

О. В. Садовой

Дніпровський державний технічний університет,
кафедра електротехніки та електромеханіки,
e-mail: sadovoyav@ukr.net

О. В. Ключев

Дніпровський державний технічний університет,
кафедра електротехніки та електромеханіки,
kluev2006@ukr.net

Ю. В. Сохіна

Дніпровський державний технічний університет,
кафедра електротехніки та електромеханіки,
jvsokhina@gmail.com

ІДЕНТИФІКАТОР ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ СТАТОРА У СИСТЕМІ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ МАШИНОЮ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ

<https://doi.org/>

© Садовой О. В., Ключев О. В., Сохіна Ю. В.

Сьогодні активно розробляються нові структури бездатчикових систем керування електроприводами змінного струму. Зменшення числа датчиків знижує вартість системи керування, спрощує її експлуатацію та підвищує надійність електропривода. Для побудови векторної системи керування передусім необхідно знайти спосіб визначення просторового положення опорного вектора. У полеорієнтованих системах керування за опорний беруть вектори потокозчеплення статора, ротора або повітряного зазора. У полеорієнтованій системі керування машиною подвійного живлення (МПЖ) за опорний беруть вектор потокозчеплення статора. Відомий підхід до ідентифікації просторового розташування опорного вектора потокозчеплення статора полягає в інтегруванні електрорушійних сил (ЕРС) обмоток статора. Однак інтегратори без негативних зворотних зв'язків накопичують помилку на своєму виході, що може призводити до втрати стійкості ідентифікаторів потокозчеплення. Запропоновані диференціальні рівняння ідентифікатора опорного вектора потокозчеплення статора у системі керування машиною подвійного живлення. Зазначені рівняння розв'язуються у реальному часі відносно проєкцій вектора потокозчеплення на ортогональні осі ротора. Шляхом аналізу коефіцієнтів характеристичного рівняння запропонованого ідентифікатора доведено його асимптотичну стійкість. Отримано умови стійкості, які пов'язують властивості векторів електричної машини та їх взаємне розташування. Використання такого ідентифікатора в системі керування дає змогу відмовитися від використання датчиків потокозчеплення. Разом з ідентифікатором у системі керування використовуються два векторні

аналізatori, інформації з яких достатньо, щоб розрахувати кут повороту ротора машини подвійного живлення і виключити датчик кута повороту ротора із системи керування. У сигнальних процесорах у вигляді програмного коду можна одержати розроблену систему керування. Методом математичного моделювання досліджено динаміку електропривода із запропонованим ідентифікатором потокозчеплення статора у складі векторної системи керування.

Ключові слова: машина подвійного живлення, векторне керування, ідентифікатор потокозчеплення, кут між векторами, асимптотична стійкість.

Постановка задачі

У машині подвійного живлення зазвичай одночасно зі швидкістю обертання ротора регулюють величину реактивної потужності статора, що можливо досягти у векторній полеорієнтованій системі керування, розкладаючи вектор струму ротора на ортогональні проекції. Регулювати потоки потужності в статорному колі МПЖ можливо зміною проекцій струму ротора або безпосереднім використанням регуляторів активної і реактивної потужностей. Для таких систем керування необхідна ідентифікація опорного вектора потокозчеплення статора та інформація про механічні координати МПЖ: кутову швидкість обертання ротора і кут повороту ротора відносно статора. Для реалізації зворотних зв'язків зазначеними змінними можна використовувати датчики, як це робиться в системах керування, описаних, наприклад, у працях [1–3]. Однак останнім часом у системах керування електроприводами прагнуть замість фізичних датчиків використовувати ідентифікатори координат, що спрощує конструкцію електричної машини, здешевлює електропривод і підвищує його надійність.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Відомий підхід до ідентифікації просторового розташування опорного вектора потокозчеплення статора складається в інтегруванні електрорушійної сили (ЕРС) обмоток статора, які визначаються як різниця між напругами фазних обмоток статора і падіннями напруг на їх активних опорах [4, 5]. Однак інтегратори без негативних зворотних зв'язків накопичують помилку на своєму виході, що може призводити до втрати стійкості таких ідентифікаторів потокозчеплення. Під час синтезу деяких систем керування МПЖ вважають, що вектор потокозчеплення статора перпендикулярний вектору напруги статора. Тоді ідентифікувати потокозчеплення статора можливо через проекції вектора напруги статора, які легко піддаються виміру [6]. Недолік методу полягає в тому, що допущення про перпендикулярність векторів напруги і потокозчеплення статора справедливо, якщо нехтувати величиною активного опору статорних обмоток, що можливо тільки для МПЖ значної потужності. Для визначення проекцій вектора потокозчеплення статора разом з обчисленням оцінок деяких параметрів електричної машини ефективно використовувати алгоритм розширеного фільтра Калмана [7]. Реалізація цифрового алгоритму Калмана в реальному часі потребує наявності у системі керування потужного сигнально мікропроцесора через необхідність обчислення на кожному інтервалі дискретності якобіана рівнянь спостерігача.

Формулювання мети дослідження

Ознайомлення з літературними джерелами виявило взаємозв'язок задач ідентифікації опорного вектора потокозчеплення статора і кута повороту ротора у векторній системі керування МПЖ [6, 7]. Тому в статті ставиться задача розробки достатньо простого ідентифікатора вектора потокозчеплення статора з обчисленням його проекцій на ортогональні осі ротора d, q , що одночасно забезпечить можливість вичленувати зі складу системи керування датчик кута повороту ротора.

Виклад основного матеріалу

Рівняння рівноваги напруг контурів МПЖ та її потокозчеплень в осях u, v [8]:

$$\vec{U}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s; \quad \vec{U}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r; \quad (1)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \quad \vec{\Psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s. \quad (2)$$

Знайдемо співвідношення для знаходження проекцій опорного вектора $\vec{\Psi}_s$ потокозчеплення статора на нерухомі координатні осі α, β статора та d, q ротора. Запишемо рівняння (1) для статора в системі координат α, β , вважаючи $\omega_k = 0$. Тоді у скалярній формі рівняння рівноваги напруг статорного кола, отримані з рівнянь (1), запишемо так:

$$U_{s\alpha} = p\Psi_{s\alpha} + R_s I_{s\alpha}; \quad U_{s\beta} = p\Psi_{s\beta} + R_s I_{s\beta}, \quad (3)$$

де $p = d/dt$ – оператор диференціювання.

Якщо покласти $\omega_k = \omega$, то отримаємо рівняння в ортогональних осях ротора d, q . Тоді друге рівняння системи (1) балансу напруг роторного кола буде таким:

$$U_{rd} = p\Psi_{rd} + R_r I_{rd}; \quad U_{rq} = p\Psi_{rq} + R_r I_{rq}. \quad (4)$$

Рівняння потокозчеплень (2) в осях d, q :

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; & \Psi_{rd} &= L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \\ \Psi_{sq} &= L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; & \Psi_{rq} &= L_r I_{rq} + L_m I_{sq}. \end{aligned} \quad (5)$$

З першої пари рівнянь виразимо проекції струму статора. Далі їх співвідношення підставимо в два наступні рівняння. Після перетворень будемо мати:

$$\Psi_{rd} = k_s \Psi_{sd} + L_\delta I_{rd}; \quad \Psi_{rq} = k_s \Psi_{sq} + L_\delta I_{rq}, \quad (6)$$

де $k_s = L_m/L_s$; $L_\delta = (L_s L_r - L_m^2)/L_s$.

Коли у формули (4) замість Ψ_{rd} і Ψ_{rq} підставимо вирази (6), то отримаємо тотожності:

$$U_{rd} = k_s p\Psi_{sd} + L_\delta pI_{rd} + R_r I_{rd}; \quad U_{rq} = k_s p\Psi_{sq} + L_\delta pI_{rq} + R_r I_{rq}. \quad (7)$$

У [9] наведені такі залежності для визначення синуса і косинуса кута повороту ротора відносно статора:

$$\cos \gamma = \frac{\widehat{\Psi}_{s\alpha} \widehat{\Psi}_{sd} + \widehat{\Psi}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s^2}; \quad \sin \gamma = \frac{\widehat{\Psi}_{s\beta} \widehat{\Psi}_{sd} - \widehat{\Psi}_{s\alpha} \widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s^2}. \quad (8)$$

Окремі змінні у складі формул (8) визначаються за співвідношеннями, які впливають з рівнянь (3), (7). Розв'яжемо ці рівняння відносно проекцій вектора потокозчеплення статора:

$$\widehat{\Psi}_{s\alpha} = \int (U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt; \quad \widehat{\Psi}_{s\beta} = \int (U_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt; \quad \widehat{\Psi}_s^2 = \widehat{\Psi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\Psi}_{s\beta}^2; \quad (9)$$

$$\widehat{\Psi}_{sd} = \frac{1}{k_s} \int (U_{rd} - R_r I_{rd}) dt - L_\delta'' I_{rd}; \quad \widehat{\Psi}_{sq} = \frac{1}{k_s} \int (U_{rq} - R_r I_{rq}) dt - L_\delta'' I_{rq}, \quad (10)$$

де $L_\delta'' = (L_s L_r - L_m^2)/L_m$.

У наведених виразах “капелюшком” позначаються змінні, які обчислюються, а не вимірюються датчиками. Щоб запобігти “чистого” інтегрування у формулах (10) і накопичення в такому випадку небажаної помилки обчислень, треба знайти спосіб розрахунку проекцій $\widehat{\Psi}_{sd}$ і $\widehat{\Psi}_{sq}$ не за допомогою інтеграторів, а з використанням аперіодичних ланок першого порядку. Якщо буде отримана структура ідентифікатора, в якому інтегратори будуть охоплені від’ємними зворотними зв’язками, то це надасть процесу обчислень асимптотичної стійкості. Водночас, якщо будуть відомі проекції $\widehat{\Psi}_{sd}$, $\widehat{\Psi}_{sq}$, можливо буде відмовитися від фізичного датчика кута повороту ротора МПЖ і замінити його у системі керування додатковим векторним аналізатором.

З першого рівняння (1) при $\omega_k = \omega$ утворюються рівняння рівноваги напруг статора в осях d, q :

$$U_{sd} = R_s I_{sd} + p\Psi_{sd} - \omega\Psi_{sq}; \quad U_{sq} = R_s I_{sq} + p\Psi_{sq} + \omega\Psi_{sd}. \quad (11)$$

З лівого стовпчика рівнянь потокозчеплень (5) випливає:

$$I_{sd} = \frac{\Psi_{sd} - L_m I_{rd}}{L_s}; \quad I_{sq} = \frac{\Psi_{sq} - L_m I_{rq}}{L_s}. \quad (12)$$

Після підстановки виразів (12) у формули (11) приходимо до рівнянь

$$\begin{aligned} p\Psi_{sd} &= -\frac{R_s}{L_s} \Psi_{sd} + k_s R_s I_{rd} + \omega\Psi_{sq} + U_{sd}; \\ p\Psi_{sq} &= -\frac{R_s}{L_s} \Psi_{sq} + k_s R_s I_{rq} - \omega\Psi_{sd} + U_{sq}. \end{aligned} \quad (13)$$

Система рівнянь (13) може бути покладена в основу ідентифікатора потокозчеплення статора МПЖ. Основна складність полягає у визначенні проєкцій U_{sd} , U_{sq} на осі d, q вектора напруги статорного кола. Справедливі формули координатних перетворень [8]:

$$U_{sd} = U_{s\alpha} \cos \gamma + U_{s\beta} \sin \gamma; \quad U_{sq} = U_{s\beta} \cos \gamma - U_{s\alpha} \sin \gamma. \quad (14)$$

У першому векторному аналізаторі знаходяться напрямні синус і косинус кута δ між опорним вектором потокозчеплення статора і нерухомою віссю α за такими формулами:

$$\cos \delta = \widehat{\Psi}_{s\alpha} / \widehat{\Psi}_s, \quad \sin \delta = \widehat{\Psi}_{s\beta} / \widehat{\Psi}_s, \quad \widehat{\Psi}_s = \sqrt{\widehat{\Psi}_{s\alpha}^2 + \widehat{\Psi}_{s\beta}^2}. \quad (15)$$

З урахуванням рівнянь (15) вирази (8) набувають такого вигляду:

$$\cos \gamma = \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} + \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s}; \quad \sin \gamma = \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} - \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s}. \quad (16)$$

Підставимо вирази (16) у формули (14) і одержимо

$$\begin{aligned} U_{sd} &= U_{s\alpha} \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} + U_{s\alpha} \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s} + U_{s\beta} \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} - U_{s\beta} \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s}; \\ U_{sq} &= U_{s\beta} \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} + U_{s\beta} \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s} - U_{s\alpha} \sin \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sd}}{\widehat{\Psi}_s} + U_{s\alpha} \cos \delta \frac{\widehat{\Psi}_{sq}}{\widehat{\Psi}_s}. \end{aligned} \quad (17)$$

Після підстановки виразів (17) у систему рівнянь (13) та її перетворень приходимо до наступної системи рівнянь, наведеної в матричній формі

$$p \begin{pmatrix} \widehat{\Psi}_{sd} \\ \widehat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{\Psi}_{sd} \\ \widehat{\Psi}_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix}, \quad (18)$$

де змінні коефіцієнти стану a_{ij} знаходяться за співвідношеннями:

$$a_{11} = a_{22} = -\frac{R_s}{L_s} + U_{s\alpha} \frac{\cos \delta}{\widehat{\Psi}_s} + U_{s\beta} \frac{\sin \delta}{\widehat{\Psi}_s}; \quad (19)$$

$$a_{12} = -a_{21} = \omega + U_{s\alpha} \frac{\sin \delta}{\widehat{\Psi}_s} - U_{s\beta} \frac{\cos \delta}{\widehat{\Psi}_s}, \quad (20)$$

а коефіцієнти входу b_i дорівнюють

$$b_1 = b_2 = k_s R_s. \quad (21)$$

Характеристичне рівняння системи (18) має вигляд

$$\lambda^2 + (-a_{11} - a_{22})\lambda + a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 0. \quad (22)$$

Для стійкості системи другого порядку достатньо, щоб були позитивні коефіцієнти її характеристичного полінома, тобто

$$-a_{11} - a_{22} = -2a_{11} > 0 \Rightarrow a_{11} < 0; \quad (23)$$

$$a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = a_{11}^2 + a_{12}^2 > 0. \quad (24)$$

При варіаціях змінних стану МПЖ будуть змінюватися і коефіцієнти a_{ij} . Однак умова (24) виконується при будь-яких значеннях коефіцієнтів a_{ij} . Тоді для стійкості ідентифікатора поточкозчеплення (18) необхідно забезпечити виконання умови (23) для коефіцієнта a_{11} , який змінюється разом із змінними стану. Розглянемо докладніше вираз (19), який визначає коефіцієнт a_{11} . Проекції вектора напруги статора на осі α, β дорівнюють (рис. 1):

$$U_{s\alpha} = U_s \cos \tau, \quad U_{s\beta} = U_s \sin \tau. \quad (25)$$

Підставляємо проекції вектора напруг (25) у співвідношення (19) і одержимо

$$a_{11} = -\frac{R_s}{L_s} + \frac{U_s}{\Psi_s} (\cos \tau \cos \delta + \sin \tau \sin \delta) = -\frac{R_s}{L_s} + \frac{U_s}{\Psi_s} \cos(\tau - \delta) = -\frac{R_s}{L_s} + \frac{U_s}{\Psi_s} \cos v, \quad (26)$$

де v – кут між векторами напруги і поточкозчеплення статора.

Якщо вираз (26) підставити в нерівність (23), то одержимо

$$\cos v < \frac{R_s \Psi_s}{L_s U_s}. \quad (27)$$

З умови (27) випливає вираз граничного кута для стійкості ідентифікатора (18)

$$v_{гр} = \arccos \left(\frac{R_s \Psi_s}{L_s U_s} \right). \quad (28)$$

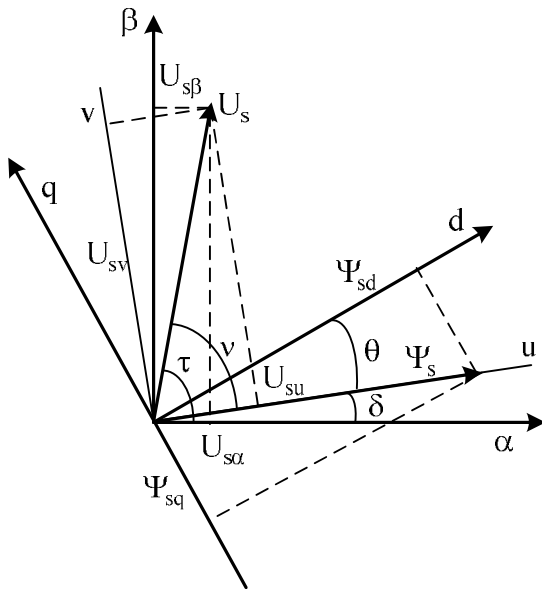


Рис. 1. Векторна діаграма розташування векторів напруги і поточкозчеплення статора

Як випливає з виразу (28), при коливаннях модулів векторів напруги і поточкозчеплення статора граничний кут стійкості змінюється. Поточний кут v між векторами \vec{U}_s і $\vec{\Psi}_s$ як у перехідних режимах, так і в статиці має бути більшим, ніж граничний кут $v_{гр}$, тобто має виконуватися умова $v > v_{гр}$. Визначимо поточний кут v . Спершу знайдемо проекцію вектора напруги статора на напрямок вектора поточкозчеплення статора (вісь u) за такою формулою [8]:

$$U_{su} = U_{s\alpha} \cos \delta + U_{s\beta} \sin \delta. \quad (29)$$

Тоді миттєве значення кута v визначається за формулою

$$v = \arccos(U_{su}/U_s). \quad (30)$$

Отже, для стійкості системи рівнянь (18), тобто ідентифікатора поточкозчеплення статора, визначальне значення має величина кута між векторами \vec{U}_s і $\vec{\Psi}_s$.

Корені характеристичного рівняння (22) дорівнюють

$$\lambda_{1,2} = a_{11} \pm ja_{12}. \quad (31)$$

Модуль коренів $\lambda_{1,2}$ з урахуванням виразів (19), (20) після перетворень буде

$$|\lambda_{1,2}| = \sqrt{a_{11}^2 + a_{12}^2} = \sqrt{\frac{R_s^2}{L_s^2} + \frac{U_s^2}{\Psi_s^2} + \omega^2 - \frac{2R_s}{L_s} \frac{U_s}{\Psi_s} \cos v - 2\omega \frac{U_s}{\Psi_s} \sin v}. \quad (32)$$

З аналізу формули (32) випливає, що її підкореневий вираз більше нуля при будь-яких значеннях координат, які вони можуть приймати в перехідних процесах.

Для визначення оцінок проєкцій $\hat{\Psi}_{sd}$, $\hat{\Psi}_{sq}$ у реальному часі розв'язується система рівнянь (18). Далі використовується другий векторний аналізатор, який обчислює напрямні синус і косинус кута θ між опорним вектором потокозчеплення статора і віссю d ротора за формулами

$$\cos \theta = \hat{\Psi}_{sd} / \hat{\Psi}_s, \quad \sin \theta = \hat{\Psi}_{sq} / \hat{\Psi}_s. \quad (33)$$

Далі вже можливо визначити активну і реактивну складові струму ротора за формулами

$$I_{ru} = I_{rd} \cos \theta + I_{rq} \sin \theta; \quad I_{rv} = I_{rq} \cos \theta - I_{rd} \sin \theta. \quad (34)$$

У такий спосіб розкладається вектор струму ротора на дві проєкції, за якими можливо замкнути зворотні зв'язки.

У каналі формування керуючих впливів керуючий вектор напруги ротора з осей u,v, орієнтованих за вектором потокозчеплення статора, переводиться в ортогональні осі ротора d,q за формулами

$$U_{rd} = U_{ru} \cos \theta - U_{rv} \sin \theta; \quad U_{rq} = U_{ru} \sin \theta + U_{rv} \cos \theta. \quad (35)$$

Використання ідентифікатора потокозчеплення статора (18), двох векторних аналізаторів (15) і (33), а також координатних перетворень (34), (35) дає змогу вилучити із системи векторного керування МПЖ фізичний датчик кута повороту ротора.

У перетворювачі координат ПК1 (рис. 2) фазні напруги і струми статора переводяться в ортогональні осі α, β , а фазні струми ротора – в ортогональні осі d,q. Матриці зазначених перетворень складаються з постійних коефіцієнтів. Тому блок ПК1 не потребує для своєї роботи відомостей про кути повороту будь-яких векторів електричної машини. У першому векторному аналізаторі ВА1 виконуються обчислення за формулами (9), (15).

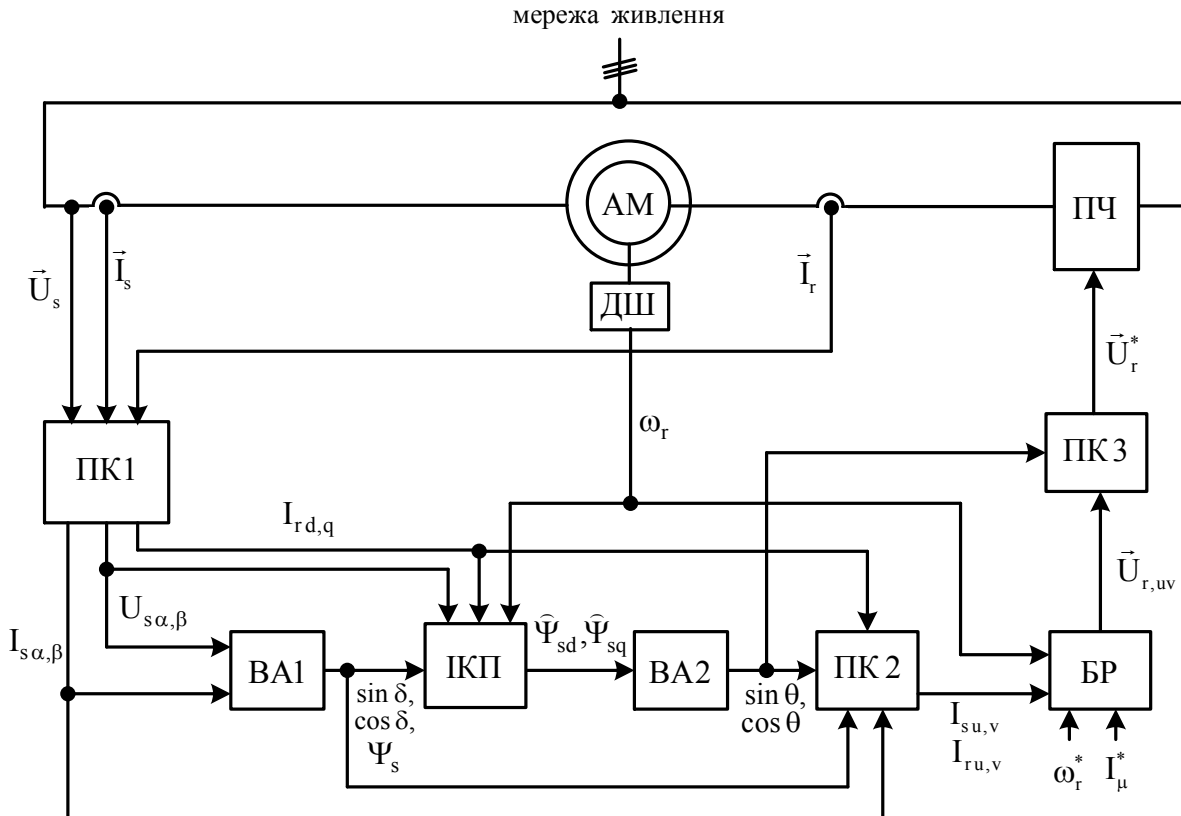


Рис. 2. Функціональна схема системи векторного керування МПЖ

В ідентифікаторі потокозчеплення ККП у поточному часі розв'язується система рівнянь (18), у якій вхідні сигнали і змінні коефіцієнти (формули (19), (20)) розраховуються з використанням всієї інформації, зазначеної на функціональній схемі. Другий векторний аналізатор ВА2 реалізує обчислення за формулами (33). У другому перетворювачі координат ПК2 обчислюються активна і реактивна складові вектора струму ротора за формулами (34) і визначається реактивний струм статора за виразом

$$I_{su} = I_{s\alpha} \cos \delta + I_{s\beta} \sin \delta. \quad (36)$$

У блоці регуляторів БР реалізуються алгоритми керування релейних регуляторів. У каналі проєкцій на дійсну вісь стабілізується струм намагнічування релейним регулятором з таким законом керування:

$$U_{ru} = U_m \text{sign}[I_{\mu}^* - I_{su} - I_{ru}] = U_m \text{sign}[I_{\mu}^* - I_{\mu}]. \quad (37)$$

У каналі проєкцій на уявну вісь регулятор активної складової струму ротора підпорядкований зовнішньому регулятору швидкості з алгоритмом

$$U_{\omega}^* = -I_{rv}^* \text{sign}[\omega_r^* - \omega_r - \gamma p \omega_r], \quad U_{rv} = U_m \text{sign}[U_{\omega}^* - I_{rv}]. \quad (38)$$

У третьому перетворювачі координат ПК3 здійснюється переведення керуючих напруг ротора в осях u, v у керуючі напруги фазних обмоток ротора за такими формулами:

$$U_{rd} = U_{ru} \cos \theta - U_{rv} \sin \theta; \quad U_{rq} = U_{ru} \sin \theta + U_{rv} \cos \theta; \quad (39)$$

$$U_a^* = U_{rd}; \quad U_b^* = -\frac{U_{rd}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} U_{rq}; \quad U_c^* = -\frac{U_{rd}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} U_{rq}. \quad (40)$$

Динаміка системи керування МПЖ, складеної відповідно до функціональної схеми на рис. 2, досліджена на математичній моделі в середовищі Matlab. Основні результати наведені у вигляді графіків перехідних процесів на рис. 3 і рис. 4. Електропривод за схемою МПЖ виконаний на основі асинхронної машини з фазним ротором 4АК160S4У3 з такими технічними даними: $P_n = 11 \text{ кВт}$, $U_{лн} = 380 \text{ В}$, $n_c = 1500 \text{ об/хв}$, $U_2 = 305 \text{ В}$. На рис. 3 показані перехідні процеси кутової швидкості ротора, струму намагнічування, модуля вектора потокозчеплення статора і активної складової струму ротора. Спершу здійснюється збудження МПЖ напругою живлення ротора при замкненому накоротко статорі. Система керування стабілізує струм намагнічування I_{μ} на номінальному рівні його релейним регулятором. Розгін починається в 0,15 с подачею сигналу завдання на вхід релейного регулятора швидкості, а підпорядкований йому регулятор активного струму ротора обмежує динамічні навантаження в електроприводі шляхом обмеження темпу наростання швидкості утриманням струму I_{rv} на постійному рівні. Після того як магнітний потік статора Ψ_s досяг сталого значення, а швидкість ротора ω_r вийшла на номінальний рівень, у 0,5 с фазні обмотки статора МПЖ підключаються до мережі, що супроводжується швидко гаснучими коливаннями модуля вектора потокозчеплення статора. У 0,7 с до вала асинхронної машини прикладається номінальний момент статичного навантаження. Відсутність падіння швидкості обертання ротора забезпечується нескінченним коефіцієнтом підсилення релейного регулятора швидкості, який працює у ковзному режимі. В момент часу 0,9 с МПЖ починає розгін до швидкості 180 рад/с, проходячи при цьому через синхронну швидкість. В 1,3 с починається гальмування електропривода до швидкості 60 рад/с. Таким чином, процес регулювання швидкості відбувається в каналі активної потужності МПЖ, а в каналі реактивної потужності постійно стабілізується струм намагнічування, забезпечуючи МПЖ більшу стійкість.

У всіх режимах роботи визначення величини і просторового розташування опорного вектора потокозчеплення статора здійснюється його ідентифікатором за рівняннями (18)–(20). Графіки на першій ліворуч діаграмі рис. 4 дають змогу оцінити поточний запас стійкості ідентифікатора у всіх перехідних режимах і різних значеннях змінних стану МПЖ. При замкненому статорі $U_s = 0$ й

ідентифікатор стійкий, що випливає з виразу (26), оскільки виконується умова (23) і кут $\nu = 90^\circ$. Після підключення статора до мережі з'являється вектор напруги статора і визначальний вплив на стійкість ідентифікатора (18) починає робити взаємне розташування векторів потокозчеплення $\vec{\Psi}_s$ і напруги \vec{U}_s статора. Важливе співвідношення між граничним кутом ν_{gr} і фактичним поточним кутом ν . Розрахунок кута ν проводиться за формулою (30). Видно, що поточний кут ν більше 90° , його графік розташований вище границі ν_{gr} , яка розраховується за формулою (28). При цьому умова стійкості $\nu > \nu_{gr}$, де ν – кут між векторами $\vec{\Psi}_s$ і \vec{U}_s , виконується практично у всіх точках перехідних процесів. З графіка кута ν випливає, що короткочасно при підключенні статора МПЖ до мережі і на початку гальмування поточний кут ν стає менше граничного кута ν_{gr} і порушується умова стійкості (27) ідентифікатора (18). Однак система керування швидко виходить із зони нестійкості та короткочасні провали кута ν нижче граничного кута ν_{gr} не позначаються на якості регулювання швидкості, що підтверджують графіки на рис. 3. Також достатньо висока точність ідентифікації вектора потокозчеплення статора підтверджується графіками проекції вектора потокозчеплення $\vec{\Psi}_s$ на вісь d (величина Ψ_{sd}) та її оцінки $\hat{\Psi}_{sd}$. Аналогічні графіки величин Ψ_{sq} і $\hat{\Psi}_{sq}$. У зонах сильного коливання векторів $\vec{\Psi}_s$ і \vec{U}_s одного відносно іншого, що видно по сплесках графіка кута ν , точність ідентифікації проекції Ψ_{sd} погіршується. Однак після того як кут ν досягає сталого значення, починають виконуватися умови асимптотичної стійкості ідентифікатора потокозчеплення (23) і (27). При цьому оцінка $\hat{\Psi}_{sd}$ прямує до оцінюваної величини Ψ_{sd} , помилка ідентифікації потокозчеплення практично стає рівною нулю, а ідентифікатор не втрачає стійкості і при переході через синхронну швидкість.

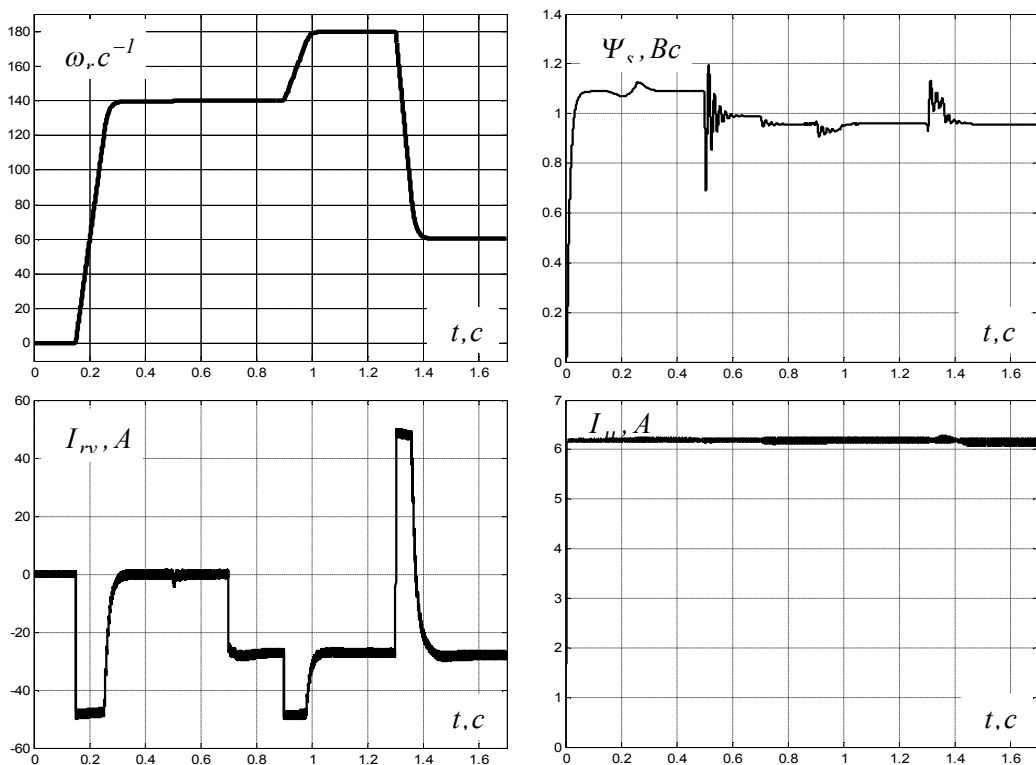


Рис. 3. Графіки перехідних процесів МПЖ з ідентифікатором потокозчеплення статора в системі векторного керування

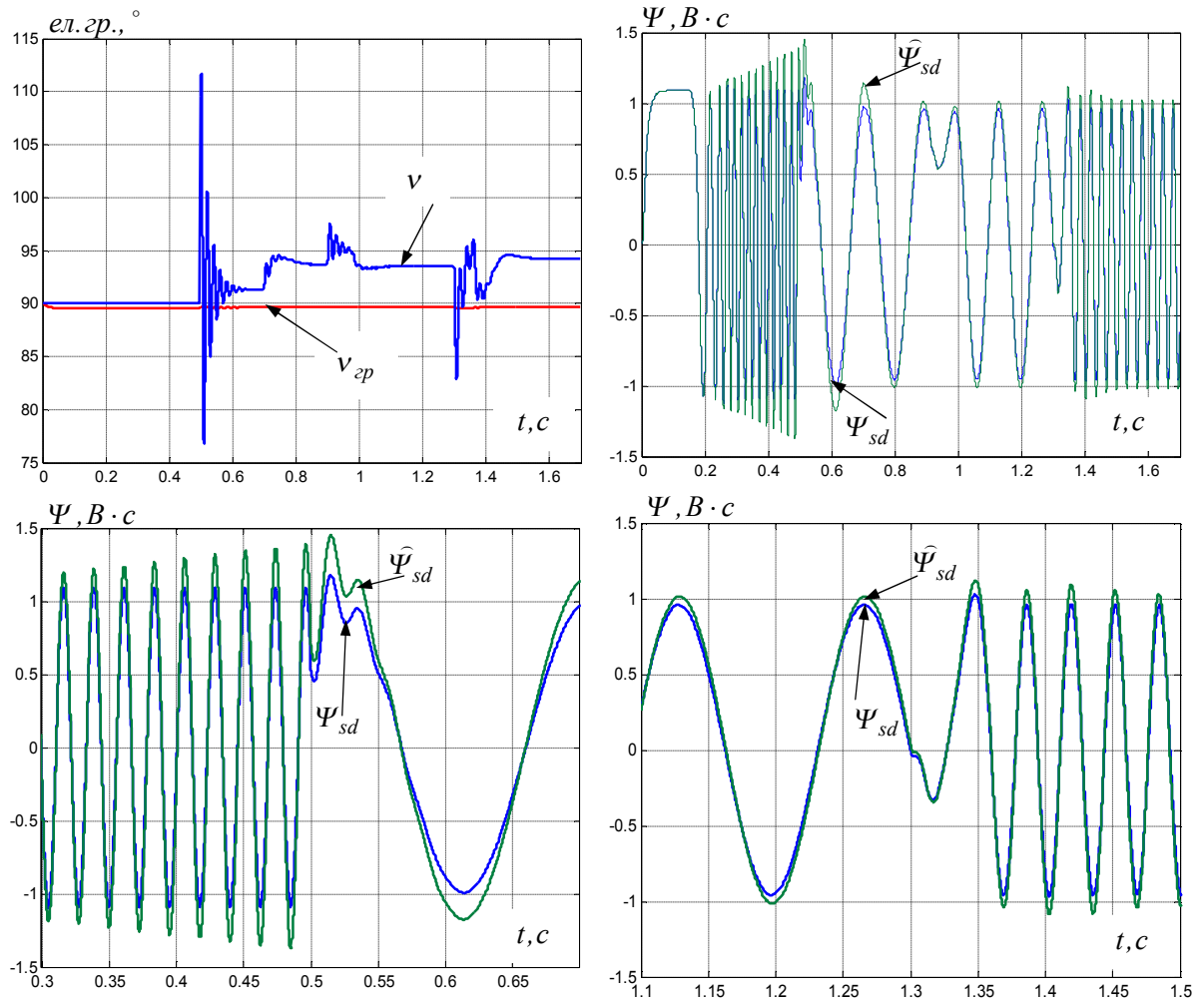


Рис. 4. Графіки перехідних процесів змінних, які демонструють роботу ідентифікатора потокозчеплення статора

Висновки та перспективи подальших досліджень

У ході перетворень рівнянь електромагнітних процесів МПЖ отримані рівняння (18)–(20), які інтерпретуються як ідентифікатор вектора потокозчеплення статора в системі керування МПЖ. Ключовою задачею було одержання умов стійкості розв'язань системи рівнянь (18) у різних режимах роботи МПЖ. Отримана умова стійкості (27) дає змогу зробити висновок, що визначальний вплив на стійкість ідентифікатора потокозчеплення забезпечує величина кута між векторами потокозчеплення і напруги статора в сталому режимі. Розрахунки за формулою (28) показали, що граничний кут $v_{гр}$ на декілька градусів менше 90° . Поточний кут v , зумовлений формулою (30), у всіх досліджених режимах роботи МПЖ виявився більше 90° , що забезпечує асимптотичну стійкість ідентифікатора (18) і можливість з його використанням побудувати систему векторного керування МПЖ. Одночасно з цим використання запропонованого ідентифікатора потокозчеплення статора дало змогу завдяки додаванню другого векторного аналізатора позбутися в системі керування датчика кута повороту ротора. Працездатність і необхідна якість регулювання в розробленій системі векторного керування перевірені методом математичного моделювання з одержанням і аналізом різних динамічних режимів МПЖ. Запропонований ідентифікатор розімкнутий і може втрачати стійкість при зміні параметрів електричної машини. Тому подальші дослідження можуть бути спрямовані на синтез структур ідентифікатора потокозчеплення з коригувальними зворотними

зв'язками, які зазвичай додають ідентифікаторам властивість інваріантності до зміни параметрів об'єкта керування.

Список джерел

1. Kroplewski P., Morawiec M., Jäderko A., Odeh C. Simulation Studies of Control Systems for Doubly Fed Induction Generator Supplied by the Current Source Converter. *Energies*. 2021. 14(5). DOI: <https://doi.org/10.3390/en14051511>.
2. Aydin E., Polat A., Ergene L. Vector control of DFIG in wind power applications. IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/icrera.2016.7884383>.
3. Ben Alaya J., Khedher A., Mimouni M. Nonlinear vector control strategy applied to a variable speed DFIG generation system. Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. 2011. DOI: <https://doi.org/10.1109/ssd.2011.5767498>.
4. Vyncke T. J., Boel R. K., Melkebeek J. A. A comparison of stator flux linkage estimators for a direct torque controlled PMSM drive. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. 2009. Pp. 971–978. DOI: <https://doi.org/10.1109/iecon.2009.5414686>.
5. Pulvirenti M., Scarcella G., Scelba G., Testa A., Harbaugh M. On-Line Stator Resistance and Permanent Magnet Flux Linkage Identification on Open-end Winding PMSM Drives. IEEE Transactions on Industry Applications. 2018. DOI: <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2869877>.
6. Prasad R. M., Mulla M. A. A Novel Position-Sensorless Algorithm for Field-Oriented Control of DFIG With Reduced Current Sensors. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2019. 10(3). Pp. 1098–1108. DOI: <https://doi.org/10.1109/tste.2018.2860993>.
7. Vyncke T. J., Melkebeek J. A. A., Boel R. K. On the stator flux linkage estimation of an PMSM with Extended Kalman Filters. 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD). 2010. DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2010.0150>.
8. Ключев О. В., Садовой О. В., Сохина Ю. В. Системи керування асинхронними вентильними каскадами. Кам'янське : ДДТУ, 2018. 294 с.
9. Ключев О. В., Садовой О. В., Сохіна Ю. В. Спостерігач швидкості обертання ротора асинхронного вентильного каскаду. *Збірник наукових праць Дніпровського державного технічного університету (технічні науки)*. 2022. Вип. 1 (40). С. 89–99. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.40.2022.11>.

References

1. Kroplewski, P., Morawiec, M., Jäderko, A., & Odeh, C. (2021). Simulation Studies of Control Systems for Doubly Fed Induction Generator Supplied by the Current Source Converter. *Energies*, 14(5). DOI: <https://doi.org/10.3390/en14051511> (in English).
2. Aydin, E., Polat, A., & Ergene, L. (2016). Vector control of DFIG in wind power applications. IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA). DOI: <https://doi.org/10.1109/icrera.2016.7884383> (in English).
3. Ben Alaya, J., Khedher, A., & Mimouni, M. (2011). Nonlinear vector control strategy applied to a variable speed DFIG generation system. Eighth International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices. DOI: <https://doi.org/10.1109/ssd.2011.5767498> (in English).
4. Vyncke, T. J., Boel, R. K., & Melkebeek, J. A. (2009). A comparison of stator flux linkage estimators for a direct torque controlled PMSM drive. 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 971–978. DOI: <https://doi.org/10.1109/iecon.2009.5414686> (in English).
5. Pulvirenti, M., Scarcella, G., Scelba, G., Testa, A., & Harbaugh, M. (2018). On-Line Stator Resistance and Permanent Magnet Flux Linkage Identification on Open-end Winding PMSM Drives. IEEE Transactions on Industry Applications. DOI: <https://doi.org/10.1109/tia.2018.2869877> (in English).
6. Prasad, R. M., & Mulla, M. A. (2019). A Novel Position-Sensorless Algorithm for Field-Oriented Control of DFIG With Reduced Current Sensors. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(3), 1098–1108. DOI: <https://doi.org/10.1109/tste.2018.2860993> (in English).
7. Vyncke, T. J., Melkebeek, J. A. A., & Boel, R. K. (2010). On the stator flux linkage estimation of an PMSM with Extended Kalman Filters. 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD). DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2010.0150> (in English).

8. Kliuiev, O. V., Sadovoi, O. V., & Sokhina, Yu. V. (2018). Control systems of asynchronous valve cascades. Kamianske : DDTU (in Ukrainian).
9. Kliuiev, O. V., Sadovoi, O. V., & Sokhina, Yu. V. (2022). Observer of the speed rotation of the rotor asynchronous valve cascade. *Zbirnyk naukovykh prats Dniprovskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu (tekhnichni nauky)*, 1 (40), 89–99. DOI: <https://doi.org/10.31319/2519-2884.40.2022.11> (in Ukrainian).

O. V. Sadovoi

Dniprovsky State Technical University,
Department of Electrotechnical and Electromechanical,
sadovoyav@ukr.net

O. V. Kliuiev

Dniprovsky State Technical University,
Department of Electrotechnical and Electromechanical,
kluev2006@ukr.net

Yu. V. Sokhina

Dniprovsky State Technical University,
Department of Electrotechnical and Electromechanical,
jvsokhina@gmail.com

IDENTIFIER OF STATOR FLUX LINKAGE IN THE VECTOR CONTROL SYSTEM OF DOUBLY FED MACHINE

© Sadovoi O. V., Kliuiev O. V., Sokhina Yu. V., 2024

Currently new structures of sensorless control systems for AC electric drives are being actively developed. Reducing the number of sensors reduces the cost of the control system, simplifies its operation and increases the reliability of the electric drive. To build a vector control system, you first need to find a way to determine the spatial position of the reference vector. In field-oriented control systems the flux vectors of the stator, rotor or air gap are taken as reference. In a field-oriented control system for a doubly fed machine (DFM) the stator flux linkage vector is taken as the reference vector. A well-known approach to identifying the spatial location of the stator flux linkage reference vector is to integrate the EMF of the stator windings. However integrators without negative feedback accumulate an error at their output, which can lead to a loss of stability of such flux linkage identifiers. The article proposes differential equations for the identifier of the stator flux linkage reference vector in the vector control system of a doubly fed machine. These equations are solved in real time with respect to the projections of the flux linkage vector onto the orthogonal axes of the rotor. By analyzing the coefficients of the characteristic equation of this identifier its asymptotic stability is proven. Stability conditions are obtained that relate the properties of the electric machine vectors and their relative positions. The use of such an identifier in the control system allows one to abandon the use of flux linkage sensors. Together with the identifier the control system uses two vector analyzers, the information from which is sufficient to calculate the rotor angle of a doubly fed machine and thereby exclude the rotor angle sensor from the control system. In signal microprocessors it is possible to implement the developed control system in the form of program code. The dynamics of an electric drive with the proposed stator flux linkage identifier as part of a vector control system was studied using the method of mathematical modeling.

Keywords: doubly fed machine, vector control, flux linkage identifier, angle between vectors, asymptotic stability.