ПОКРАЩЕНА ВЕКТОРНА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ТЯГОВИМ АСИНХРОННИМ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ РУХОМОГО СКЛАДУ

Шифр «керування електропоїздом»

Зміст

Вступ Ош	Ошибка! Закладка не определена.			
1. Аналіз стану поточних досліджень в області	і способів керування			
тяговими асинхронними електроприводами		5		
1.1. Класифікація систем керування асинхронн	ними двигунами	5		
1.2. Розвиток технологій керування асинхронн	их електроприводів	8		
1.3. Векторні системи керування ТАЕП з ТАД		9		
2. Математична модель системи управління тя	ГОВИМ			
електроприводом з векторним керуванням		12		
2.1. Математична модель асинхронного двигун	на в <i>dq</i> -координатах	12		
2.2. Синтез регуляторів векторної системи кер	ування	16		
3. Дослідження системи тягового електроприв	оду з векторною			
системою керування		23		
3.1. Загальна імітаційна схема векторної систе	ми керування	24		
3.2. Можливість використання нейрорегулятор	01B	29		
Висновки		31		

Вступ

Актуальність теми. Залізничний транспорт є головним видом транспорту України, його технічний рівень і стан визначають економічну ефективність і безпеку перевезень. Оновлення залізничного транспорту передбачає вирішення питань питання підвищення його надійності, економічності, ефективності і довговічності [1].

Впровадження такого типу рухомого складу потребує знання основ та визначення принципів улаштування системи перетворення енергії і управління приводом. Це дозволяє встановити взаємозв'язки і взаємовплив усіх підсистем: управляючої силової електричної та механічної та дозволяє проводити удосконалення існуючих і впровадження нових способів керування ТАЕП [4].

На теперішній час типовою і водночас найбільш перспективною є векторна система керування тяговим асинхронним електроприводом, як найбільш швидка та точна. Водночас налаштування такої системи потребує точного знання параметрів і врахування всіх складових до найменших деталей [5].

Мета роботи. Розробка векторної системи керування тяговим асинхронним електроприводом рухомого складу.

Завдання роботи. Аналіз стану поточних досліджень в області способів керування тяговими асинхронними електроприводами, розробка математичної моделі системи управління тяговим електроприводом з векторним керуванням та дослідження ТАЕП з таким керуванням, а також розгляд можливості використання нейрорегуляторів для керування ТАЕП.

Основною методикою дослідження була розробка та створення математичної моделі асинхронного двигуна у середовищі MATLAB/Simulink та його системи керування, у тому числі на основі нейрорегуляторів.

1. Аналіз стану поточних досліджень в області способів керування тяговими асинхронними електроприводами

1.1. Класифікація систем керування асинхронними двигунами

Роботи по дослідженню та впровадженню ТЕП локомотивів з АД ведуться в усьому світі з 80-х років минулого століття. Виявлено наступні переваги і можливості подальшого розвитку приводу [6]:

- ефективне використання АТД (легкого, надійного і з високою питомою потужністю), який в поєднанні з досконалими перетворювальними системами, комп'ютерним управлінням і захистом дає високий рівень головних показників локомотивів і знижує експлуатаційні витрати; '

- високі значення сили тяги при рушанні і у всьому діапазоні зміни швидкості руху; наприклад, шестиосні тепловози з осьовим навантаженням 19 -20 т мають силу тяги при рушанні на рівні 400 кН і при навантаженні 29,5 - 30 т - 780 кН. Багато локомотивів мають тягову характеристику з необмеженим часом роботи в будь-якому режимі. При рушанні реалізуються високі коефіцієнти зчеплення 0,33 - 0,45. За своєю тяговою характеристикою локомотиви стають універсальними, що в експлуатації дає великий виграш;

- можливість паралельного з'єднання тягових двигунів (електричне спаровування осей) покращує тягові властивості і виключає буксування окремих осей; можливість індивідуального регулювання тягових двигунів при використанні мікропроцесорних систем управління також дозволяє реалізувати переваги ТЕП з АД в частині тягових властивостей і виключення буксування;

- забезпечується сприятливий режим роботи дизеля, що дозволяє йому працювати з більш високим ККД і з меншою частотою обертання при рушанні; останнє позитивно впливає на термін служби дизеля;

- відкриваються широкі перспективи створення візків з високими динамічними і зчіпними якостями завдяки застосуванню малогабаритних легких асинхронних двигунів; - робота електричного гальма (рекуперативного і реостатного) забезпечується в повному швидкісному діапазоні.

Для синтезу систем управління застосовується математичний опис асинхронного двигуна на основі узагальненої машини. Рівняння найбільш компактно записуються з використанням методу просторового вектора [7]:

$$\vec{u}_{S} = R_{S}\vec{i}_{S} + \frac{d\vec{\psi}_{S}}{dt} + j\psi_{k}\vec{\psi}_{S};$$

$$\vec{u}_{R} = R_{R}\vec{i}_{R} + \frac{d\vec{\psi}_{R}}{dt} + j(\omega_{k} - \omega_{en})\psi_{R};$$

$$\vec{\psi}_{S} = L_{S}\vec{i}_{S} + L_{m}\vec{i}_{R};$$

$$\vec{\psi}_{R} = L_{S}\vec{i}_{S} + L_{R}\vec{i}_{R};$$

$$M = k_{M} \cdot Mod(\vec{\psi}_{S} \times \vec{i}_{S});$$

$$\frac{d\omega}{dt} = (M - M_{C})/J.$$
(1.1)

де $\omega_{en} = p\omega$; p - число пар полюсів двигуна; ω - кутова швидкість (частота обертання) ротора; ψ_s, ψ_R - результуючі вектори потокозчеплення статора і ротора асинхронної машини відповідно; \vec{u}_s, \vec{t}_s і \vec{u}_R, \vec{t}_R - вектори напруг і струмів статора і ротора відповідно, для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором $\vec{u}_R = 0$; R_s, R_R, L_s, L_R і L_m - активні опори, повні індуктивності обмоток статора і ротора, індуктивність від головного потоку відповідно (параметри ротора і L_m приведені до статора); M - електромагнітний момент двигуна; M_C - момент опору на валу; J - сумарний момент інерції ротора і пов'язаних з ним мас; (ω_k - частота обертання системи координат; Mod - модуль векторного добутку; k_M - коефіцієнт пропорційності, свій для кожної пари векторів.

Перші чотири рівняння системи (1.1) (записаної в системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_k) описують електромагнітні процеси в обмотках статора і ротора, п'яте рівняння - це одне з можливих рівнянь для електромагнітного моменту двигуна, шосте рівняння визначає рух механічної частини приводу.

Розробка систем управління пов'язана з математичним перетворенням рівнянь (1.1).

Так як головний вихідний параметр асинхронного двигуна, електромагнітний момент, - залежить від модуля і просторового розташування векторів, існуючі системи управління асинхронними двигунами з метою класифікації вельми зручно розбити на три великі групи, в яких регулюються [8]:

1) модуль вектора;

2) модуль і точне миттєве положення вектора на координатній площині;

3) модуль і сектор координатної площини, в якому знаходиться вектор.

Відповідно до запропонованого розбиттям системи управління асинхронними двигунами можна відповідно поділити наступним чином:

1) скалярні;

2) векторні;

3) системи з розривним (дискретним) керуванням.

Скалярні системи управління забезпечують досягнення необхідних статичних характеристик і широко використовуються в електроприводах зі «спокійним» навантаженням, де змінні стану асинхронного двигуна (частота обертання ротора, струми фаз) змінюються повільно, і процеси в системі в кожен момент часу можна наближено вважати усталеними [10]. Тяговий електропривод локомотива володіє такими якостями тільки в квазістаціонарних режимах, завдяки високій інерційності навантаження при хороших умовах зчеплення.



Рисунок 1.1 – Класифікація систем керування асинхронними двигунами

1.2. Розвиток технологій керування асинхронних електроприводів

В цілому керованість асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором може забезпечуватися спільним регулюванням або частоти f_1 і амплітуди U_s напруги, або частоти f_1 і амплітуди I_s струму обмотки статора. Для скалярного управління всі закони базуються на математичному описі асинхронної машини в

сталому режимі роботи. Можна виділити чотири основних закони скалярного управління [11]:

1.
$$\frac{U_s}{f_1} = const 2$$
. $\overline{\psi}_s = const 3$. $\overline{\psi}_m = const$; 4. $\overline{\psi}_R = const$.

Статичні механічні характеристики асинхронного двигуна при підтримці потокозчеплення двигуна на рівні, відповідному кожному з перерахованих законів, представлені в якості прикладу на рис. 1.2.



Рисунок 1.2 – Статичні природні механічні характеристики АТД, які відповідають різним законам управління

1.3. Векторні системи керування ТАЕП з ТАД

Момент АТД в векторних системах формується впливом на амплітуди базових векторів і величину фазового зсуву між ними. Від того, які вектори обрані в якості регульованих, залежать принцип побудови і технічна реалізація векторної системи управління приводом. На сучасному етапі в силу зручності апаратної реалізації, а також забезпечення високої жорсткості тягових характеристик і високої швидкодії в ТЕП з АД найбільш поширеною є система векторного керування АТД, в якій базовими векторами є вектори потокозчеплення ротора двигуна ψ_R і струму статора \vec{l}_s .

Вихідними для роботи системи управління АТД є завдання потокозчеплення ротора і електромагнітного моменту АТД, що формуються центральним процесором і надходять (в залежності від положення контролера машиніста і поточного значення змінних стану) з системи керування верхнього рівня ієрархії (системи управління рухом локомотива, не показаної на схемі).



Рисунок 1.3 – Функціональна схема системи векторного керування ТАЕП

На вхід регулятора потокозчеплення РП подається різниця між заданим і поточним значенням потокозчеплення ротора. Вихідним сигналом РП є завдання струму статора по осі X, тобто струму намагнічування машини, який, в свою чергу, є завданням для внутрішнього контуру регулювання струму РС1. Величина заданого значення складової вектора напруги по осі X підсумовується з визначаємим блоком компенсації перехресних зв'язків сигналом компенсації напруги по осі X.

Канал регулювання моменту має аналогічну структуру. Завдання складової струму статора по осі Y, що знімається з регулятора моменту PM і сумоване з сигналом блоку компенсації перехресних зв'язків, подається на вхід контуру регулювання струму PC2, на виході якого формується складова вектора напруги статора по осі Y.

Координатний перетворювач по відомим проекціям вектора напруги статора на осі системи координат X, Y визначає його величину U_s і положення з урахуванням значення кута θ_R (рис. 1.5), що обчислюється в аналізаторі стану АТД.

Аналізатор стану АТД, що визначає поточні значення регульованих величин, є одним з найбільш відповідальних елементів системи управління, оскільки від достовірної оцінки змінних стану тягового двигуна багато в чому залежать показники регулювання. Основною проблемою є досить точна ідентифікація потокозчеплення ротора. В даний час використовуються, як правило, непрямі (які не передбачають установку датчика потоку) методи визначення ψ_{R} .

Системами векторного керування, що дозволяють змінювати електромагнітний момент з високою точністю і швидкодією, оснащується практично весь сучасний рухомий склад з АТД. Різні варіанти векторного керування застосовані на електровозах BR185.2 (Німеччина), AVE.S102 (Іспанія), Re484 (Швейцарія), TRAXX (Бельгія); тепловозах SD80MAC (США), Di6, ME10 (Німеччина), Dr16 (Фінляндія), та ін.

Для ТЕП з АД доцільно застосовувати просторово-векторну широтноімпульсну модуляцію (ПВШІМ, Space Vector Modulation - SVM) [15], засновану на перемиканні груп вентилів між декількома, заздалегідь вибраними станами АІН, кожний з яких відповідає певному просторовому положенню вектора результуючої напруги. ПВШІМ дозволяє отримати більшу (на 10-15%) значення основної гармоніки вихідної напруги з меншими спотвореннями і знизити рівень вищих гармонік електромагнітного моменту АТД. 2. Математична модель системи управління тяговим електроприводом з векторним керуванням

2.1. Математична модель асинхронного двигуна в dq-координатах

На першому етапі розробки моделі асинхронного двигуна необхідно вказання допущень, основні з яких, прийняті даній роботі [16]:

- обмотки статора і ротора симетричні, тобто $R_A = R_B = R_C = R_s$ і $R_a = R_b = R_c = R_r$;
- втрати та насичення магнітних кіл у сталі статора та ротора відсутні;
- намагнічувальні сили обмоток розподілені синусоїдально вздовж кола рівномірного повітряного зазору, тобто відсутні вищі гармоніки магнітного потоку.

За вказаних умов, система диференційних рівнянь електричної рівноваги кіл статора і ротора асинхронного двигуна, виражена у відповідності з законом Кірхгофа (2.1). Другим використовуваним законом являється закон Ампера, що пов'язує потокозчеплення обмоток ψ_s і ψ_r зі струмами, що по ним протікають. Загальна система рівнянь в узагальнених координатах матиме вигляд:

$$\begin{cases} U_s = R_s I_s + \frac{d\psi_s}{dt}, \\ U_r = R_r I_r + \frac{d\psi_r}{dt}, \\ \psi_s = L_s I_s + L_m I_r, \\ \psi_r = L_m I_s + L_r I_r, \end{cases}$$
(2.1)

де U_s і U_r - напруги статора і ротора, R_s і R_r - активні опори статора і ротора, I_s і I_r - струми статора і ротора, ψ_s і ψ_r - потокозчеплення статора і ротора, L_s і L_r - повні індуктивності кіл статора і ротора, L_m – взаємна індуктивність між статором і ротором.

Маємо рівняння, які є базовими для побудови моделей асинхронного двигуна у будь-яких ортогональних двофазних координатах:

$$\begin{cases} \tilde{U}_{s} = R_{s}\tilde{I}_{s} + \frac{d\tilde{\psi}_{s}}{dt} + j\omega_{k}\tilde{\psi}_{s}, \\ \tilde{U}_{r} = R_{r}\tilde{I}_{r} + \frac{d\tilde{\psi}_{r}}{dt} + j(\omega_{k} - Z_{p}\omega)\tilde{\psi}_{r}, \\ \tilde{\psi}_{s} = L_{s}\tilde{I}_{s} + L_{m}\tilde{I}_{r}, \\ \tilde{\psi}_{r} = L_{m}\tilde{I}_{s} + L_{r}\tilde{I}_{r}, \end{cases}$$

$$(2.2)$$

Математична модель асинхронного двигуна в ортогональній системі координат, орієнтованій за вектором потокозчеплення ротора передбачає, що напрямок дійсної осі d в будь-який момент часу буде співпадати з напрямком узагальненого вектору потокозчеплення ротора. Для цього система координат повинна обертатися синхронно з цим вектором і вектор потокозчеплення ротора у ній буде мати тільки дійсну складову. Звідси, передумови математичного описання асинхронного двигуна у цих координатах матимуть вигляд

$$\omega_k = \omega_{\psi_r}, \qquad (2.3)$$

$$\psi_{rq} = 0. \tag{2.4}$$

При живленні обмоток статора двигуна від джерела напруги система векторного керування має зворотні зв'язки за складовими струму статора та за потокозчепленням ротора, тому існує необхідність наявності в ній перелічених сигналів. Для забезпечення цього, з другого рівняння для потокозчеплення $\tilde{\psi}_r$ системи (2.2) знайдемо узагальнений вектор струму ротора

$$\tilde{I}_r = \frac{\tilde{\psi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \tilde{I}_s, \qquad (2.5)$$

з урахуванням позначень

$$k_r = \frac{L_m}{L_r}$$
, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$,

підставимо отриманий вираз у перше рівняння системи для потокозчеплення $\hat{\Psi}_s$ цієї системи

$$\tilde{\psi}_s = L_s \tilde{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \tilde{\psi}_r - \frac{L_m^2}{L_r} \tilde{I}_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \tilde{I}_s L_s + k_r \tilde{\psi}_r = \sigma L_s \tilde{I}_s + k_r \tilde{\psi}_r, \qquad (2.6)$$

Після підстановки виразів (2.5) і (2.6) у перші два рівняння системи (2.2) одержимо

$$\begin{cases} \tilde{U}_{s} = R_{s}\tilde{I}_{s} + \sigma L_{s}\frac{d\tilde{I}_{s}}{dt} + k_{r}\frac{d\tilde{\psi}_{r}}{dt} + j\omega_{k}(\sigma L_{s}\tilde{I}_{s} + k_{r}\tilde{\psi}_{r}), \\ 0 = \frac{1}{T_{r}}\tilde{\psi}_{r} - \frac{L_{m}}{T_{r}}\tilde{I}_{s} + \frac{d\tilde{\psi}_{r}}{dt} + j(\omega_{k} - Z_{p}\omega)\tilde{\psi}_{r}. \end{cases}$$

$$(2.7)$$

де $\tilde{U}_r = 0$ для короткозамкненого ротора, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - постійна часу ротора.

Для того, щоб перше рівняння останньої системи утримувало похідну тільки від одного сигналу, виразимо похідну від потокозчеплення ротора з другого рівняння цієї ж системи

$$\frac{d\tilde{\psi}_r}{dt} = k_r R_r \tilde{I}_s - \frac{1}{T_r} \tilde{\psi}_r - j(\omega_k - Z_p \omega) \tilde{\psi}_r, \qquad (2.8)$$

і підставимо отриманий вираз у перше

$$\tilde{U}_{s} = R_{sr}\tilde{I}_{s} + \sigma L_{s}\frac{d\tilde{I}_{s}}{dt} - \frac{k_{r}}{T_{r}}\tilde{\psi}_{r} + j\omega_{k}\sigma L_{s}\tilde{I}_{s} - jZ_{p}\omega k_{r}\tilde{\psi}_{r}, \qquad (2.9)$$

де $R_{sr} = R_s + k_r^2 R_r$.

Використовуючи загальну методику переходу від рівнянь в узагальнених векторах до рівнянь в їх дійсних та уявних складових, перетворимо рівняння в узагальнених векторах (2.8) і (2.9) у систему скалярних рівнянь

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{sr}I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} - \frac{k_r}{T_r} \psi_{rd} - \omega_k \sigma L_s I_{sq}, \\ U_{sq} = R_{sr}I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_k \sigma L_s I_{sd} - Z_p \omega k_r \psi_{rd}, \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd}, \\ 0 = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{sq} - (\omega_k - Z_p \omega) \psi_{rd}. \end{cases}$$

$$(2.10)$$

Перепишемо диференційні рівняння в операторній формі, виразивши необхідні змінні струмів та потокозчеплення:

$$\begin{cases} U_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} + \omega_k \sigma L_s I_{sq} = R_{sr} I_{sd} (T_{sr} p + 1), \\ U_{sq} - \omega_k \sigma L_s I_{sd} - Z_p \omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} = R_{sr} I_{sq} (T_{sr} p + 1), \\ \psi_{rd} = \frac{I_{sd} L_m R_r}{L_r p + R_r}, \\ \omega_k = \frac{L_m R_r I_{sq}}{L_r \psi_{rd}} + \omega_r. \end{cases}$$
(2.11)

В останньому рівнянні системи (2.11) можна позначити абсолютне ковзання ротора відносно швидкості обертання електромагнітного поля.

$$\Delta \omega_r = \frac{L_m R_r I_{sq}}{L_r \psi_{rd}} = \omega_k - \omega_r, \qquad (2.12)$$

де ω_k - синхронна швидкість і ω_r - швидкість обертання ротора. Приєднавши рівняння електромагнітного моменту

$$M_{em} = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} I_{sq}, \qquad (2.13)$$

та рівняння механічної рівноваги, одержимо модель короткозамкненого асинхронного двигуна.

Структурну схему моделі асинхронного двигуна, побудовану на основі вище наведених рівнянь, показано на рис. 2.1.



Рисунок 2.1 – Структурна схема моделі асинхронного двигуна в *dq*-координатах

2.2. Синтез регуляторів векторної системи керування

Для забезпечення бажаних динамічних характеристик система векторного керування передбачає принципи підлеглого керування за рахунок використання ряду динамічних ланок, для кожної з яких синтезуються свої регулятори [17-20].

Між d і q осями статора існують нелінійні взаємодії $I_{sd}\sigma L_s\omega_k$ і $I_{sq}\sigma L_s\omega_k$, які додаються до осей напруги U_{sd} і U_{sq} , ускладнюючи синтез регуляторів для струмів I_{ds} і I_{qs} . Простий спосіб їх усунення полягає у виконанні способу прекомпенсації всередині самого регулятора. Для досягнення цього, відповідні вирази рівної величини, але з протилежним знаком додаються до входів U_{sd} і U_{sq} . Дані вирази мають ефект скорочення на відповідні перехресні поєднання виразів

в статорі двигуна, таким чином дозволяючи прибрати відповідні лінії на рис. 2.2. В результаті d і q складові можуть бути відокремлені для розробки регуляторів струмів I_{ds} і I_{qs} .

Наступний крок полягає в додаванні до схеми регуляторів струму статора, які будуть впливати на напруги статора U_{sd} і U_{sq} для здійснення досягнення I_{ds} і I_{qs} їх відповідним заданим значенням I^*_{ds} і I^*_{qs} .

Для розробки регулятора струму по прямій *d*-осі струму статора I_{sd} слід мати на увазі, що вона є аналогічною струму збудження I_f машини постійного струму незалежного збудження. Тому для досягнення повністю лінійної структури необхідно забезпечити, щоб *d*-вісь потокозчеплення ротора ψ_{rd} залишалася постійною. Це потребує використання швидкодіючого контролю струму статора I_{sd} з використанням ПІ-регулятора і структурою управління, наведеною на рис. 2.2.



Рисунок 2.2 – Структурна схема d-осі з регулятором струму I_{sd}

Для знаходження передавальної функції із замкненим контуром внутрішні контури можуть бути спрощені до структури, наведеної на рис. 3. 3 рисунку видно, що передавальна функція контуру має два нулі, один в зворотній величині постійної часу ротора, а інший в зворотній величині постійної часу інтегратора. Передавальна функція також має три полюси, один на початку координат і два біля квадратних коренів.

$$I_{sd}^{*} + \underbrace{\sum}_{p} K_{pd}(p + K_{id}) \xrightarrow{p} I_{sd} + \underbrace{\frac{1}{\sigma L_{s}} \left(p + \frac{R_{r}}{L_{r}} \right)}_{p^{2} + \left(\frac{R_{r}}{L_{r}} + \frac{R_{s}}{\sigma L_{s}} + \left(\frac{L_{m}}{L_{r}} \right)^{2} \frac{R_{r}}{\sigma L_{s}} \right) p + \frac{R_{r}}{L_{r}} \frac{R_{s}}{\sigma L_{s}} \xrightarrow{r} I_{sd}$$

Рисунок 2.3 – Спрощена структурна схема d-осі

Контур має два полюси $p_1 = -1,2920$ і $p_2 = -64,2980$ і нуль в $z_1 = -R_r/L_r = -2.42$. Полюс p_1 розміщений поряд з нулем z_1 , а тому створює менший вклад в перехідну характеристику. Тому обрано інтегральний коефіцієнт посилення $K_{id} = 64,2980$ для розміщення нуля інтегратора і скорочення з полюсом двигуна p_2 .

Структурна схема з усуненням зворотнього зв'язку, включенням коефіцієнтів регулятора струму і підстановкою параметрів асинхронного двигуна (табл. 2.1) наведена на рис. 2.4.

Таблиця 2.1 – Розрахункові параметри тягового асинхронного двигуна

R_s , OM	R_r , Ом	L_m, Γ_H	<i>L′s</i> , Гн	<i>L′_r</i> , Гн	σ	L_s, Γ_H	L_r, Γ_H
0.0237	0.0215	0.00855	0.000369	0.000334	0.0774	0.008919	0.008884

$$I_{sd}^{*} \xrightarrow{K_{pd} \cdot 1448.34 \cdot (p+2.42)} I_{sd}$$

Рисунок 2.4 – Передавальна функція замкненого контуру d-осі

З рис. 2.4 видно, що коефіцієнт загасання ζ і власна частота ω_n цього контуру управління є функцією коефіцієнта пропорційного посилення. Припустивши, що вимагається неколивальна реакція, обрано $\zeta=1$. Отже,

$$2\zeta\omega_n = 1.2920 + 1448.34 \cdot K_{pd}, \tag{2.14}$$

$$\omega_n^2 = 3504.98 \cdot K_{pd}, \tag{2.15}$$

$$\left(\frac{1.2920 + 1448.34 \cdot K_{pd}}{2}\right) = 3504.98 \cdot K_{pd}.$$
 (2.16)

Таким чином, K_{pd} може приймати два значення $K_{pdI} = 0.004731$ і $K_{pd2} = -0.0001682$. Обираючи більше, отримуємо

$$K_{pd} = 0.004731, \qquad K_{id} = 63.2980.$$
 (2.17)

Для розрахунку регулятора струму по квадратурній *q*-осі, взятий з рис. 2.1 контур з ПІ-регулятором набуває вигляду, показаного на рис. 2.5.

Встановленням інтегрального коефіцієнта посилення регулятора K_{iq} рівним зворотній постійній часу відкритого контуру ротора $\tau_r = R_r/L_r$, досягається скорочення нуля-полюса

$$K_{iq} = R_s < \sigma L_s = 33.3256 \tag{2.18}$$

Це дозволяє рис. 2.5 (а) зменшити до рис. 2.5 (б). У цих умовах передавальна функція замкненого контуру *q*-вісі наведена на рис. 2.5 (в).



Рисунок 2.5 – Передавальні функції *q*-вісі з ПІ-регулятором струму (а), скороченням нуля-полюсу (б), з замкненим контуром (в)

Обравши постійну часу замкненого контуру рівною t = 1 мс, що в п'ять разів швидше, ніж постійна часу відкритого контуру, значення пропорційного посилення дорівнюватиме K_{pq} =0.6904. Таким чином, передавальна функція замкненого контуру при пропускній здатності ПЗ = 1256/2 π = 200 Гц

$$\frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{1256}{p+1256} \,. \tag{2.19}$$

Для ефективного регулювання потокозчеплення ширина пропускання регулятора струму повинна бути достатньо високою порівняно з регулятором

потокозчеплення щонайменше в п'ять разів. Тому в даному випадку коло регулятора струму може бути представлено як ідеальне і його передавальна функція буде одиничною

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \,. \tag{2.20}$$

Для розрахунку регулятора потокозчеплення з рис. 2.1 взято відповідний контур і додано до нього ПІ-регулятор. Загальна структура контуру потокозчеплення набуває вигляду, наведеного на рис. 2.6.



Рисунок 2.6 – Структурна схема контуру потокозчеплення

Передавальна функція між заданим і діючим потокозчепленням може бути виражена як

$$\frac{\psi_{rd}}{\psi_{rd}^{*}} = \frac{R_{r} \frac{L_{m}}{L_{r}} \left(K_{p\psi} p + K_{i\psi}\right)}{p^{2} + \frac{R_{r}}{L_{r}} \left(1 + L_{m} K_{p\psi}\right) p + R_{r} \frac{L_{m}}{L_{r}} K_{i\psi}}.$$
(2.21)

Звідси знаходимо пропорційний та інтегральний коефіцієнти посилення

$$K_{p\psi} = \frac{L_r}{L_m} \frac{\omega_c}{R_r}, \qquad (2.22)$$

$$K_{i\psi} = \frac{\omega_c}{L_m} \,. \tag{2.23}$$

Таким чином передавальна функція (2.21) може бути спрощена до

$$\frac{\psi_{rd}}{\psi_{rd}^*} = \frac{\omega_c}{p + \omega_c}, \qquad (2.24)$$

де ω_c – частота зрізу, що визначає полосу пропускання регулятора потокозчеплення.

Номінальне значення потокозчеплення для даного контуру управління визначається потокозчепленням двигуна при номінальній лінійній напрузі живлення $U_L(rms)$ і частоті обертання f_n

$$\psi_{rd} = \frac{U_L(rms)}{\sqrt{3} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_n} = 0.73.$$
(2.25)

В усталеному стані необхідний струм *d*-осі для створення відповідного потокозчеплення

$$I_{sd} = \frac{\psi_{rd}}{L_m} = 85.38.$$
 (2.26)

Знайдені коефіцієнти регулятора потокозчеплення

$$K_{p\psi} = 0.001, \qquad K_{i\psi} = 90.27.$$
 (2.27)

можуть бути відкориговані з урахуванням забезпечення необхідного темпу швидкості початкового намагнічування двигуна.

Механічна модель машини включає в себе електромагнітний момент M_{em} , момент інерції J і коефіцієнт тертя при номінальній швидкості обертання ротора $\beta = M_{em}/\omega_{rm}$.



Рисунок 2.7 – Структурна схема регулювання контуру швидкості

Смуга пропускання контуру управління швидкістю, як правило, набагато менша, ніж у регуляторів струму. Тому струмові контури управління можна розглядати як практично миттєві і регулятор струму може бути опущений для цілей проектування регулятора швидкості. Крім того, якщо передбачається, що крутний момент навантаження рівний нулю, то узагальнена структурна схема зводиться до наведеної на рис. 2.8, $\text{де } K_m = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r}$ і $K = \frac{K_m \psi_{rd}}{J}$ є об'єднаннями констант. Спрощену структурну схему контуру швидкості без урахування затримки регуляторів струму та зворотного зв'язку наведено на рис. 2.8.

$$\omega_r^* \xrightarrow{K \cdot K_{ps} \cdot K_{is}} \omega_r$$

$$p^2 + \left(\frac{\beta}{J} + K \cdot K_{ps}\right) p + K \cdot K_{ps} \cdot K_{is}$$

Рисунок 2.8 – Спрощена структурна схема контуру швидкості

Очевидно, що передавальна функція - другого порядку з одним нулем. Коефіцієнт затухання і ширина пропускання регулятора швидкості системи буде залежати від необхідних динамічних характеристик. Для цілей даної роботи параметри обрані як $\omega_n = 395$ рад с⁻¹ (63 Гц) і $\zeta = 1.3$ відповідно. Таким чином, після підстановки параметрів двигуна в функцію на рис. 2.8, рішення для коефіцієнтів посилення регулятора будуть

$$K_{ps} = 2.243, \qquad K_{is} = 0.02.$$
 (2.28)

Використання цих значень створює наступні полюси і нулі замкненого контуру для системи регульованою швидкості:

$$p_1 = -49.9, \ p_2 = -201, \ z_1 = -40$$
 (2.29)

3. Дослідження системи тягового електроприводу з векторною системою керування

3.1. Загальна імітаційна схема векторної системи керування

Загальна схема векторної системи керування з розрахованими регуляторами швидкості наведена на рис. 3.1. Симуляція моделі проводилася в середовищі Matlab/Simulink з використанням методу трапецій з інтерполяцією (ode23t) зі змінним способом інтегрування (variable-step) і кроком розрахунку 0.00001 с.



Рисунок 3.1 – Модель системи векторного керування в середовищі Matlab/Simulink

При моделюванні спочатку виконується завдання номінального потокозчеплення ротора для забезпечення намагнічування двигуна і тільки згодом відбувається завдання на вхід регулятора швидкості.

В режимі векторного керування із застосуванням розроблених регуляторів, двигун працює при граничному значенні струму, як показано на рис. 3.1. Момент зростає практично миттєво, як і у машині постійного струму, і падає майже до нуля (без навантаження валу, з виключенням втрат на тертя), після того досягнення потрібної величини швидкості.



Рисунок 3.1 – Результати імітаційного моделювання

3 рис. 3.1 можна бачити, що *d*-вісь струму тримається в значенні 85.38, як обчислено в рівнянні (2.26), гарантуючи, що *d*-вісь потокозчеплення ротора ψ_{rd} залишається постійною при необхідній номінальній величині 0.73, обчисленій в рівнянні (2.25). Струм *q*-вісі безпосередньо регулює крутний момент двигуна і *q*-

вісь потокозчеплення ротора підтримується при значенні практично рівним нулю, для виключення помилок інтегрування.

На рис. 3.2 - 3.5 наведено осцилограми відпрацювання сигналів помилки регуляторами швидкості та регулятором потокозчеплення.



Рисунок 3.2 – Відпрацювання сигналу помилки регулятором швидкості



Рисунок 3.3 – Відпрацювання сигналу помилки регулятором потокозчеплення



Рисунок 3.4 – Відпрацювання сигналу помилки регулятором струму по осі Isd



Рисунок 3.5 – Відпрацювання сигналу помилки регулятором струму по осі Іsq

Змінюючи коефіцієнти регуляторів можна зробити висновок про поліпшення одних показників за рахунок погіршення в інших (рис. 3.6-3.7). Тому для ідеальної збалансованості характеристик, бачиться доцільним аналітичне налаштування коефіцієнтів регуляторів за запропонованою у роботі методикою.



Рисунок 3.6 – Збільшення пропорційного коефіцієнта підсилення регулятора швидкості з *K*_p=2 до *K*_p=30



Рисунок 3.7 – Діаграма Боде, Найквіста та Нікольса для контуру швидкості

3.2. Можливість використання нейрорегуляторів

Сучасні системи управління складними динамічними об'єктами повинні ефективно пристосовуватися до зміни умов функціонування за рахунок швидкого корегування параметрів і структури використовуваних законів управління. Задовольнити цим вимогам дозволяє апарат теорії адаптивного управління.

Одним з ефективних підходів до реалізації концепцій адаптивного управління є підхід, заснований на методах і засобах нейрмережевого моделювання та управління. Існуючі в даний час нейромережеві засоби дають можливість вирішувати завдання ідентифікації і управління як в ході проектування систем (зі збереженням потім незмінними отриманих алгоритмів управління), так і безпосередньо в процесі функціонування системи. Для вирішення завдань управління найбільшого поширення набули багатошарові мережі персептронного типу, включаючи їх варіанти з зворотними зв'язками і з лініями затримки на входах за вхідними і вихідними сигналами.

Застосування динамічних варіантів методів навчання мереж розглянутого класу дає можливість створювати адаптивні системи управління, які дозволяють забезпечити ефективну експлуатацію складних систем в умовах різноманітних невизначеностей.

МАТLAВ / Simulink забезпечений пакетом "Neural Network Toolbox" (нейронно-мережеві панелі інструментів) та функціями для здійснення навчання та імітації різних нейронних мереж (The MathWorks, Inc., 2017а). Нейронна мережа може бути побудована та навчена у командному рядку або у вікні графічного середовища МАТLAB. У наборі інструментів різні функції передачі нейронів упаковуються в блоки, які можна перетягнути в блок-схему Simulink для побудови нейромережевої моделі.

Штучна нейронна мережа складається з нейронів і ліній зв'язку. Нейрон складається з ваги (оператора множення), зміщення (постійна), суми (оператор додавання), і функції передачі. Нелінійний динамічний контроль з використанням нейронної мережі було запропоновано протягом більш ніж двох десятиліть. Останнім часом було запропоновано застосовувати нейронні мережі для ідентифікації параметрів та оцінки стану систем керування асинхронними двигунами. Проте про повний векторний контроль асинхронним електроприводом на основі штучних нейромереж повідомляється рідко, одна з причин - складність контролера.



Рисунок 3.8 – Використання нейрорегулятора для керування моделлю асинхронного двигуна

Висновки

Розглянуті підходи до побудови систем керування тяговим асинхронним електроприводом рухомого складу. Проведений аналіз використання систем керування на електровозах рухомого складу залізниць. Визначено переваги та недоліки кожної з систем керування. Встановлено, що найбільш оптимальною з точки зору забезпечення динамічних показників та швидкодії є векторна система керування.

Проведено аналіз математичної моделі системи управління тяговим електроприводом з векторним керуванням. Визначено структурну схему моделі асинхронного двигуна, придатну для здійснення синтезу регуляторів системи керування. Проведено синтез регуляторів системи векторного керування на базі принципів підлеглого керування для забезпечення бажаних динамічних характеристик.

Список використаних джерел

Басов, Г. Г. Розвиток електричного моторвагонного рухомого складу.
 Ч. 2. / Г. Г. Басов, С. І. Яцько. – Харків: «Апекс+», 2005. – 248 с.

2. Yatsko, S. Comprehensive approach to modeling dynamic processes in the system of underground rail electric traction / S. Yatsko, B. Sytnik, Y. Vashchenko, A. Sidorenko, B. Liubarskyi, I. Veretennikov, M. Glebova // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. -2019. $-N_{0}$ 1/9 (97). -P. 48-57.

3. Толочко, О.І. Моделювання електромеханічних систем. Математичне моделювання систем асинхронного електроприводу: навчальний посібник / О.І. Толочко. – Київ, НТУУ «КПІ», 2016. – 150 с.

4. Diana, G. Design of a speed controller for a squirrel-cage induction motor using field-oriented control / G. Diana, M.W. Pickering, R.G. Harley / Electric Power Systems Research. – 1990. - № 18. – P. 235 – 245.

5. Соколовский, Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г.Г. Соколовский. – М.: Academia, 2006. – 265 с.

6. Терехов, В.М. Система управления злектроприводов: учебник / В.М. Терехов, О.И. Осипов. - М.: Издательский центр «Академия», 2005.-300 с.

7. Федяева Г.А. Прогнозирование динамических процессов при нестационарных и аварийных режимах тяговых электроприводов с асинхронными двигателями электропоездов: дис. ... доктора техн. наук: 05.09.03, 05.22.07 / Федяева Галина Анатольевна. – Москва, 2008. – 372 с.

8. Trzynadlowski A.M. Control of induction motor / Andrzej M. Trzynadlowski. – New York: Academic Press, 2001. – 226 p.

9. Bose Bimal K. Modern power electronics and AC drives / Bimal K. Bose. -Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, NJ 07458, 2002. – 713 p.

10. Matlab. The language of technical computing. Using Simulink. – The MathWorks Corporation, 2016.

11. Соколов Ю.Н. Электровоз ДС-3. Устройство, управление, обслуживание / Ю.Н. Соколов. - Киев, 2011. – 299 с.

12. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: ГОУВПО «ИГЭУ», 2008.–298 с.

13. Blaschke, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines / F. Blaschke // Siemens Review. – 1972. – Vol. 34. – P. 217-220.

14. Zhai, J. Optimal reset controller designed for induction machine drive with hardware in the loop test / J. Zhai, Y. Wang, X. Liu // IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2017. – P. 506 – 511.

15. Стопакевич, А. А. Проектирование робастных регуляторов объектами с большим запаздыванием / А. А. Стопакевич, А. А. Стопакевич // Восточно – Европейский журнал передовых технологий. – 2016. – № 1/2(79). – С. 48 – 56.

16. Sieklucki, G. Analysis of the transfer-function models of electric drives with controlled voltage source / G. Sieklucki // Przeglad elektrotechniczny. -2012. $-N_{2}$ 88. -P. 250 -255.

17. Quraan, M. Modeling and simulation of railway electric traction with vector control drive / M. Quraan, J. Siam // IEEE International Conference on Intelligent Rail Transportation. -2016. - Vol. 5, Iss. 4. - P. 1 - 6.

18. Brenna, M. New stability analysis for tuning PI controller of power converters in railway application / M. Brenna, F. Foiadelli, D. Zaninelli / IEEE Transactions on industrial electronics. – 2011. – Vol. 58, No. 2. – P. 533 – 543.

Dincel, E. Robust control of railway traction system / E. Dincel, H. Nak, S. Akkaya, M. Canevi, I. Mutlu, M.T. Soylemez // IFAC-PapersOnLine. – 2018. –Vol. 51 (25). – P. 171 – 177.

20. Sariyildiz, E. A practical tuning method for the robust PID controller with velocity feed-back / E. Sariyildiz, H. Yu, K. Ohnishi // Mashines. – 2015. – Vol. 3, Iss. 3. – P. 208 – 222.