

СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА ОСНОВІ МІНІМІЗАЦІЇ ЛОКАЛЬНИХ ФУНКЦІОНАЛІВ МИТТЄВИХ ЗНАЧЕНЬ ЕНЕРГІЙ РУХУ

Островерхов М.Я., доц.; Бурик М.П., магістрант

кафедра автоматизації електромеханічних систем та електроприводу

Практичне застосування законів керування координатами електромеханічних систем, отриманих на основі класичних методів теорії керування, пов'язано з необхідністю мати повну та достовірну інформацію про структуру та параметри моделі об'єкту.

Метою даної роботи є підвищення якості керування швидкістю асинхронного двигуна шляхом синтезу регуляторів векторної системи керування на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії руху. Отримані закони керування забезпечують динамічну декомпозицію взаємозв'язаної системи та надають їй якісно нових можливостей – слабкої чутливості до параметричних і координатних збурень [2,3].

Функціональна схема системи векторного керування асинхронного двигуна керування показана на рис.1. Вона містить датчик струму ДС, за допомогою якого вимірюються три змінні струми i_a, i_b, i_c в фазах обмотки, що у перетворювачі фаз ПФ2 перераховуються в еквівалентні двофазні змінні струми нерухомої системи ($a-b$).

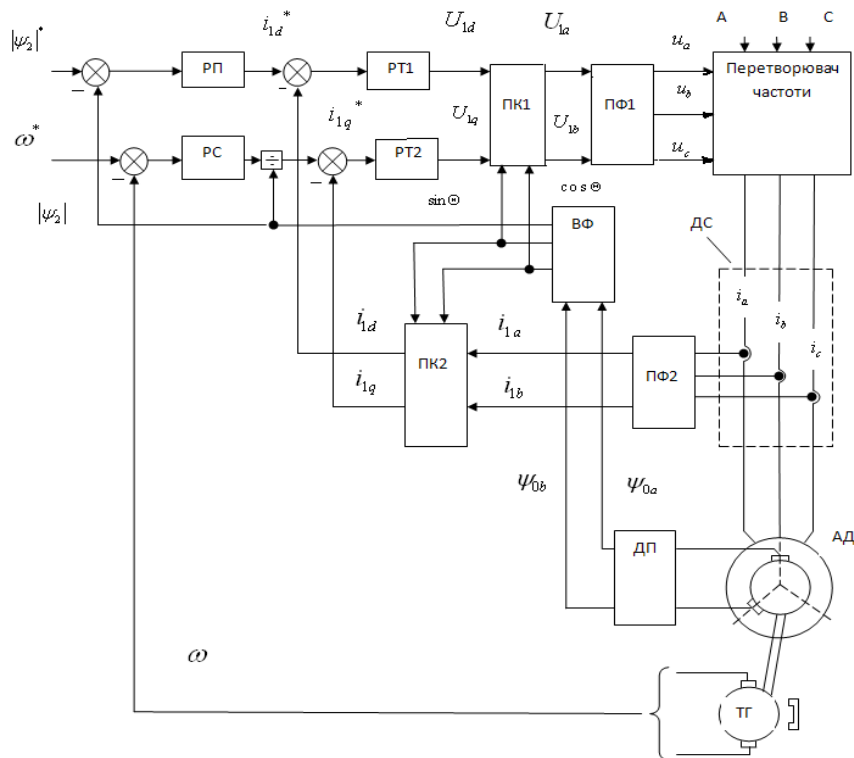


Рисунок 1 – Функціональна схема системи векторного керування швидкості АД

Датчик головного потокозчеплення ДП складається з двох датчиків Холла. У вектор-фільтрі ВФ сигнали ДП ψ_{0a} , ψ_{0b} з трифазної системи перераховуються у еквівалентні сигнали двофазної нерухомої системи координат $(a-b)$ та обчислюються модуль головного потокозчеплення і тригонометричні функції. Сигнал модуля потокозчеплення використовується як сигнал від'ємного зворотнього зв'язку в замкнутому контурі керування з регулятором потокозчеплення РП. Входом регулятора є похибка між заданим потокозчепленням $|\psi_2|^*$ та його поточним значенням $|\psi_2|$. Виходом регулятора є сигнал завдання складової струму i_{1d} , пропорційної потокозчепленню. Тригонометричні функції служать для переходу з нерухомої системи координат $(a-b)$ до рухомої $(d-q)$ і навпаки, зокрема в перетворювачі координат ПК2 здійснюється перетворення струмів до рухомої системи координат. Після чого струми мають зручну для реалізації системи керування форму сигналів постійного струму.

Виходом регулятора струму РТ1 є сигнал складової напруги живлення. У перетворювачі координат ПК1 здійснюється перевід керуючих напруг з рухомої системи координат $(d-q)$ в нерухому $(a-b)$. Одержані напруги у формі сигналів змінного струму за допомогою перетворювача фаз ПФ1 перераховуються в еквівалентні трифазні напруги керування силовим перетворювачем частоти. Представлена система керування містить регулятор швидкості РШ, після якого виконується операція ділення на величину головного потокозчеплення, тому для коректної роботи системи спочатку включається контур керування потокозчепленням до виходу на усталене значення. Всі координатні перетворення здійснюються за традиційними формулами. Особливістю функціональної схеми є відсутність блоків компенсації координатних збурень, необхідність в яких відпала в результаті застосування запропонованої концепції. Синтез регуляторів потокозчеплення, швидкості та струмів здійснено на основі концепції зворотних задач динаміки в сполученні з мінімізацією локальних функціоналів, що характеризують миттєві значення енергії руху[2,3]. Відповідно до (1) модуль головного потокозчеплення $|\psi_2|$ зв'язаний з складовою струму i_{1d} динамічною ланкою першого порядку. Компонента струму i_{1d} зв'язана з складовою напруги керування динамічною ланкою першого порядку. В контурі також присутні координати збурення, обумовлені дією потокозчеплення $|\psi_2|$, тому для їх компенсації рівняння бажаної якості повинно бути астатичним й може мати перший порядок. Згідно до вказаних вимог отримано структуру регуляторів РП, РТ та РШ, показану на рис.2, де: k - коефіцієнт підсилення регулятора; α_0 - коефіцієнт бажаного рівняння замкнутого контуру керування $\dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_0 x^*$, за допомогою якого встановлюється задана якість. Як видно з рисунку, параметри регуляторів не залежать від параметрів об'єкту керування (1), що забезпечує слабку чутливість системи векторного керування двигуном до зміни параметрів. Збільшення коефіцієнта підсилення регулятора зменшує динамічну похибку регулювання та

не призводить до втрати стійкості системи. Перевагою представленої структури регуляторів є також відсутність диференціальних ланок. Динамічна модель асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором у системі координат статора (a-b) без урахування напруги ротора описується системою рівнянь [1]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{L_2} (\psi_{2a} i_{1b} - \psi_{2b} i_{1a}) - M_c \right]; \\ \frac{di_{1a}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1a} - \alpha \beta L_m i_{1a} + \alpha \beta \psi_{2a} + \beta \omega p_n \psi_{2b} + \frac{u_{1a}}{\sigma}; \\ \frac{di_{1b}}{dt} = -\frac{R_1}{\sigma} i_{1b} - \alpha \beta L_m i_{1b} + \alpha \beta \psi_{2b} - \beta \omega p_n \psi_{2a} + \frac{u_{1b}}{\sigma}; \\ \frac{d\psi_{2a}}{dt} = -\alpha \psi_{2a} - \omega p_n \psi_{2b} + \alpha L_m i_{1a}; \\ \frac{d\psi_{2b}}{dt} = -\alpha \psi_{2b} + \omega p_n \psi_{2a} + \alpha L_m i_{1b}, \end{array} \right. \quad (1)$$

де: $\alpha = \frac{R_2}{L_2}$, $\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$, $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}$ – параметри динамічної моделі; p_n – число пар полюсів; L_m – індуктивність намагнічуючого контуру; ω – кутова швидкість; M_c – момент навантаження; u_{1a} , u_{1b} – компоненти вектора напруги статора; i_{1a} , i_{1b} – компоненти вектора струму статора; ψ_{2a} , ψ_{2b} – компоненти вектора потокозчеплення ротора; J – момент інерції двигуна; L_2 – індуктивність ротора. Дослідження розробленої системи проведено шляхом моделювання на прикладі асинхронного двигуна з короткозамкнутим ротором, який має наступні параметри: $M_H = 9.978$ Нм – номінальний момент; $\omega_H = 300$ рад/с – номінальна кутова швидкість; $U_{1H} = 380$ В – номінальна трифазна лінійна напруга; $f_{1H} = 50$ Гц – номінальна частота напруги живлення; $R_1 = 2.577$ Ом – активний опір статора; $R_2 = 1.682$ Ом – приведений активний опір ротора; $L_1 = 0.394$ Гн – індуктивність статора; $L_2 = 0.399$ Гн – приведена індуктивність ротора. Коефіцієнти РП задано рівними $\alpha_0 = 50$, $k = 100$, що забезпечує монотонний перехідний процес потокозчеплення за час близько 0.59 с. Параметри РТ1 встановлено рівними $\alpha_0 = 1000$, $k = 100$, що забезпечує монотонний перехідний процес струму за час близько 0.28 с. Параметри РШ встановлено рівними $\alpha_0 = 150$, $k = 1$, що забезпечує монотонний перехідний процес швидкістю за час близько 0.09 с. Параметри РТ2 встановлено рівними $\alpha_0 = 1000$, $k = 100$, що забезпечує монотонний перехідний процес струму за час близько 0.036 с.

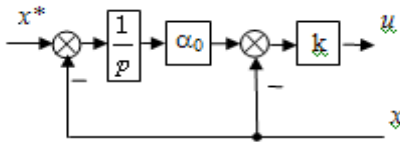


Рисунок 2 – Структурна схема регуляторів

На рис.3 а) показано перехідний процес швидкості до виходу на усталене значення 300 рад/с за час біля 0.0708 с. Як видно з рисунка, система векторного керування забезпечує монотонний перехідний процес швидкості. На рис.3 б) представлено похибки керування швидкістю при дії параметричного збурення у вигляді зменшення та збільшення в десятиро розрахункового значення приведенного активного опору ротора ($R_2=0.1682; 1.682; 16.82$ Ом). Як видно з рисунка, суттєва зміна опору не призводить до суттєвого погіршення якості керування, що характерно для традиційних систем. На рис.3 в момент часу 3.5 с подається номінальне навантаження.

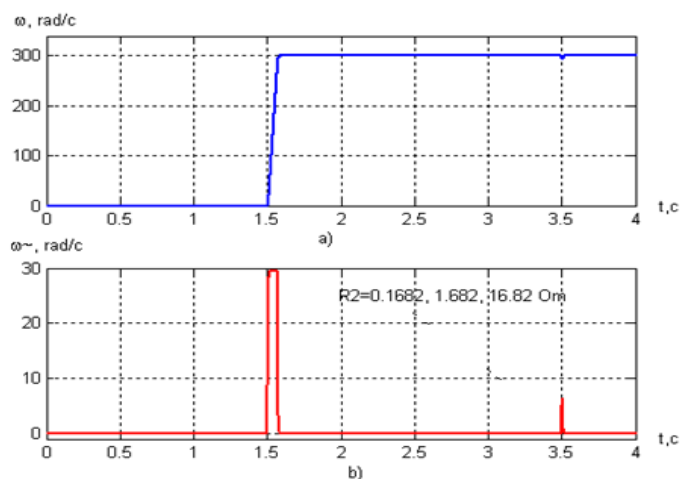


Рисунок 3 – Перехідний процес та похибки керування швидкістю

Таким чином, система векторного керування швидкістю з синтезованими на основі концепції зворотних задач динаміки регуляторами потокозчеплення, швидкості та струму забезпечує задану якість керування, слабку чутливість до зміни параметрів двигуна без застосування громіздких алгоритмів ідентифікації параметрів чи адитивного керування.

Перелік посилань

1. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением // Энергоатомиздат. – 1987.- С.136.
2. Крутько П.Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов // Изв. РАН. ТиСУ. – 2005 – С.120 – 140.
3. Островерхов М.Я. Метод синтеза регуляторов электромеханических систем на основе концепции зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії / Вісник НТУ “Харківський політехнічний інститут”. – Харків: НТУ “ХПІ”, 2008. - № 30. – С.105 – 110.