

УДК 621.313

І. А. Козакевич

РОЗДІЛЕННЯ ВПЛИВУ АНІЗОТРОПНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ПРИ БЕЗДАТЧИКОВОМУ КЕРУВАННІ НА НИЗЬКІЙ КУТОВІЙ ШВИДКОСТІ

ДВНЗ «Криворізький національний університет», Кривий Ріг

Анотація. Розглянуто побудову систем бездатчикового векторного керування з використанням анізотропних властивостей електричної машини. Представлено систему керування, що базується на використанні високочастотної інжекції у напругу, що живить двигун, та дозволяє виконувати компенсацію впливу паразитних анізотропій. Показано, що визначення положення вісі анізотропії двигуна можливе за рахунок прикладання тестових векторів напруги до статора двигуна або інжектування високочастотної напруги до основної, що живить двигун. Представлено спосіб визначення положення, що передбачає виділення сигналів струмового відгуку за допомогою смугових фільтрів, усунення складових прямої послідовності за рахунок використання фільтрації у синхронній системі відліку з використанням фільтру низької частоти, а також компенсація впливу паразитних анізотропій.

Ключові слова: асинхронний двигун, векторне керування, анізотропна властивість, кутова швидкість, бездатчикове керування, спостерігач стану, динамічні характеристики.

Аннотация. Рассмотрено построение систем бездатчикового векторного управления с использованием анизотропных свойств электрической машины. Представлено систему управления, базирующуюся на использовании высокочастотной инжекции в питающее напряжение и позволяющую выполнять компенсацию влияния паразитных анизотропий. Показано, что определение положения оси анизотропии двигателя возможно с помощью тестовых векторов напряжения, приложенных к статору двигателя, или инжектирования высокочастотного напряжения к основному, питающему двигатель. Представлено способ определения положения, предусматривающего выделение сигналов токового отклика с помощью полосовых фильтров, устранения составляющих прямой последовательности за счет использования фильтрации в синхронной системе отсчета с использованием фильтра низкой частоты, а также компенсации влияния паразитных анизотропий.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, векторное управление, анизотропное свойство, угловая скорость, бездатчиковое управление, наблюдатель состояния, динамические характеристики.

Abstract. We consider the construction of sensorless vector control using anisotropic properties of electric machines. Presented control system based on the use of high-frequency voltage injection that feeds the engine, and allows to perform compensation parasitic anisotropic. It is shown that determining the position of the axis anisotropy engine is possible by applying test vectors stator voltage to the engine or injecting a high-frequency voltage to the main feeding motor. The method of determining the provision for the allocation of current feedback signals using bandpass filters, eliminating direct sequence components by using filtering in the synchronous reference system using low-pass filter, and exposure compensation parasitic anisotropy.

Keywords: induction motor, vector control, anisotropic property, angular velocity, sensorless control, observer, dynamic characteristics.

Вступ

Способи, що використовують базову математичну модель асинхронного двигуна, при бездатчиковому оцінюванні розглядають його як лінійний об'єкт з визначеними параметрами [1-5]. На практиці ці параметри не завжди є відомими, а також можуть змінюватися під час роботи машини [2, 3]. Особливих змін зазнають активні опори статорних та роторних кіл [3], що змінюються при варіаціях температури машини. Крім того, використання базової моделі асинхронного двигуна можливе лише за синусоїдального розподілу обмотки статора, постійної величини повітряного зазору та однорідних властивостей заліза машини. Усі ці припущення не є дійсними в реальній машині. Способи, що не базуються на моделі ідеалізованої машини [6-10], використовують ті анізотропні її властивості, які призводять до виникнення магнітної несиметрії у повітряному зазорі машини. Останні тенденції в бездатчиковому векторному керуванні асинхронними двигунами полягають в використанні інжекції додаткових тестових сигналів [6, 7] для відслідковування положень анізотропії машини. У стандартному перетворювачі частоти вихідна напруга змінної амплітуди та частоти формується інвертором напруги з напруги ланки постійного струму за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Для аналізу режиму роботи двигуна та процесів у ньому достатньо розглядати лише низькочастотні складові вихідної напруги. Тим не менш, ця напруга містить також і високочастотні гармоніки, які генеруються за допомогою ШІМ, які хоча і є небажаними, але неминучими.

Результати дослідження

Найбільш популярним методом, що використовується для оцінки положення асинхронного двигуна за допомогою магнітної анізотропії, є метод інжектування напруги високої частоти в основну напругу, що живить двигун [6-8]. Таким чином, до основного вектора напруги додається вектор постійної амплітуди, що обертається з високою частотою (250–4000 Гц). Цей вектор u описується рівнянням:

$$u_{c\alpha\beta} = U_c e^{j\omega_c t} \quad (1)$$

Вектор струму, що викликається дією тестового вектора напруги, накладається на основний вектор струму. Цей струм відгуку високої частоти виділяється смуговим фільтром з вимірних струмів, а потім демодулюється для відновлення положення потокозчеплення ротора або швидкості. Ті ж вимірні значення струмів використовуються в якості сигналів зворотного зв'язку регуляторів струму системи векторного керування після того, як високочастотна складова струму відфільтровується фільтром низької частоти або смуговим фільтром. На рис. 1 представлена структурна схема системи векторного керування з введенням високочастотного вектора напруги.

Оскільки амплітуда високочастотної напруги, що вводиться у основну напругу, що живить двигун, є постійною величиною, наявність анізотропії машини призводить до появи відповідного струмового відгуку машини. При наявності однієї анізотропії траєкторія руху вектору струму відгуку буде близькою до еліптичної, причому однією з вісей еліпс буде співпадати з положенням анізотропії двигуна, як показано на рис. 2. Вектор високочастотної напруги, що вводиться, при цьому рухається по коловій траєкторії з кутовою частотою ω_c . Оскільки ця кутова швидкість є досить великою у порівнянні з номінальною частотою живлення двигуна, то характер навантаження буде індуктивним, а відставання вектору струму від вектору напруги буде складати близько 90° .

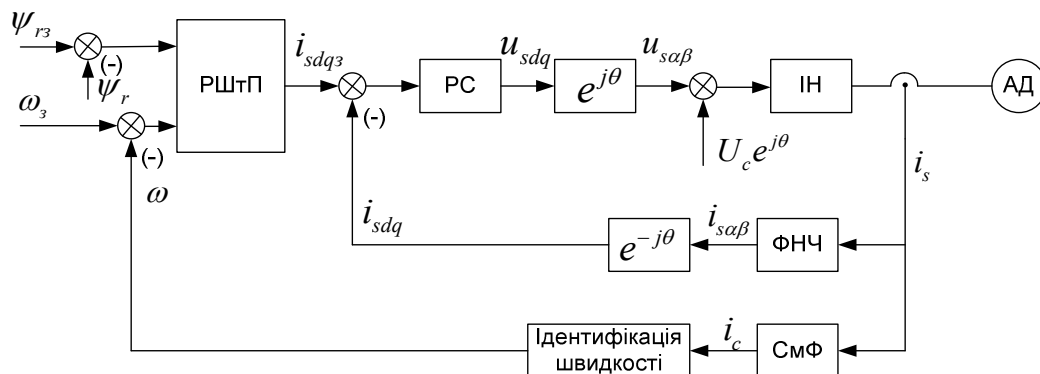


Рисунок 1 – Структура системи векторного керування з введенням високочастотного вектора напруги (ІН – інвертор; РШтП – регулятори швидкості та потокозчеплення; РС – регулятори струму; ФНЧ – фільтр низької частоти; СмФ – смуговий фільтр; АД – асинхронний двигун)

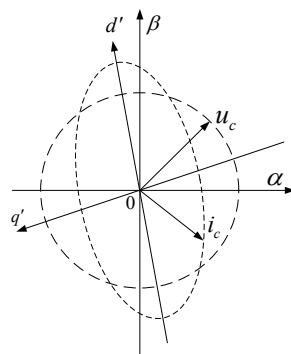


Рисунок 2 – Струмовий відгук на введення високочастотного сигналу напруги

Якщо знехтувати складовою активного опору двигуна, яка є незначною внаслідок суттєвого зростання індуктивної складової при високій частоті напруги живлення, то струмовий відгук можна описати наступним рівнянням:

$$i_{c\alpha\beta} = L_{c\alpha\beta}^{-1} \int (U_c e^{j\omega_c t}) dt \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{L_c^2 + \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} \begin{bmatrix} L_c + \frac{\Delta L_c}{2} \cos(2\theta_{dq'}) & \frac{\Delta L_c}{2} \sin(2\theta_{dq'}) \\ \frac{\Delta L_c}{2} \sin(2\theta_{dq'}) & L_c + \frac{\Delta L_c}{2} \cos(2\theta_{dq'}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega_c t) \\ -\cos(\omega_c t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$i_{c\alpha\beta} = \frac{U_c L_c}{L_c^2 + \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} e^{j\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right)} + \frac{U_c \Delta L_c}{L_c^2 + \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} e^{-j\left(\omega_c t - 2\theta_{dq'} - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (4)$$

$$i_{c\alpha\beta} = I_{cp} e^{j\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right)} + I_{cn} e^{-j\left(\omega_c t - 2\theta_{dq'} - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (5)$$

де I_{cp} , I_{cn} – амплітуди струмів прямої та зворотної послідовності.

$$I_{cp} = \frac{L_c}{L_c^2 + \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} \frac{U_c}{\omega_c}; I_{cn} = \frac{\frac{\Delta L_c}{2}}{L_c^2 + \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} \frac{U_c}{\omega_c} \quad (6)$$

З рівняння (5) видно, що струм відгуку на високочастотну напругу, що вводиться до основної, складається з двох векторів, що обертаються. Одна складова обертається з тією ж частотою, що й вектор введеної напруги та у тому ж напрямку, а друга складова – у зворотному напрямку до вектору напруги. Таким чином, I_{cp} складовою прямої послідовності, не містить інформації щодо просторового розміщення вісі анізотропії, а I_{cn} – складовою зворотної послідовності, що містить просторову інформацію у своїй фазі та є пропорційною до індуктивності, що модулюється анізотропією.

Отже, перед визначенням просторової інформації щодо вісі анізотропії слід відфільтрувати складову прямої послідовності у струмовому відгуці системи. Оскільки вектори складових прямої та зворотної послідовностей обертаються в протилежних напрямках, то одним з варіантів усунення прямої складової є застосування високочастотного фільтру у системі координат, що обертається синхронно з складовою прямої послідовності несучого тестового сигналу.

Представлений спосіб є актуальним для умов, що в машині є одна виражена синусоїдально розподілена анізотропія. Але на практиці відсоток електричних машин з такими умовами, хоча і не є дуже низьким, проте є значна вірогідність того, що анізотропна властивість є не однією. Нелінійні властивості сталі машини, дискретна природа обмоток машини та інші конструктивні особливості призводять до появи вторинних та паразитних анізотропій. До них відносяться ексцентриситет ротора, насичення сталі машини, наявність дискретних пазів на статорі та роторі і т.д. Ці анізотропні властивості не обов'язково мають період, рівний полюсному кроку машини. Отже, машини, що мають більше ніж одну виражену анізотропію або несинусоїдально розподілену анізотропію, можуть бути описані з використанням принципу суперпозиції, як сума окремих анізотропій, розкладених у ряд Фур'є. За умови симетричного трифазного живлення струм двигуна можна записати так:

$$i_{c\alpha\beta} = I_{cp} e^{j\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right)} + \sum_{i=1}^n I_{cni} e^{-j\left(\omega_c t - 2k_i \theta_{dq'} - \frac{\pi}{2} + \varphi_i\right)} \quad (7)$$

де I_{cni} – амплітуда i -ї складової зворотної послідовності;

k_i – номер гармоніки анізотропії, що створює i -у складову;

$\theta_{dq'}$ – кутове положення анізотропії, що створює i -у складову;

φ_i – початковий фазовий зсув i -ї складової по відношенню до системи відліку.

Амплітуди складових прямої та зворотної послідовності можуть бути знайдені так:

$$I_{cp} = \frac{\sum L_c}{\sum L_c^2 + \sum \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} \frac{U_c}{\omega_c}; I_{cn} = \frac{\sum \frac{\Delta L_c}{2}}{\sum L_c^2 + \sum \left(\frac{\Delta L_c}{2}\right)^2} \frac{U_c}{\omega_c} \quad (8)$$

де ΔL_{ci} – індуктивність, що модулюється i -ю анізотропією.

Як і у випадку наявності однієї анізотропії, струмовий відгук високочастотного тестового сигналу містить складові прямої та зворотної послідовностей, причому складова прямої послідовності не містить інформації щодо просторового розміщення вісі анізотропії та є пропорційною до середньої перехідної індуктивності статора. Складові зворотної послідовності містять просторову інформацію, що створена кожною окремою анізотропією, а амплітуди окремих складових зворотної послідовності пропорційні до величини перехідних індуктивностей, що створюються цими анізотропіями. При цьому представлений математичний опис є універсальним і дозволяє застосування як до статичних анізотропій, так і до анізотропій, вісі яких обертаються синхронно з ротором або полем машини. У випадку статичної анізотропії кут повороту її вісі є незмінним, отже $k_i=0$.

На рис. 3 представлена структурна схема системи бездатчикового визначення положення ротора асинхронного двигуна. Визначення положення анізотропії після усіх вищеописаних процедур фільтрації виконується за допомогою фазодетектора $\Delta\Phi$, контурного фільтру $W1(p)$ та керований генератор, що у даному випадку представлений інтегратором. На виході фазодетектора скалярної системи фазового автопідстроювання частоти, що була описана раніше, присутні низькочастотна та високочастотна складові. При цьому лише перша складова містить фазову різницю між вхідним сигналом та оцінкою фази, що дозволяє налаштувати контур. Високочастотна складова відфільтровується фільтром низької частоти, що містить у $W1(p)$. Цей фільтр низької частоти створює проблеми при реверсуванні швидкості та при роботі на дуже низькій кутовій частоті, оскільки високочастотна складова зміщується в низькочастотну зону та не може бути усунена. Це призводить до порушень у роботі системи фазового автопідстроювання частоти через неможливість визначення фазової різниці.

Застосування системи фазового автопідстроювання у векторній формі дозволяє усунути дану проблему через те, що використовуються два ортогональних сигнали, що містять фазову інформацію. Припустимо, що на вхід системи діють ідеально відфільтровані сигнали зворотної послідовності:

$$i_{c1d} = I \sin(\theta_r); \quad (9)$$

$$i_{c1d} = I \sin(\theta_r), \quad (10)$$

де θ – кут анізотропії.

Коефіцієнт n показує співвідношення між кутом повороту ротора в геометричних градусах та кутом повороту анізотропії, що розглядається, тобто:

$$\theta_r = n \theta_{dq'} \quad (11)$$

4. Пересада С. М. Метод синтеза и робастность наблюдателей потокосцепления асинхронного двигателя, работающих в скользких режимах / С.М. Пересада, В.Н. Трандафилов // *Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск науково-виробничого журналу «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика»*. – 2012. – № 3 (19). – С. 40–44.

5. Пересада С. М. Робастность алгоритмов косвенного векторного управления асинхронными двигателями к вариациям активного сопротивления ротора / С. М. Пересада, В. С. Бовкунович // *Наукові праці Донецького національного технічного університету*. – 2011. – № 11 (186). – С. 296–300.

6. Degner M.W. Flux, position and velocity estimation in AC machines using carrier signal injection // *University of Wisconsin-Madison*, 1998.

7. Teske N., Asher G.M., Sumner M., Bradley K.J. Suppression of saturation effects for the sensorless position control of induction motor drives under loaded conditions // *IEEE Transactions on industrial electronics*. – 2000. – pp. 1142–1150.

8. Wolbank T.M., Metwally M.K. Separation of saliency components for speed sensorless detection of flux and rotor position of induction machines // *2008 18th International Conference on electrical machines*. – 2008. – pp. 1–6.

9. Wolbank T.M., Metwally M.K. Sensorless position control of skewed rotor induction machines based on multi saliency extraction // *2010 Twenty-fifth annual IEEE Applied power electronics conference and exposition*. – 2010. – pp. 414–419.

10. Mingardi D., Bianchi N., Fornasiero E., Alberti L. Induction motor with an intentionally created saliency for sensorless applications // *2013 39th Annual conference of the IEEE Industrial electronics society*. – 2013. – pp. 2929–2934.

Відомості про авторів

Козакевич Ігор Аркадійович – старший викладач кафедри автоматизованих електромеханічних систем в промисловості та транспорті, e-mail: aepigor@gmail.com