

Козакевич І.А.

асистент,

Криворізький національний університет

ДО ПИТАННЯ ВИКОРИСТАННЯ АНІЗОТРОПНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОГО КЕРУВАННЯ

Бездатчикове векторне керування [1] асинхронними двигунами передбачає відсутність будь-яких датчиків на валу та всередині машини, використовуючи оцінювання відповідних змінних стану приводу. При цьому більшість існуючих способів бездатчикової оцінки базуються на використанні ідеалізованої математичної моделі асинхронного двигуна, що призводить до суттєвих проблем при роботі на низьких частотах обертів. Саме через це для синтезу систем з широким діапазоном керування є необхідність застосовувати оцінювання з використанням анізотропних властивостей двигуна.

У літературі [2] представлено спосіб діагностики несправностей двигуна на основі аналізу струму нульової послідовності для випадку з'єднання обмоток двигуна у трикутник. Тому є доцільним проаналізувати можливість використання струму нульової послідовності для аналізу положення вісі анізотропії асинхронного двигуна.

Розширення діапазону керування частоти обертання бездатчикових приводів можливе лише за рахунок покращення характеристик способів оцінювання потокозчеплення та частоти обертів ротора. Способи бездатчикової ідентифікації, що базуються на анізотропних властивостях машини, передбачають введення

високочастотної напруги до основної напруги, що живить двигун. Оскільки у двигунів, обмотки яких з'єднано у трикутник, наявність анізотропій призводить до появи струму нульової послідовності, то слід дослідити можливість використання цього сигналу для бездатчикової оцінки невимірюваних змінних стану.

Рівняння електричної рівноваги статорних ланцюгів асинхронного двигуна можуть бути записані так:

$$v_A = L_{\sigma A} \frac{di_A}{dt} + i_A R_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \quad (1)$$

$$v_B = L_{\sigma B} \frac{di_B}{dt} + i_B R_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \quad (2)$$

$$v_C = L_{\sigma C} \frac{di_C}{dt} + i_C R_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \quad (3)$$

де v_A, v_B, v_C – напруги живлення обмоток двигуна; i_A, i_B, i_C – фазні статорні струми; $L_{\sigma A}, L_{\sigma B}, L_{\sigma C}$ – індуктивності розсіяння обмоток; R_A, R_B, R_C – активні опори обмоток; $\frac{d\psi_A}{dt}, \frac{d\psi_B}{dt}, \frac{d\psi_C}{dt}$ – протиЕРС двигуна.

Неоднорідність асинхронної машини, що викликана наявністю насичення сталі або наявністю дискретних роторних стержнів призводить до змін індуктивностей розсіяння в залежності від положення вісі відповідної анізотропії:

$$L = \begin{bmatrix} l_a(t) & 0 & 0 \\ 0 & l_b(t) & 0 \\ 0 & 0 & l_c(t) \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$l_a(t) = l_0 + l_{an} \cos 2\theta_{an}; \quad (5)$$

$$l_b(t) = l_0 + l_{an} \cos \left(2\theta_{an} - \frac{2\pi}{3} \right); \quad (6)$$

$$l_c(t) = l_0 + l_{an} \cos \left(2\theta_{an} + \frac{2\pi}{3} \right); \quad (7)$$

де L – матриця власних індуктивностей машини, l_0 – постійна складова індуктивності обмоток машини, l_{an} – складова індуктивності обмоток, що модулюється наявністю анізотропією машини, θ_{an} – положення вісі анізотропії відносно вісі обмотки А двигуна.

З метою визначення положення вісі анізотропії використовується введення високочастотного сигналу до напруги статора двигуна або використання тестових векторів. Введення високочастотного сигналу є небажаним з точки зору виникнення додаткових втрат енергії та акустичних шумів. Тому більш раціональним рішенням є введення двох тестових векторів на періоді широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Оскільки у сучасних частотно-керованих приводах застосовується автономний інвертор напруги, то доцільно використати в якості тестових векторів ті, що відповідають базовим векторам схеми (рис. 1). При цьому на кожному періоді ШІМ слід застосовувати вектори, що є протилежні за напрямком (наприклад, V_1 та V_4). Прикладаючи їх на однакові відрізки часу, можна досягти відсутності жодного впливу на вихідну напругу інвертора за рахунок рівності нулю середньої за період ШІМ напруги.

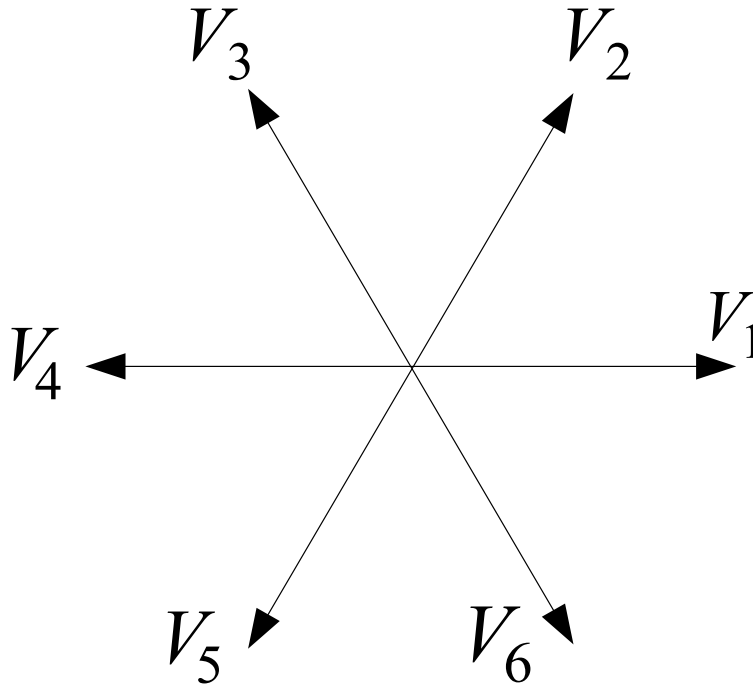


Рис. 1. Тестові вектори напруги

Знаходження положення вісі анізотропії не викликає жодних ускладнень за умови, що у вимірних значеннях індуктивності розсіяння спостерігається вплив лише однієї анізотропної властивості. Але виконання цієї умови є досить складним для реальної асинхронної машини, що має дві значні анізотропні властивості. Для зменшення впливу стержнів ротора на роботу машини передбачено використання скошених пазів, але, як показують дослідження [4], це не дозволяє знизити модуляцію до рівня, на якому можна було б знехтувати нею.

Зміна індуктивності розсіяння за умови одночасного впливу анізотропії, що пов'язана з насиченням, та анізотропії роторних стержнів може бути записана так:

$$L_{\sigma A} = L_{\sigma c} + L_{\sigma H} \cos(2\omega_H t) + L_{\sigma pc} \cos(n\omega_{pc} t + \varphi_0); \quad (8)$$

$$L_{\sigma B} = L_{\sigma c} + L_{\sigma H} \cos\left(2\omega_H t - \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma pc} \cos\left(n\omega_{pc} t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right); \quad (9)$$

$$L_{\sigma C} = L_{\sigma c} + L_{\sigma H} \cos\left(2\omega_H t + \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma pc} \cos\left(n\omega_{pc} t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0\right), \quad (10)$$

де $L_{\sigma c}$ – середнє значення індуктивності розсіяння, $L_{\sigma n}$, $L_{\sigma pc}$ – складові індуктивності розсіяння, що модулюються наявністю анізотропії насичення машини, та роторних стержнів машини, ω_n , ω_{pc} – частоти обертання вісі анізотропії, що викликана наявністю анізотропії насичення, що відповідає частоті обертання поля машини, та роторних стержнів; n – кількість роторних стержнів машини.

Розглянемо рівняння стану асинхронного двигуна при прикладанні тестового вектора V_1 . Систему рівнянь можна записати так:

$$\begin{cases} V_{nocm} = E_{ab} + L_{\sigma ab} \frac{di_{ab}}{dt}; \\ 0 = E_{bc} + L_{\sigma bc} \frac{di_{bc}}{dt}; \\ -V_{nocm} = E_{ca} + L_{\sigma ca} \frac{di_{ca}}{dt}. \end{cases} \quad (11)$$

Струм нульової послідовності для такого випадку можна виразити з системи (11) таким чином:

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ab}} - \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ca}} - \frac{E_{ab}}{L_{\sigma ab}} - \frac{E_{bc}}{L_{\sigma bc}} - \frac{E_{ca}}{L_{\sigma ca}}. \quad (12)$$

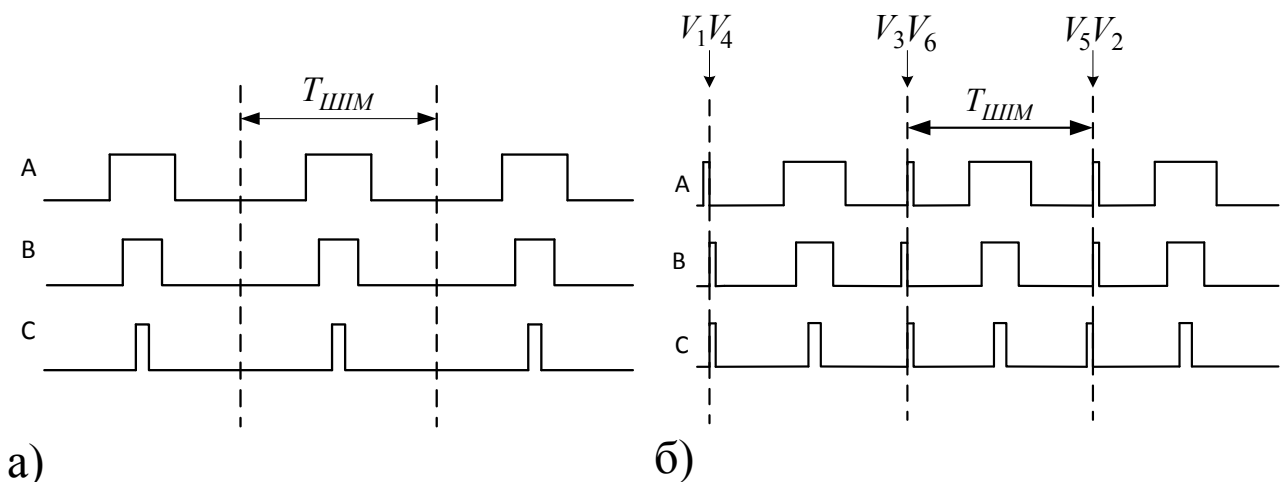


Рис. 2. Форма сигналів керування інвертором без введення тестових векторів (а) та з введенням тестових векторів (б)

При роботі в зоні низьких частот обертів протиЕРС двигуна є малою у порівнянні з напругою ланки постійного струму інвертора, тому нею можна знехтувати:

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ab}} - \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ca}}. \quad (13)$$

Підставивши (8)-(10) в (13) маємо:

$$\begin{aligned} \frac{di_0}{dt} &\approx V_{nocm} \frac{-\sqrt{3}L_{\sigma H} \sin\left(2\omega_H t + \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3}L_{\sigma PC} \sin\left(n\omega_{PC} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_0\right)}{L_{\sigma c}^2} = \\ &= k \left(L_{\sigma H} \sin\left(2\omega_H t + \frac{\pi}{3}\right) + L_{\sigma PC} \sin\left(n\omega_{PC} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_0\right) \right) \quad (14) \end{aligned}$$

Таким чином, рівняння (14) доводить, що сигнал похідної струму нульової послідовності представляє собою суму двох складових: перша модулюється анізотропією насичення $L_{\sigma H} \sin\left(2\omega_H t + \frac{\pi}{3}\right)$, а друга – наявністю дискретних роторних стержнів $L_{\sigma PC} \sin\left(n\omega_{PC} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_0\right)$. При цьому актуальною є проблема розділення цих складових для створення можливостей окремого оцінювання положення ротора двигуна та напрямку основного потоку.

Проведене дослідження підтвердило можливість використання сигналу струму нульової послідовності для визначення положення вісі анізотропії.

Список використаних джерел:

1. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 356 p.
2. Gyftakis K.N., Kappatou J.C. The zero-sequence current as a generalized diagnostic mean in Δ -connected three-phase induction motors // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.29, №1, 2014.
3. Briz F., Degner M.W., Fernandez P.G., Diez A.B. Rotor and flux position estimation in delta-connected AC Machines using the zero-

sequence carrier-signal current / IEEE Transactions on industry applications, vol. 42, no. 2, 2006, pp. 495-503.

Коробков Д.В.

ассистент;

Решетников А.Н.

ассистент;

Харитонов С.А.

доктор технических наук, профессор,

заведующий кафедрой электроники и электротехники,

Новосибирский государственный технический университет

СИСТЕМА ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА БАЗЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА И ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Последнее десятилетие в эволюции систем электроснабжения средне- и дальнемагистральных самолетов наблюдаются две основные тенденции:

- происходит значительное увеличение мощности;
- уходит в прошлое монополия систем электроснабжения постоянной частоты, появляется многообразие систем электроснабжения.

Основной причиной данных тенденций является постепенная реализация концепции «полностью электрического самолета» (ПЭС). Отказ от использования других видов энергии кроме электрической приводит к увеличению мощности систем электроснабжения, при этом