

Залежно від характеру та тривалості навантажень виникає різна структура дефектів: концентрація дефектів, їх розміри та глибина залягання. Щоб розпізнавати структуру дефектів схема, зображена на рис.1, повинна живитись від джерела, що забезпечує подавання на перетворювач трьох різних частот.

Для комп'ютерного розпізнавання картини дефектів для прогнозування можливостей подальшої експлуатації об'єкта досліджень на основі інтегральних характеристик (залежностей приросту струму перетворювача від стану приповерхневого шару скла на різних частотах) необхідні номограми залежностей характеристик дефектів від параметрів механічних навантажень.

Висновки

Основні результати проведених досліджень полягають в розробці математичної моделі процесів проходження електромагнітних хвиль через діелектричні середовища з урахуванням їх взаємодії з мікротріщинами та дефектами, зумовленими спрацюванням виробів під дією навантажень. Крім того, розроблені диференціальні вимірювальні схеми та методи.

Подальші дослідження спільно з фахівцями в галузі механіки руйнування та деградації характеристик виробів дозволять прогнозувати можливості та довготривалість подальшої їх експлуатації.

1. Белокур И.П., Коваленко В.А. Дефектоскопия материалов и изделий. – К., 1989.
2. А. с. № 191154. Устройство для электрического измерения механических величин / Р.А. Пеленский, В.А. Кочан. – 17.11.1966, Бюл. № 3, 1967.

УДК 621.314.27

О.Г. Плахтина, А.С. Куцук, В.Д. Йовбак

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електропривода автоматизації промислових установок

СПОСІБ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ ФАЗНОГО РОТОРА АСИНХРОННОЇ МАШИНИ

© Плахтина О.Г., Куцук А.С., Йовбак В.Д., 2003

Описано спосіб векторного керування асинхронною машиною, при якому керування здійснюється напругою живлення фазного ротора, що формується вентильним перетворювачем. Наведено результати математичного моделювання процесів у системі, де реалізовано такий спосіб керування.

The manner of vector control of induction machine, when the phase rotor voltage is controlled, is proposed. The research results the processes in the system with proposed control principle are presented.

Постановка проблеми. Аналіз останніх досліджень

Напруга живлення статора асинхронної машини з фазним ротором (АМФР) задає її магнітний потік на основі формули

$$U = 4.44w \cdot k_w \Phi \cdot f_1 \quad (1)$$

Потік задає струм намагнічення, який є векторною сумою струмів статора і ротора. За допомогою напруги живлення ротора можемо керувати величиною струму статора, який намагнічує електричну машину, тобто можемо здійснювати перерозподіл намагнічувального струму між статором і ротором. Таке керування забезпечує необхідний $\cos\phi$ в статорі електричної машини, а з огляду на те, що частота в роторі є меншою від частоти напруги статора, напруга, необхідна для створення струму намагнічення, зі сторони ротора є меншою. Звідси, є доцільним формувати магнітний потік струмами ротора.

Зауважимо, що введення додаткової напруги в коло ротора призводить до зміни швидкості обертання ротора.

Отже, керувати асинхронною машиною можна, застосувавши відомий метод векторного керування, в якому закладено забезпечення збудження зі сторони ротора, а активна потужність передається статором (для машини подвійного живлення така задача розглядається в [1]).

Постановка завдання

На основі вищенаведеного сформулюємо задачу керування.

Миттєвими значеннями фазних напруг у роторному колі будемо керувати так, щоб:

а) струми ротора створювали магнітне поле в електричній машині, а струми статора, взаємодіючи з цим магнітним полем, перетворювали електричну енергію в механічну в режимі двигуна і, навпаки, механічну в електричну – в режимі генератора;

б) режим, описаний в п.а, не залежав від частоти напруги мережі і швидкості обертання ротора;

в) швидкість обертання ротора задавалася сигналами в системі керування.

Виклад основного матеріалу досліджень

Технічно розв'язати таку задачу керування легко на основі принципів векторного керування з використанням цифрових систем і напівпровідникових перетворювачів (інверторів напруги або циклоконверторів).

Приймемо, що: втрати в сталі дорівнюють нулю; обмотки є симетричними і створюють при протіканні струму синусоїдальні просторові намагнічувальні сили. Відхилення від прийнятих допущень відбивається на точності керування, яку можна оцінити. Фізичні явища, пов'язані з цим відхиленням, будемо вважати шумом у системі перетворення електричної енергії в механічну, і навпаки, механічної – в електричну.

При прийнятих допущеннях електричну машину подамо в системі координат (x, y) , в якій ордината y збігається з зображуючим вектором напруги живлення статора, а вісь x – є перпендикулярною до вектора цієї напруги (рис. 1).

У такій системі координат

$$u_y = U_m, \quad u_x = 0, \quad (2)$$

де

$$U_m = \sqrt{\frac{2}{3}(u_A^2 + u_B^2 + u_C^2)} \quad (3)$$

– модуль зображуючого вектора напруги статора.

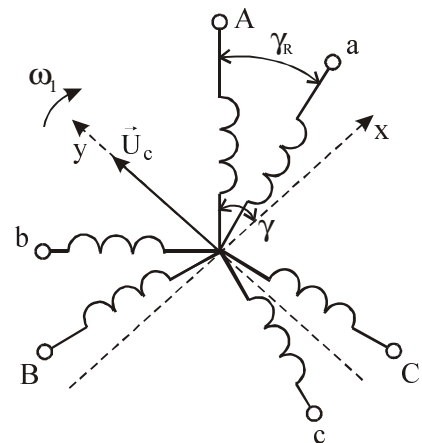


Рис. 1. Система координат x, y

При протіканні по обмотках струмів створюються потокозчеплення, які в статорі за осями (x,y) визначаються формулами

$$\begin{aligned}\Psi_{sx} &= (L_m + L_{\sigma s}) \cdot i_{sx} + L_m i_{rx}, \\ \Psi_{sy} &= (L_m + L_{\sigma s}) \cdot i_{sy} + L_m i_{ry},\end{aligned}\quad (4)$$

де L_m , $L_{\sigma s}$ – робоча індуктивність та індуктивність розсіювання статора; i_{sx} , i_{sy} , i_{rx} , i_{ry} – струми статора і ротора в системі координат x,y.

На основі сформульованої задачі керування будемо формувати завдання струму статора за віссю x, що дорівнює нулю – $i_{sx3} = 0$, а завдання струму статора за віссю y буде вихідним сигналом регулятора і може бути функцією завдання швидкості, електромагнітного моменту або потужності.

На основі потокозчеплень Ψ_{sx} , Ψ_{sy} , які можна виміряти, або розрахувати за струмами, а також завдань струмів статора, визначаються завдання струмів ротора

$$\begin{aligned}i_{rx3} &= \frac{\Psi_{sx} - (L_m + L_{\sigma s}) \cdot i_{sx3}}{L_m}, \\ i_{ry3} &= \frac{\Psi_{sy} - (L_m + L_{\sigma s}) \cdot i_{sy3}}{L_m}.\end{aligned}\quad (5)$$

Якщо врахувати, що $i_{sx3} = 0$, тоді перша формула (5) прийме вигляд

$$i_{rx3} = \frac{\Psi_{sx}}{L_m}.\quad (6)$$

За формулами, які перетворюють координати (x,y) у фазні визначаємо завдання фазних струмів ротора

$$\begin{aligned}i_{ra3} &= i_{rx3} \cos(\gamma - \gamma_R) + i_{ry3} \sin(\gamma - \gamma_R), \\ i_{rb3} &= i_{rx3} \cos(\gamma - \gamma_R - \rho) + i_{ry3} \sin(\gamma - \gamma_R - \rho), \\ i_{rc3} &= i_{rx3} \cos(\gamma - \gamma_R + \rho) + i_{ry3} \sin(\gamma - \gamma_R + \rho),\end{aligned}\quad (7)$$

де γ – кут зображувальним вектором напруги статора і віссю x, γ_R – кут між відповідними обмотками статора і ротора, $\rho = 2\pi/3$ – кут між фазними обмотками.

Різниці струмів

$$\Delta i_{ra3} = i_{ra3} - i_{ra}, \quad \Delta i_{rb3} = i_{rb3} - i_{rb}, \quad \Delta i_{rc3} = i_{rc3} - i_{rc},\quad (8)$$

подаються на релейні (з гістерезисом) регулятори, які формують такі напруги живлення ротора (інвертором напруги або циклоконвертором), щоб відхилення між реальними струмами фаз i_{ra} , i_{rb} , i_{rc} і заданими струмами i_{ra3} , i_{rb3} , i_{rc3} були в межах заданої похибки, яка дорівнює ширині петлі гістерезису релейного регулятора.

На основі описаного вище схема і алгоритм керування є такими:

1. Вимірюються фазні напруги статора, струми статора і ротора, та кут положення ротора.

2. Визначаються струми статора і ротора в координатах (x,y):

$$\begin{aligned}i_{sx} &= \frac{2}{3} \cdot (i_A \cos(\gamma) + i_B \cos(\gamma - \rho) + i_C \cos(\gamma + \rho)), \\ i_{sy} &= \frac{2}{3} \cdot (i_A \sin(\gamma) + i_B \sin(\gamma - \rho) + i_C \sin(\gamma + \rho)),\end{aligned}$$

Для перевірки запропонованого алгоритму керування розроблена математична модель системи, силова схема якої показана на рис. 3, а структурна схема системи автоматичного регулювання – на рис. 4. Модель системи розроблена на основі положень, описаних в [2, 3].

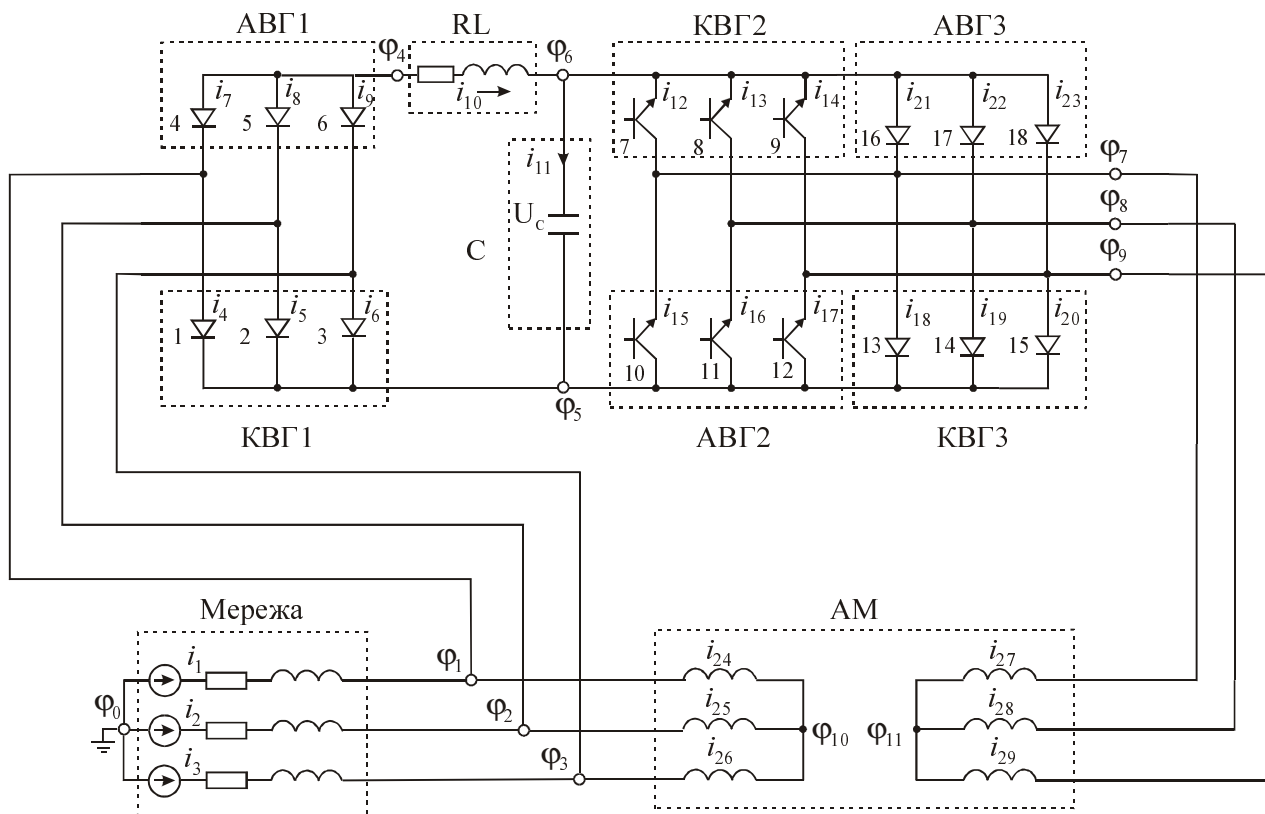


Рис. 3. Розрахункова схема

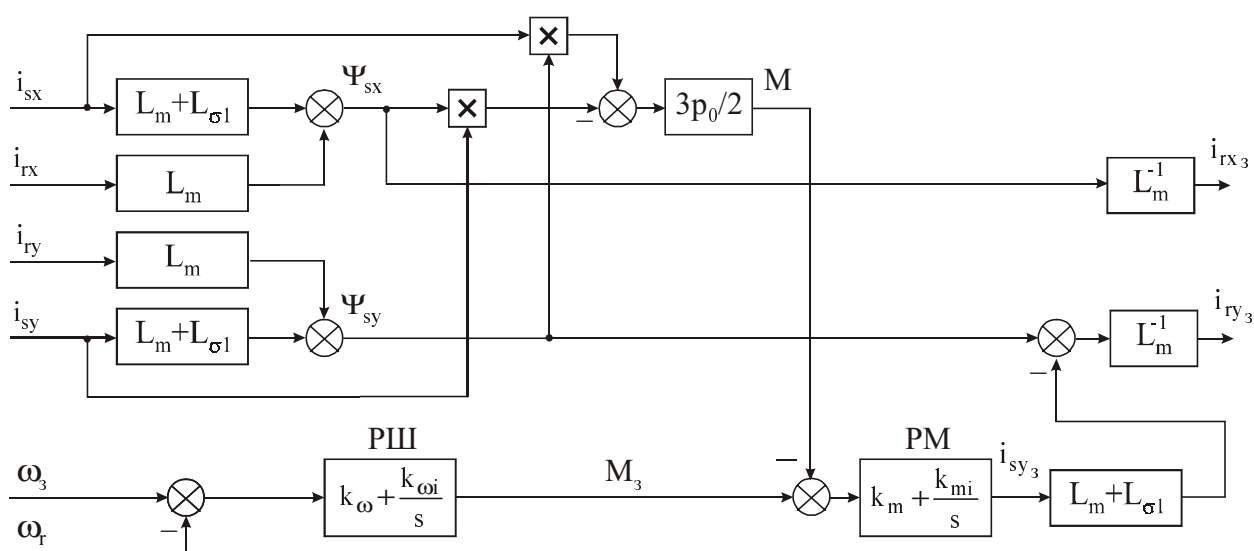


Рис. 4. Структурна схема системи автоматичного регулювання

Вхідними сигналами для системи керування є струми АМФР в координатах x, y , сигнал завдання швидкості ω_3 та кутова швидкість обертання ротора ω_r . Сигнал завдання електромагнітного моменту АМФР формується регулятором швидкості РШ, на вхід якого надходить різниця сигналів завдання швидкості ω_3 та зворотного зв'язку за швидкістю ротора ω_r . k_ω , $k_{\omega i}$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових ПІ-регулятора швидкості, k_m , k_{mi} – коефіцієнти ПІ-регулятора моменту. З метою обмеження координат електромеханічної системи вихідні сигнали регуляторів швидкості та моменту обмежуються.

Для проведення досліджень було використано систему з такими параметрами асинхронної машини: $P_n=1,5$ кВт, $U_n=380$ В, $L_m=0.3696$ Гн, $L_{\sigma 1}=0.014$, $L'_{\sigma 2}=0.09$, $R_s=7.32$, $R_r=4.0$, $J=0.04$, $p_0=2.0$, коефіцієнт приведення струмів ротора до статора $k_f=2.0$, параметри регуляторів: $k_\omega=5.0$, $k_{\omega i}=20.0$, $k_m=1.55$, $k_{mi}=0.001$ (параметри підібрані експериментально), момент навантаження 10 Нм, розраховані значення потокозчеплень статора фільтруються (стала часу фільтра 0,02 с).

З використанням розробленої моделі проведено дослідження режиму запуску асинхронної машини спочатку до швидкості, меншої за синхронну (130 с⁻¹, при номінальній швидкості 157 с⁻¹) а потім (при $t = 0.9$ с) до швидкості, вищої за синхронну (180 с⁻¹). Після цього (при $t = 1.3$ с) асинхронна машина переводилась в генераторний режим роботи шляхом зміни знака моменту навантаження на валу. Процес запуску АМФР відбувався в два етапи. Перший етап – обмотка статора АМФР під'єднується до мережі, при вимкненому роторі (перетворювач заблокований). Відбувається намагнічення АМФР струмом статора. Після чого (в момент часу $t = 0.3$ с) вмикається перетворювач, починає працювати система керування і живлення подається в ротор АМФР. Починається розгін АМФР до заданої швидкості обертання.

Результати досліджень у вигляді часових залежностей координат електромеханічної системи показані на рис. 5–12.

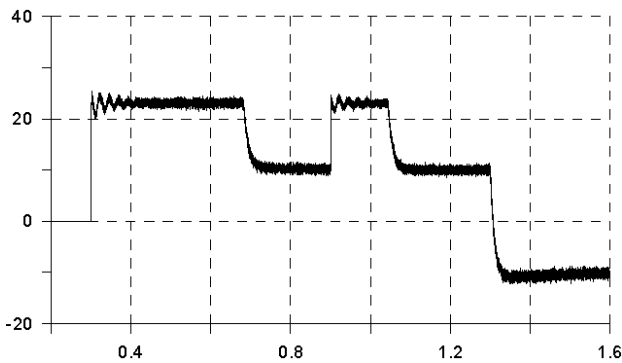


Рис. 5. Електромагнітний момент АМФР

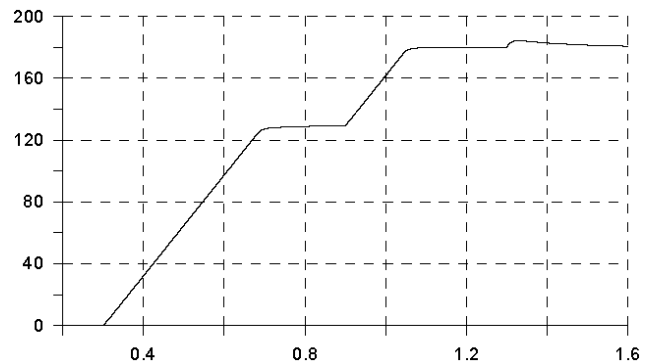


Рис. 6. Швидкість

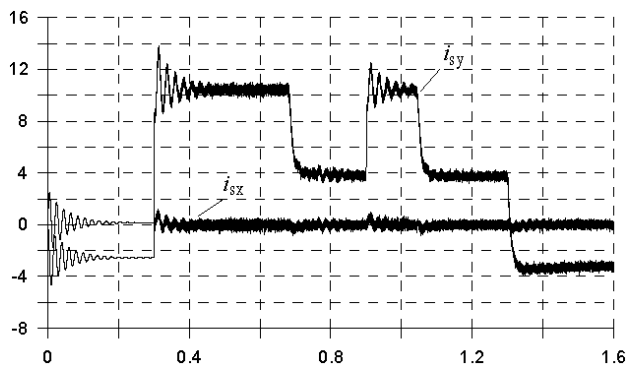


Рис. 7. Струм статора по осі x та y

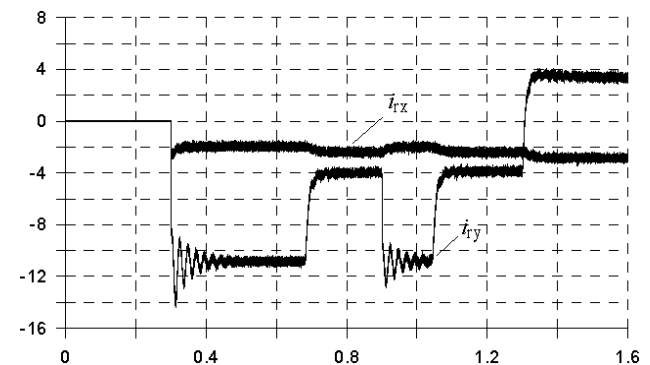


Рис. 8. Струм ротора по осі x та y (приведений)

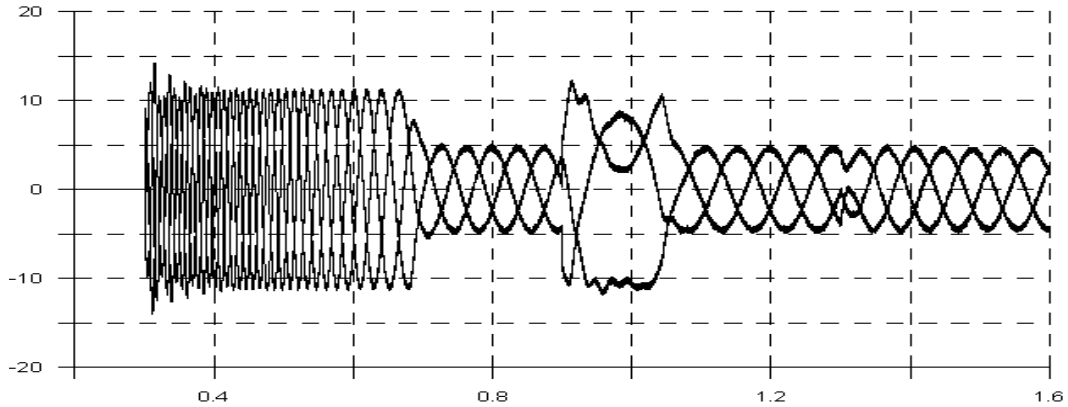


Рис. 9. Струм ротора (приведений)

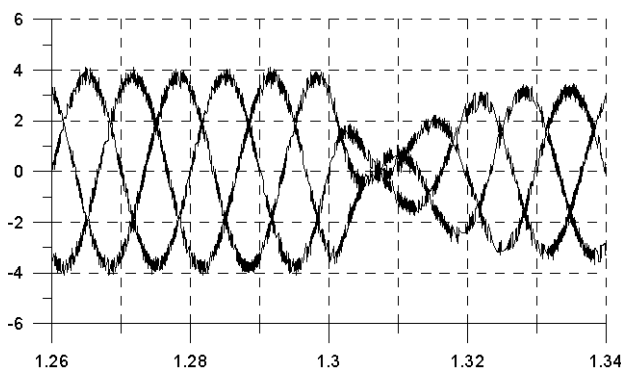


Рис. 10. Струм статора

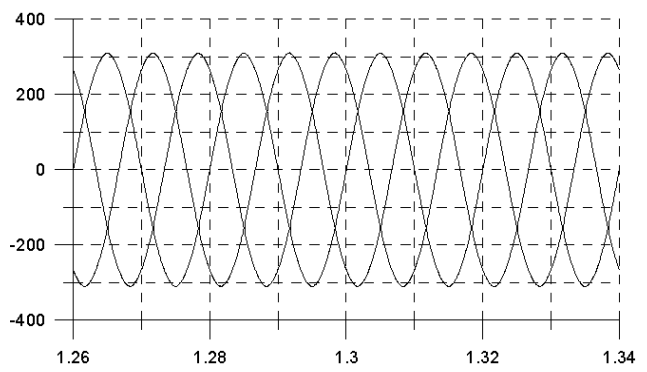


Рис. 11. Напруга статора

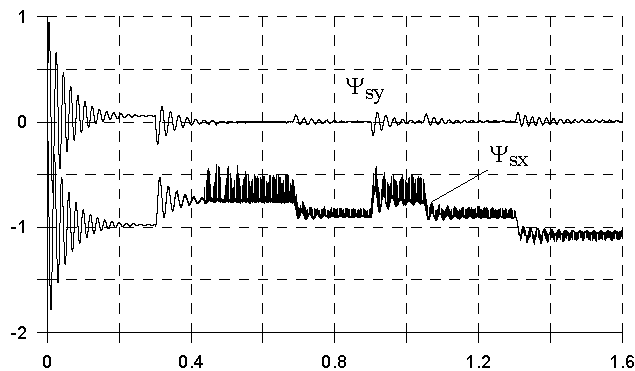


Рис. 12. Потокозчеплення статора за осями x та y

Аналізуючи результати експериментальних досліджень можна зробити такі висновки:

1. При використанні запропонованого способу керування струм статора асинхронної машини має суто активний характер (коефіцієнт потужності для статора дорівнює одиниці) як в усталеному, так і в перехідних режимах. Цей струм визначає електромагнітний момент АМФР (рис. 7).

2. Режим роботи, описаний в п. 1, існує як в режимі двигуна, так і в режимі генератора. У режимі генератора фаза струму статора змінюється на 180^0 (рис. 10–11).

3. Швидкість обертання АМФР однозначно визначається сигналом завдання швидкості і може бути як меншою, так і більшою за синхронну швидкість обертання. При

переході через синхронну швидкість обертання автоматично змінюється чергування фаз в роторі АМФР (рис. 9).

4. Струм ротора АМФР (а відповідно і струм статора) в усталеному режимі містить високочастотні пульсації, зумовлені наявністю гістерезисних регуляторів (ширина гістерезису в цьому випадку становить 0.5А). Це спричиняє пульсацію електромагнітного моменту АМФР.

Висновки

1. Запропонований спосіб керування напругою живлення ротора асинхронної машини забезпечує регулювання швидкості асинхронної машини вище і нижче від синхронної, в режимах генератора і двигуна, з забезпеченням необхідного коефіцієнта потужності.

2. Запропонована структура системи керування забезпечує у всіх режимах коефіцієнт потужності, що дорівнює одиниці через збудження машини струмом ротора і компенсації струмами ротора реакції статора.

3. Запропонований алгоритм керування є інваріантним відносно частоти напруги живлення мережі.

1. Пересада С.М., Шаповал И.А. Управление моментом и реактивной мощностью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора // Технічна електродинаміка. – 2002. – № 6. 2. Плахтина Е.Г. Математическое моделирование электромашино - вентиляционных систем. – Львов, 1986. 3. Плахтина О.Г., Мазепа С.С., Куцик А.С. Частотно-керовані асинхронні та синхронні електроприводи. – Львів, 2002.

УДК 621. 311: 621. 314. 632: 621. 331

М.М. Пулін, О.І. Скрипник

Національний університет “Львівська політехніка”
кафедра електричних систем та мереж

ПРОБЛЕМИ ПЕРЕМИКАННЯ ТЯГОВОЇ ПІДСТАНЦІ З ВИПРОСТУВАЛЬНОГО РЕЖИМУ В ІНВЕРТОРНИЙ І НАВПАКИ

© Пулін М.М., Скрипник О.І., 2003

Виконано аналіз проблем перемикання тягової підстанції з випростувального режиму в інверторний і навпаки. Виявлені істотні недоліки існуючих способів такого перемикання. Запропоновано для перемикання перетворювача з випростувального в інверторний режим давачем інформації використовувати ефект зменшення практично до нуля струму фільтра вищих гармонік, а для зворотного перемикання використовувати ефект появи струму на вторинній обмотці трансреактора, який підключений послідовно в коло постійного струму перетворювача.

The analysis of such issue as switching a traction substation from rectifying mode into inverting one and vice versa has been made. Essential drawbacks of existing ways to switch were discovered. The following solution was proposed: to use the effect of