через базисні величини струму і напруги у відповідності до закону Ома. Використання цього принципу забезпечує вигляд рівнянь моделі у в.о., аналогічний до вигляду початкових рівнянь. Порушення цього принципу призводить до появи у перетворених рівняннях додаткових коефіцієнтів.

При одних і тих же номінальних значеннях напруги, струму та коефіцієнта потужності машини для відносної характеристики енергетичних процесів можуть бути обрані різні значення базисної потужності – з орієнтацією або на повну потужність на затискачах обмотки статора, або на активну потужність, або на електромагнітну потужність машини у номінальному режимі і т.п.

Розглянемо найбільш поширені системи базисних координат [2].

- Система відносних одиниць з орієнтацією на змінні кола статора і повну потужність двигуна (основний варіант системи відносних одиниць)

Основні базисні величини:

$$U_{\bar{\sigma}} = U_{sH \max} \quad (\text{A.1})$$

– амплітудне значення номінальної фазної напруги обмотки статора;

$$I_{\bar{\sigma}} = I_{sH \max} \quad (\text{A.2})$$

– амплітудне значення номінального фазного струму обмотки статора;

$$\Omega_{\bar{\sigma}} = 2\pi f_{sH} \quad (\text{A.3})$$

– номінальне значення кутової частоти напруги статора;

$$\theta_{\bar{\sigma}} = 1 \text{ ел. рад.} \quad (\text{A.4})$$

– одиниця виміру кутів.

Похідні базисні одиниці.

$$T_{\bar{\sigma}} = \frac{\theta_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{\bar{\sigma}}} = \frac{1}{2\pi f_{sH}} \text{ – час;} \quad (\text{A.5})$$

$$\Psi_{\bar{\sigma}} = U_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}} = \frac{U_{sH \max}}{2\pi f_{sH}} \text{ – потокозчеплення;} \quad (\text{A.6})$$

$$B_{\bar{\sigma}} = \frac{\Psi_{\bar{\sigma}}}{S_{\text{еф.}\bar{\sigma}}} = \frac{U_{sH \max}}{2\pi f_{sH} S_{\text{еф.}\bar{\sigma}}} \text{ – магнітна індукція;} \quad (\text{A.7})$$

$$L_{\bar{\sigma}} = \frac{\Psi_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}} = \frac{U_{sH \max}}{2\pi f_{sH} I_{sH \max}} - \text{індуктивність}; \quad (\text{A.8})$$

$$C_{\bar{\sigma}} = \frac{I_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} = \frac{I_{sH \max}}{2\pi f_{sH} U_{sH \max}} - \text{ємність}; \quad (\text{A.9})$$

$$R_{\bar{\sigma}} = X_{\bar{\sigma}} = Z_{\bar{\sigma}} = \frac{U_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}} = \frac{U_{sH \max}}{I_{sH \max}} - \text{опори}; \quad (\text{A.10})$$

$$P_{\bar{\sigma}} = Q_{\bar{\sigma}} = S_{\bar{\sigma}} = \Delta P_{\bar{\sigma}} = \frac{m_f}{2} U_{\bar{\sigma}} I_{\bar{\sigma}} = \frac{m_f}{2} U_{sH \max} I_{sH \max} \quad (\text{A.11})$$

– потужності, втрати активної потужності;

$$W_{\bar{\sigma}} = P_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}} = \frac{m_f}{2} \frac{U_{sH \max} I_{sH \max}}{2\pi f_{sH}} - \text{енергія}; \quad (\text{A.12})$$

$$\theta_{r\bar{\sigma}} = \frac{\theta_{\bar{\sigma}}}{z_p} = \frac{1}{z_p} - \text{кут обертання ротора}; \quad (\text{A.13})$$

$$\Omega_{r\bar{\sigma}} = \frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{z_p} = \frac{2\pi f_{sH}}{z_p} = \omega_{0H} - \text{кутова частота обертання ротора}; \quad (\text{A.14})$$

$$M_{\bar{\sigma}} = \frac{P_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{r\bar{\sigma}}} = \frac{W_{\bar{\sigma}}}{\theta_{r\bar{\sigma}}} = \frac{m_f z_p}{2} \frac{U_{sH \max} I_{sH \max}}{2\pi f_{sH}} = \frac{S_{sH}}{\omega_{0H}} \quad (\text{A.15})$$

– електромагнітний момент, момент опору;

$$J_{\bar{\sigma}} = \frac{M_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{r\bar{\sigma}}} = \frac{m_f z_p^2}{2} \frac{U_{sH \max} I_{sH \max}}{(2\pi f_{sH})^3} - \text{момент інерції}. \quad (\text{A.16})$$

У формулах прийняті такі позначення:

$m_f$  – число фаз АД (для трифазних машин  $m_f = 3$ );

$S_{ef,\bar{\sigma}} = \frac{1}{z_p} dlW_{ef,\bar{\sigma}}$  – конструктивна стала, сумарна ефективна площа зчеплення

витків базової обмотки з головним магнітним потоком.

Описаний варіант системи базисних одиниць забезпечує найбільш простий вигляд рівнянь моделі, він характеризується відсутністю як додаткових коефіцієнтів у рівняннях, так і конструктивних коефіцієнтів машини. Це надає значні зручності для аналітичного дослідження і моделювання режимів роботи електричних машин, оцінки та аналізу отриманих результатів. Разом з тим моделі, які побудовані на базі цього варіанту системи в.о., мають особливості, котрі слід враховувати при оцінці механічних величин.

Перша особливість складається в тому, що у якості базисної частоти обертання ротора прийнята не номінальна швидкість, а швидкість обертання магнітного поля при номінальній частоті [див. (A.14)]. Для асинхронних машин базисна швидкість

не є рівною номінальної швидкості ротора, однак ця обставина мало суттєва, оскільки номінальне ковзання асинхронних машин відносно мале. Для синхронних машин ця особливість взагалі не має значення, оскільки ротор обертається синхронно із полем.

Друга особливість складається в тому, що номінальні значення ЕРС та струмів ротора у в.о. менші за одиницю.

Третя особливість складається в тому, що базисний момент не дорівнює номінальному моменту машини, оскільки фактично визначається [див. (А.15)] як відношення повної потужності на затискачах обмотки статора до синхронної швидкості обертання ротора АД. Але у теорії машин змінного струму електромагнітний момент визначається як результат від ділення електромагнітної потужності на синхронну швидкість обертання ротора:

$$M_H = \frac{P_{EM.H}}{\omega_{0H}}.$$

Звідси співвідношення базисного і номінального моментів визначається співвідношенням повної і електромагнітної потужностей машини у номінальному режимі:

$$\frac{M_{\bar{\sigma}}}{M_H} = \frac{S_{sH}}{P_{EMH}} = \zeta_H.$$

Тут  $\zeta_H$  – номінальний параметр машини, який може бути визначений як

$$\zeta_H = \frac{S_{sH}}{P_{EMH}} = \frac{S_{sH}}{S_{sH} \cos \varphi_H - \Delta P_{sH}} = \frac{1}{\cos \varphi_H - R_s^*} > 1. \quad (A.17)$$

Найбільш суттєвими ці різниці між моментами є у асинхронних машинах середньої і особливо малої потужності.

Різниця у значеннях базисного і номінального моментів є недоліком, оскільки ускладнює безпосередню оцінку навантажень на валу двигуна і зусиль в електромеханічній системі на основі відносних значень моментів.

• Система відносних одиниць з орієнтацією на змінні кола статора і електромагнітну потужність двигуна

Зазначений вище недолік основного варіанту системи в.о. усувається у наступному модернізованому варіанті. Тут основні базисні величини залишаються тими ж самими (1) – (4), а зміни вносяться у деякі похідні базисні величини.

Базисне значення потужності тепер будемо визначати за формулою:

$$P_{\bar{\sigma}} = Q_{\bar{\sigma}} = S_{\bar{\sigma}} = \Delta P_{\bar{\sigma}} = \frac{m_f}{2} U_{\bar{\sigma}} I_{\bar{\sigma}} = \frac{m_f}{2} \frac{U_{sH \max} I_{sH \max}}{\zeta_H} = \frac{S_{sH}}{\zeta_H} = P_{EM.H}. \quad (A.18)$$

Тоді базисна потужність дорівнює електромагнітній потужності машини у номінальному режимі.

Базисне значення енергії:

$$W_{\bar{\sigma}} = P_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}} = \frac{P_{EM.H}}{2\pi f_{sH}} = \frac{M_H}{z_p} \quad (A.19)$$



і базисне значення електромагнітного моменту:

$$M_{\bar{\sigma}} = \frac{P_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{r\bar{\sigma}}} = \frac{P_{EM.H}}{\omega_{0H}} = M_H. \quad (A.20)$$

Базисне значення моменту інерції:

$$J_{\bar{\sigma}} = \frac{M_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{r\bar{\sigma}}} = \frac{M_H}{2\pi f_{sH} \omega_{0H}}. \quad (A.21)$$

Інші рівняння для похідних базисних величин (A.5) – (A.10), (A.13), (A.14) залишаються незмінними.

Цей варіант системи в.о. при моделюванні надає зручні відносні оцінки як електричних, так і механічних величин. Рівняння моделі, перетворені до системи в.о., в основному зберігають свій вигляд таким же, як і у попередньому варіанті системи в.о. Виключення складають формули електромагнітного моменту і енергетичні співвідношення, зміна яких є наслідком зміни значення базисної потужності, – їх ускладнення проявляється в наявності додаткового множника  $\zeta_H$ , який визначається за (A.17).

Слід зауважити, що і в цьому варіанті системи в.о. відносні номінальні значення ЕРС та струмів ротора менші за одиницю.

- Система відносних одиниць з орієнтацією на змінні кола ротора і електромагнітну потужність двигуна

Цей варіант організації системи в.о. використовує у якості базисних не статорні величини (пов'язані з параметрами мережі), а величини, що пов'язані з ротором АД.

Основні базисні величини.

$$U_{\bar{\sigma}} = E_{rH \max} \quad (A.22)$$

– амплітудне значення номінальної повної фазної ЕРС ротора, приведене до статора;

$$I_{\bar{\sigma}} = I_{rH \max} \quad (A.23)$$

– амплітудне значення номінального фазного струму обмотки ротора, приведене до статора;

Базисні величини (A.3), (A.4) залишаються незмінними.

Похідні базисні одиниці визначаються аналогічно формулам основного варіанту:

$$\Psi_{\bar{\sigma}} = U_{\bar{\sigma}} T_{\bar{\sigma}} = \frac{E_{rH \max}}{2\pi f_{sH}} \text{ – потокозчеплення;} \quad (A.24)$$

$$B_{\bar{\sigma}} = \frac{\Psi_{\bar{\sigma}}}{S_{ef.\bar{\sigma}}} = \frac{E_{rH \max}}{2\pi f_{sH} S_{ef.\bar{\sigma}}} \text{ – магнітна індукція;} \quad (A.25)$$

$$L_{\bar{\sigma}} = \frac{\Psi_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}} = \frac{E_{rH \max}}{2\pi f_{sH} I_{rH \max}} \text{ – індуктивність;} \quad (A.26)$$

$$C_{\delta} = \frac{I_{\delta} T_{\delta}}{U_{\delta}} = \frac{I_{rH \max}}{2\pi f_{sH} E_{rH \max}} - \text{ємність}; \quad (\text{A.27})$$

$$R_{\delta} = X_{\delta} = Z_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{I_{\delta}} = \frac{E_{rH \max}}{I_{rH \max}} - \text{опори}; \quad (\text{A.28})$$

$$P_{\delta} = Q_{\delta} = S_{\delta} = \Delta P_{\delta} = \frac{m_f}{2} U_{\delta} I_{\delta} = \frac{m_f}{2} E_{rH \max} I_{rH \max} = m_f E_{rH} I_{rH} = P_{EM.H} \quad (\text{A.29})$$

– потужності, втрати активної потужності;

Таким чином, базисні величини (A.5), (A.13), (A.14), а також [з урахуванням (A.29)] (A.19) – (A.21) залишаються незмінними.

Таким чином, в результаті зміни основних базисних величин сталося так, що базисна потужність дорівнює тепер номінальній електромагнітній потужності (A.29), а базисний момент, аналогічно (A.20) – номінальному електромагнітному моменту машини. Перевагами даного варіанту є зберігання найбільш простого вигляду формул у системі в.о., а також зручність оцінки механічних величин і енергетичних співвідношень.

Принциповою особливістю тут є деяка зміна базисного опору [порівняйте (A.10) і (A.28)]. Це викликає необхідність перерахунку відносних параметрів схеми заміщення машини (саме вони надаються у паспортних даних) і представлення їх у нетрадиційному базисі.

Безпосередня оцінка напруг і струмів статора за їх відносними значеннями ускладнена тим, що їх відносні номінальні значення стають більшими, ніж одиниця, на відміну від попередніх систем в.о., тоді як відносні номінальні значення ЕРС та струму ротора дорівнюють одиниці.

Співвідношення базисних значень напруги (A.12) та струму (A.23) із номінальними їх значеннями для асинхронних машин характеризують наступні формули:

$$U_{\delta} = E_{rH \max} = \frac{X_{mH}}{\sqrt{1 + \lambda_H^2}} I_{sH \max}; \quad (\text{A.30})$$

$$I_{\delta} = I_{rH \max} = \frac{K_{rH} \lambda_H}{\sqrt{1 + \lambda_H^2}} I_{sH \max}, \quad (\text{A.31})$$

де

$$K_{RH} = \frac{X_{mH}}{X_{mH} + X_{R\sigma H}}, \quad (\text{A.32})$$

$$\lambda_H = \frac{X_{mH}}{K_{rH} R_r} s_H \quad (\text{A.33})$$

– коефіцієнти, які залежать від параметрів Т-подібної схеми заміщення АД при номінальній частоті і номінального відносного ковзання.

Таким чином, базисний опір:

$$R_{\delta} = X_{\delta} = Z_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{I_{\delta}} = \frac{R_r}{s_H}. \quad (\text{A.28a})$$

- Система відносних одиниць з орієнтацією на векторні системи керування струмом статора і потокозчепленням ротора

В теорії та практиці частотного керування машинами змінного струму використовуються моделі, у яких змінними стану електромагнітних кіл є струми обмотки статора та потокозчеплення обмотки ротора. Для представлення цих моделей у в.о. доцільно дещо змінити попередній варіант, записавши основні базисні величини у вигляді:

$$U_{\bar{o}} = K_{RH} E_{RH \max}; \quad (A.34)$$

$$I_{\bar{o}} = \frac{I_{RH \max}}{K_{RH}}; \quad (A.35)$$

Базисні величини (A.3), (A.4) залишаються незмінними.

Формула (A.35) дає значення, яке дорівнює амплітуді активної складової струму статора в номінальному режимі.

Похідні базисні одиниці визначаються аналогічно формулам до попереднього варіанту:

$$\Psi_{\bar{o}} = U_{\bar{o}} T_{\bar{o}} = \frac{K_{RH} E_{RH \max}}{2\pi f_{SH}} \text{ – потокозчеплення}; \quad (A.36)$$

$$B_{\bar{o}} = \frac{\Psi_{\bar{o}}}{S_{\text{эф.}\bar{o}}} = \frac{K_{RH} E_{RH \max}}{2\pi f_{SH} S_{\text{эф.}\bar{o}}} \text{ – магнітна індукція}; \quad (A.37)$$

$$L_{\bar{o}} = \frac{\Psi_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}}} = \frac{K_{RH}^2 E_{RH \max}}{2\pi f_{SH} I_{RH \max}} \text{ – індуктивність}; \quad (A.38)$$

$$C_{\bar{o}} = \frac{I_{\bar{o}} T_{\bar{o}}}{U_{\bar{o}}} = \frac{I_{RH \max}}{2\pi f_{SH} K_{RH}^2 E_{RH \max}} \text{ – ємність}; \quad (A.39)$$

$$R_{\bar{o}} = X_{\bar{o}} = Z_{\bar{o}} = \frac{U_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}}} = K_{RH}^2 \frac{R_R}{S_H} \text{ – опори}; \quad (A.40)$$

– потужності, втрати активної потужності;

Базисні величини (A.5), (A.13), (A.14), (A.19) – (A.21) і (A.29) залишаються незмінними.

Враховуючи (A.31) і (A.35), нова базисна величина струму статора:

$$I_{\bar{o}} = \frac{I_{RH \max}}{K_{RH}} = \frac{\lambda_H}{\sqrt{1 + \lambda_H^2}} I_{SH \max}, \quad (A.41)$$

а, враховуючи (A.30) і (A.34), зв'язок базисних напруг визначає формула:

$$U_{\bar{o}} = K_{RH} E_{RH \max} = K_{RH} \frac{X_{mH}}{\sqrt{1 + \lambda_H^2}} I_{SH \max}. \quad (A.42)$$

У зв'язку з тим, що значення  $K_{RH} \approx 1$ , зміна значень базисних величин і параметрів моделі при переході від попереднього до цього варіанту системи в.о. відносно невелика. Але цей варіант дозволяє провести більш коректне і наглядне порівняння режимів керування машинами змінного та постійного струму у схожих системах в.о.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1980. – 928 с., ил.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
3. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода: Учебник для вузов. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербургское отд-ние, 1994. – 496 с.: ил.
4. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с., ил.
5. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Сборник научных трудов ДонГТУ. Серия “Электротехника и энергетика” – Вып. 4. – Донецк: ДонГТУ, 1999. – С. 8 – 20.
6. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с.
7. Leonhard W. Regelung elektrischer Antriebe / Durchgesehene und ergänzte Übersetzung des Autors “Control of Electrical Drives” 2<sup>nd</sup> Ed., Chap. 10-15. – Springer Verlag, 1997. – 292 S.
8. Schönfeld R., Habiger E. Automatisierte Elektroantriebe. – 3., stark bearb. Aufl. – Berlin: Verl. Technik, 1990. – 524 S.: 380 Bilder, 90 Taf.
9. Моделювання електромеханічних систем: Підручник / Чорний О.П., Луговой А.В., Родькін Д.Й., Сисюк Г.Ю., Садовой О.В. – Кременчук, 2001. – 376 с.
10. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб: КОРОНА принт, 2001. – 320 с., ил.
11. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учеб. пособие для вузов – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. – 392 с., ил.
12. Ващенко А.П., Онищенко Г.Б. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод. Серия «Электропривод и автоматизация промышленных установок» (Итоги науки и техники). – Том 9. – М.: ВИНТИ, 1988. – 96 с.
13. Системы управления электроприводами: Учеб. Пособие / А.П. Голубь, Б.И. Кузнецов, И.А. Опышко, В.П. Соляник. – К.: УМК ВО, 1992. – 376 с.
14. Справочник по автоматизированному электроприводе / Под ред. В.А. Елисеева и А.В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 616 с., ил.

## ЗМІСТ

Вступ .....	3
Лабораторна робота 1	
Моделювання асинхронної машини у фазних координатах .....	4
Лабораторна робота 2	
Моделювання координатних перетворювачів .....	15
Лабораторна робота 3	
Моделювання асинхронної машини в ортогональній системі координат.....	19
Лабораторна робота 4	
Моделювання асинхронної машини при живленні від джерела струму .....	33
Лабораторна робота 5	
Дослідження статичних характеристик та усталених режимів роботи асинхронного двигуна.....	37
Лабораторна робота 6	
Моделювання системи параметричного керування напругою асинхронного двигуна.....	41
Лабораторна робота 7	
Моделювання системи частотно-регульованого асинхронного електропривода зі скалярним управлінням .....	46
Лабораторна робота 8	
Моделювання системи асинхронного електропривода зі скалярним частотно-струмовим управлінням .....	53
Лабораторна робота 9	
Моделювання системи векторного управління асинхронним двигуном з короткозамкненим ротором.....	57
Лабораторна робота 10	
Моделювання асинхронно-вентильного каскаду .....	63
Лабораторна робота 11	
Моделювання синхронної машини у фазних координатах.....	68
Лабораторна робота 12	
Моделювання синхронної машини в ортогональній системі координат .....	76
Лабораторна робота 13	
Моделювання асинхронної машини у блоках Power System Blockset.....	80
Додаток А	
Використання відносних одиниць при моделюванні електричної машини змінного струму .....	84
Література.....	91

Учбове видання

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до лабораторних і практичних робіт з курсу  
«Моделювання електромеханічних систем»  
(для студентів спеціальності 7.0922.03)

Розділ 2

«Моделювання систем електропривода змінного струму»

Укладачі:

Толочко Ольга Іванівна

Чекавський Гліб Станіславович

Пісковатська Ольга Вікторівна

---