

СПОСІБ БЕЗДАТЧИКОВОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ З ВИКОРИСТАННЯМ СТРУМУ НУЛЬОВОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ

Козакевич І.А., асистент

(ДВНЗ «Криворізький національний університет», м. Кривий Ріг, Україна)

Бездатчикове векторне керування [1] асинхронними двигунами передбачає відсутність будь-яких датчиків на валу та всередині машини, використовуючи оцінювання відповідних змінних стану приводу на основі математичної моделі. 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 двигуна при роботі на частотах обертів, що є близькими до нуля. Модель ідеалізованого асинхронного двигуна не здатна задовольнити цим вимогам. Способи бездатчикової ідентифікації, що базуються на анізотропних властивостях машини, передбачають введення високочастотної напруги або тестових векторів до основної напруги, що живить двигун. При цьому аналізується струмовий відгук на введену додаткову напругу та визначається положення вісі анізотропії. 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. Допускаючи припущення щодо синусоїдального характеру модуляції індуктивності, що створюється анізотропією, можемо записати:

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

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

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

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

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, виникнення акустичних шумів та поява пульсацій електромагнітного моменту. Тому більш раціональним рішенням є введення двох тестових векторів на періоді широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Оскільки у більшості сучасних частотно-керованих приводах застосовується автономний інвертор напруги, то доцільно використати в якості тестових векторів ті, що відповідають базовим векторам схеми. Такі вектори представлені на рис. 1.

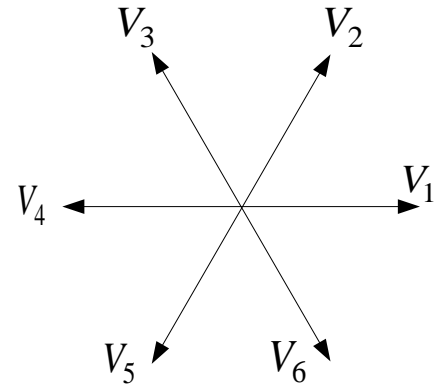


Рисунок 1 – Тестові вектори напруги

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: та, що пов'язана зі зміною індуктивності внаслідок насичення сталі під впливом основного потоку, а також та, що пов'язана з наявністю на роторі дискретних стержнів. Для зменшення впливу стержнів ротора на роботу машини передбачено використання скошених пазів, але, як показують дослідження [3], 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:

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

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

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

де $L_{\sigma c}$ – середнє значення індуктивності розсіяння, $L_{\sigma n}$ – складова індуктивності розсіяння, що модулюється наявністю анізотропії насичення машини, $L_{\sigma pc}$ – складова індуктивності розсіяння, що модулюється наявністю роторних стержнів машини, ω_n – частота обертання вісі анізотропії, що викликана наявністю анізотропії насичення, що відповідає частоті

обертання поля машини, n – кількість роторних стержнів машини, ω_{pc} – частота обертання ротора двигуна, φ_0 – початковий кут положення анізотропії, що пов'язана з наявністю роторних стержнів.

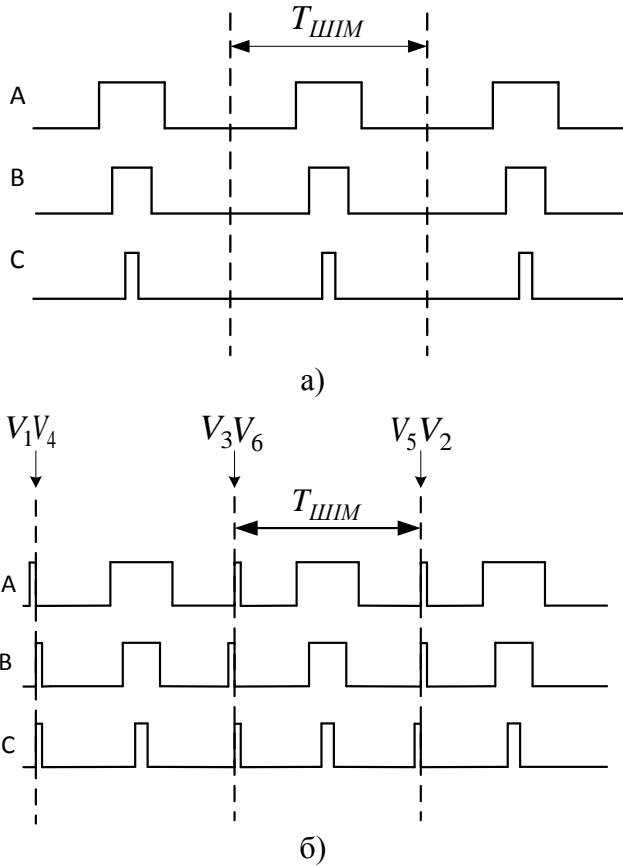


Рисунок 2 – Форма сигналів керування інвертором без введення тестових векторів (а) та з введенням тестових векторів (б)

Розглянемо рівняння стану асинхронного двигуна при прикладанні тестового вектора V_1 . Еквівалентна схема системи зображена на рис. 3. 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:

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

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:

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

Таким чином, рівняння (14) доводить, що сигнал похідної струму нульової послідовності представляє собою суму двох складових: перша модулюється анізотропією насичення $L_{\sigma a} \sin\left(2\omega_n t + \frac{\pi}{3}\right)$, 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.

З метою аналізу була складена дискретно-польова модель у середовищі Ansoft Maxwell 3D. Результати моделювання роботи системи представлені на рис. 4-5. З них видно, що при роботі на низьких частотах обертів похибка оцінки величини частоти обертів досліджуваним способом не перевищує 3%.

Проведене дослідження підтвердило можливість використання сигналу струму нульової послідовності для визначення положення вісі анізотропії i , як наслідок, положення вектора основного потоку машини або ротора двигуна в залежності від характеру анізотропії. При цьому для досягнення задовільних характеристик щодо точності оцінки невимірюваних

змінних стану є необхідність застосування датчика похідної струму. Перевагою даного способу перед відомими є можливість застосування лише одного датчика замість трьох. В подальшому слід вдосконалити досліджуваний спосіб за рахунок покращення можливостей розділення впливу анізотропій різного типу.

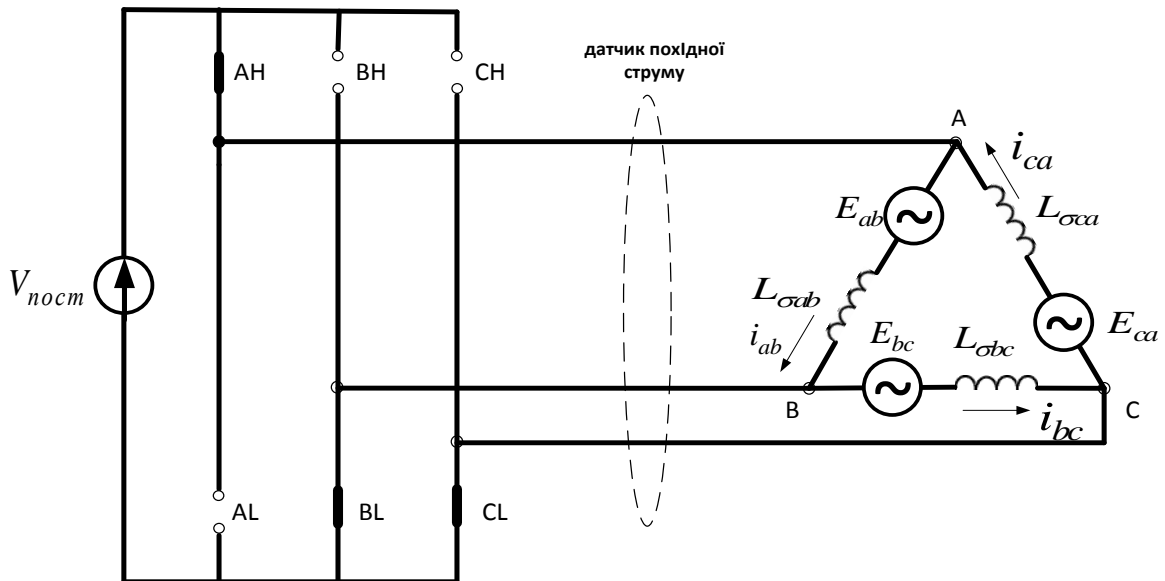


Рисунок 3 – Схема заміщення системи частотно-керованого приводу при прикладанні тестового вектора V_1

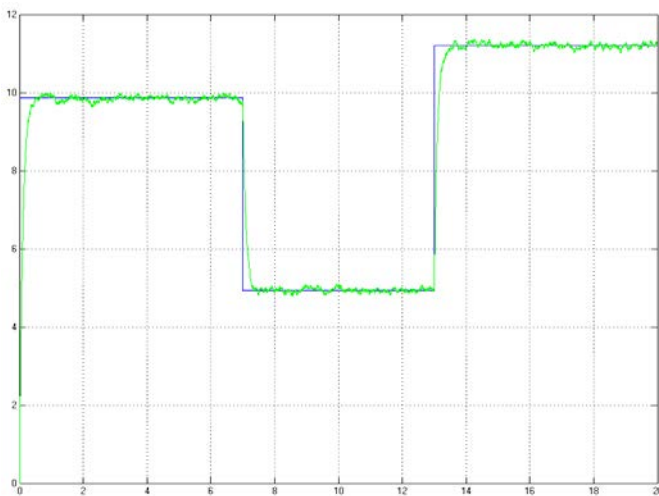


Рисунок 4 – Графік сигналу завдання частоти обертів двигуна та оцінка частоти обертів, отримана за допомогою досліджуваного способу

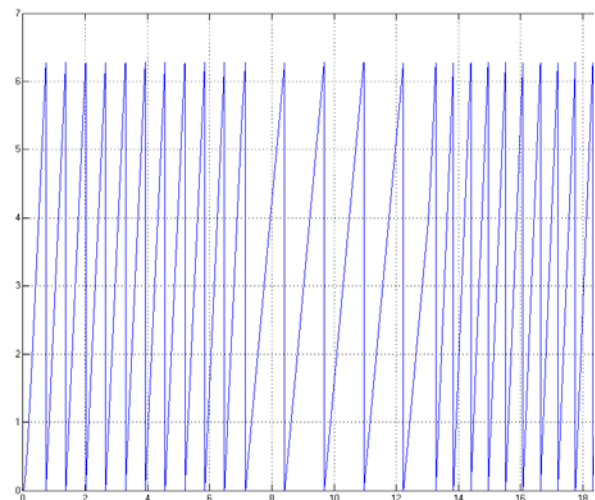


Рисунок 5 – Графік кута повороту ротора двигуна, отриманий досліджуваним способом

Перелік посилань

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. Пересада С.М., Дымко С.С. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток // Электромеханические и энергосберегающие системы. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вып 3/2011 (15). – С. 16-20.