

КЛЮЄВ ОЛЕГ

Дніпровський державний технічний університет

<https://orcid.org/0000-0003-4542-3317>e-mail: kluev2006@ukr.net

ДОСЛІДЖЕННЯ ДИНАМІКИ МАШИНИ ПОДВІЙНОГО ЖИВЛЕННЯ З РЕЛЕЙНОЮ СИСТЕМОЮ КЕРУВАННЯ ОРІЄНТОВАНОЮ ЗА ВЕКТОРОМ НАПРУГИ СТАТОРА

У статті із рівнянь узагальненої електричної машини отримані рівняння машини подвійного живлення (МПЖ) в осях координат, орієнтованих за вектором напруги статора. У разі стабільності напруги мережі та відсутності комутації обмоток статора у цих осях координат можна побудувати двоканальну систему керування за ротором реактивною потужністю статорного кола та кутвою швидкістю обертання ротора. Здійснений аналіз структури моделі МПЖ в осях, орієнтованих за вектором напруги статора, розроблена релейно-векторна система керування МПЖ з відмінною від відомих структурою контуру регулювання реактивною потужністю статорного кола. Динаміка МПЖ із синтезованою системою керування досліджена методом математичного моделювання.

Ключові слова: машина подвійного живлення, опорний вектор напруги статора, ортогональна система координат, релейний регулятор, математична модель.

KLIUIEV OLEH

Dniprovsk State Technical University

RESEARCH OF THE DYNAMICS OF A DOUBLY FED MACHINE WITH A RELAY CONTROL SYSTEM ORIENTED BY THE STATOR VOLTAGE VECTOR

Vector control systems for AC machines have two or more control channels. The coordinate of the electric machine which is determined by the technological process is regulated by the active power channel. In the reactive power channel by changing the magnitude of the magnetic flux, it is possible to improve the energy performance of AC drives. Thus in the vector control systems of doubly fed machines (DFM) the stator flux coupling vector is most often taken as the reference. However it is also possible to regulate the angular speed of the rotor and the reactive power of the stator at the same time in vector control systems of DFM oriented along the stator voltage vector. Similar to field-oriented systems the capabilities of such control systems are based on the property of practical perpendicularity of voltage vectors and stator flux coupling in stable modes. This is especially true for high-power electric machines in which the active resistance of the stator practically does not affect the angle between these vectors. When the electrical network (stator) voltage is stable the control system can be oriented according to the stator voltage vector in both driving and generator modes of operation of the DFM. In the paper from the equations of the generalized electric machine the equations of the doubly fed machine were obtained in the coordinate axes oriented along the stator voltage vector. In the case of stability of the voltage of the electrical network and the absence of commutations of the stator windings in these coordinate axes it is possible to build a two-channel control system for the reactive power of the stator circuit and the angular speed of the rotor. Such an electric drive is created on the basis of an asynchronous machine with a phase rotor to which a frequency converter with vector control is connected. An analysis of the structure of the DFM model was carried out in the axes oriented along the stator voltage vector. A relay-vector control system of DFM with a structure of the reactive power regulation circuit of the stator circuit, which differs from known structures has been developed. The dynamics of the DFM with a synthesized control system was researched by the method of mathematical modeling.

Keywords: doubly fed machine, stator voltage reference vector, orthogonal rotating coordinate system, relay controller, mathematical model.

Постановка проблеми

У векторних системах керування машинами подвійного живлення за опорний найчастіше приймають вектор потокозчеплення статора. Полеорієнтовані системи керування зберігають працездатність при комутації статорних обмоток МПЖ. Однак регулювати одночасно кутову швидкість обертання ротора і реактивну потужність статора можливо також у векторних системах керування МПЖ орієнтованих за вектором напруги статора. Зазначені можливості таких систем керування, подібні з полеорієнтованими системами, засновані на властивості практичної перпендикулярності векторів напруги і потокозчеплення статора в сталих режимах. Особливо це справедливо для електричних машин великої потужності, у яких активний опір статора практично не впливає на кут між вказаними векторами. При стабільності напруги мережі (статора) систему керування можна орієнтувати за вектором напруги статора як у руховому, так і в генераторному режимах роботи МПЖ, що обґрунтовано в роботах [1,2]. Однак у цих роботах наводяться вже сформовані системи диференціальних рівнянь МПЖ в осях, орієнтованих за вектором напруги статора і не представлена послідовність перетворень, за допомогою яких ця система рівнянь отримана з вихідної системи рівнянь узагальненої електричної машини. Унаслідок цього не здійснене докладне дослідження структури системи рівнянь МПЖ в осях спрямованих за вектором напруги статора.

Аналіз досліджень та публікацій

Системи керування МПЖ з орієнтацією за вектором напруги статора простіше полеорієнтованих систем керування за рахунок того, що напруги фаз статора легко вимірити і відсутня необхідність у реалізації спеціальних спостерігачів вектора потокозчеплення. У статті [3] досліджується система керування МПЖ з орієнтацією за вектором напруги статора, у якій не вимірюються змінні ротора, а використовуються лінійні ПІ-регулятори проєкцій струму статора. У системі керування забезпечується нульове значення проєкції струму статора, яка перпендикулярна напрузі статора, що забезпечує нульову реактивну потужність статорного кола. Однак перехідні процеси в цій статті досліджуються при регулюванні швидкості у вузькому

діапазоні біля синхронної швидкості. Не представлені графіки потокозчеплень і електромагнітного моменту, тобто процес збудження МПЖ не вивчався. У [4] МПЖ працює в генераторному режимі за активною потужністю і приводиться в обертання вітровою турбіною. У векторній системі керування, орієнтованій за вектором напруги статора, вимірюються і регулюються проєкції струму ротора ПД-регуляторами. Коефіцієнти ПД-регуляторів настроюються нейронною мережею для якісного регулювання швидкості з метою утримання генератора в точці максимуму активної потужності, що генерується у мережу. У статті [5] досліджується стійкість індукційного генератора з подвійним живленням і системою керування орієнтованою за вектором напруги статора. Будуються області стійкості в площині параметрів ПД-регуляторів проєкцій вектора струму ротора. В [6] запропонована система керування МПЖ з орієнтацією за вектором струму ротора. Частота струмів статора генератора визначається через швидкість ротора та частоту струмів у його фазних обмотках. По одному каналу регулюється модуль струму ротора, а по іншому – активна потужність статорного кола МПЖ. В роботі [7] порівнюються два методи незалежного регулювання активної та реактивної потужностей генератора з подвійним живленням. Перший метод заснований на синтезі векторної системи керування, орієнтованої за вектором напруги статора та регулюванні проєкцій вектора струму ротора, величини яких пропорційні складовим повної потужності статора. Для прямого керування потужністю використовуються гістерезисні регулятори.

Формулювання цілей статті

У статті ставиться задача одержати рівняння МПЖ в осях координат, орієнтованих за вектором напруги статора, здійснити аналіз структури електромагнітних контурів МПЖ у зазначених осях координат і використовуючи результати цього аналізу розробити систему керування з застосуванням релейних регуляторів у контурах регулювання струмів і швидкості.

Виклад основного матеріалу

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

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

$$\vec{U}_r = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \vec{\Psi}_r; \quad (2)$$

$$\vec{\Psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \quad (3)$$

$$\vec{\Psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s. \quad (4)$$

Одержимо рівняння МПЖ в осях, орієнтованих за вектором напруги статора \vec{U}_s . Вектор напруги статора \vec{U}_s обертається з постійною швидкістю, яка дорівнює круговій частоті мережі $\omega_0 = 2\pi f = 314 \text{ c}^{-1}$. Запишемо векторне рівняння потокозчеплення статора (3) у проєкціях на осі u, v :

$$\Psi_{su} = L_s I_{su} + L_m I_{ru}, \quad \Psi_{sv} = L_s I_{sv} + L_m I_{rv}. \quad (5)$$

З формул (5) виразимо струми статора

$$I_{su} = \frac{\Psi_{su} - L_m I_{ru}}{L_s}, \quad I_{sv} = \frac{\Psi_{sv} - L_m I_{rv}}{L_s}. \quad (6)$$

З (4) одержуємо вирази для проєкцій потокозчеплень ротора

$$\Psi_{ru} = L_r I_{ru} + L_m I_{su}, \quad \Psi_{rv} = L_r I_{rv} + L_m I_{sv}. \quad (7)$$

Підставляємо струми (6) у формули (7) і після спрощень буде

$$\Psi_{ru} = k_s \Psi_{su} + L_\delta I_{ru}; \quad \Psi_{rv} = k_s \Psi_{sv} + L_\delta I_{rv}, \quad (8)$$

де $k_s = L_m/L_s$; $L_\delta = L_r + k_s L_s$.

Рівняння рівноваги напруг статора (1) у проєкціях запишеться так

$$U_s = R_s I_{su} + p \Psi_{su} - \omega_0 \Psi_{sv}; \quad 0 = R_s I_{sv} + p \Psi_{sv} + \omega_0 \Psi_{su}. \quad (9)$$

У рівняння (9) підставляємо вирази (6) і після перетворень буде

$$U_s = \frac{1}{T_s} \Psi_{su} - k_s R_s I_{ru} + p \Psi_{su} - \omega_0 \Psi_{sv}; \quad (10)$$

$$0 = \frac{1}{T_s} \Psi_{sv} - k_s R_s I_{rv} + p \Psi_{sv} + \omega_0 \Psi_{su}, \quad (11)$$

де $T_s = L_s/R_s$ – постійна часу, обумовлена повним потокозчепленням статорних обмоток.

Рівняння рівноваги напруг роторного кола (2) у скалярній формі приймають вигляд

$$U_{ru} = R_r I_{ru} + p \Psi_{ru} - (\omega_0 - \omega) \Psi_{rv}; \quad U_{rv} = R_r I_{rv} + p \Psi_{rv} + (\omega_0 - \omega) \Psi_{ru}. \quad (12)$$

Підставляємо в (12) вирази (8):

$$U_{ru} = R_r I_{ru} + k_s p \Psi_{su} + L_\delta p I_{ru} - (\omega_0 - \omega)(k_s \Psi_{sv} + L_\delta I_{rv}); \quad (13)$$

$$U_{rv} = R_r I_{rv} + k_s p \Psi_{sv} + L_\delta p I_{rv} + (\omega_0 - \omega)(k_s \Psi_{su} + L_\delta I_{ru}). \quad (14)$$

Множимо рівняння (10) на k_s і віднімаємо його з рівняння (13):

$$U_{ru} - k_s U_s = (R_r + k_s^2 R_s + L_\delta p) I_{ru} + I_{rv} L_\delta (\omega - \omega_0) + \omega k_s \Psi_{sv} - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{su}; \quad (15)$$

$$U_{ru} - k_s U_s = I_{ru} R'' (1 + T_l'' p) - I_{rv} L_\delta (\omega_0 - \omega) - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{su} + \omega k_s \Psi_{sv}, \quad (16)$$

де $R'' = R_r + k_s^2 R_s$, $T_l'' = L_\delta/R''$ – постійна часу потокозчеплень розсіювання статора і ротора.

Множимо рівняння (11) на k_s і віднімаємо його з рівняння (14):

$$U_{rv} = (R_r + k_s^2 R_s + L_\delta p) I_{rv} - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{sv} + I_{ru} L_\delta (\omega_0 - \omega) - \omega k_s \Psi_{su}; \quad (17)$$

$$U_{rv} = I_{rv} R'' (1 + T_l'' p) + I_{ru} L_\delta (\omega_0 - \omega) - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{sv} - \omega k_s \Psi_{su}. \quad (18)$$

Виразимо змінну Ψ_{sv} з рівняння (10)

$$\Psi_{sv} = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{1}{T_s} \Psi_{su} - k_s R_s I_{ru} + p \Psi_{su} - U_s \right); \quad (19)$$

Підставляємо в рівняння (11) отримане в (19) значення змінної Ψ_{sv} :

$$0 = \frac{1}{\omega_0 T_s} \left(\frac{1}{T_s} \Psi_{su} - k_s R_s I_{ru} + p \Psi_{su} - U_s \right) - k_s R_s I_{rv} + \omega_0 \Psi_{su} + \frac{1}{\omega_0 T_s} p \Psi_{su} - \frac{k_s R_s}{\omega_0} p I_{ru} + \frac{p^2 \Psi_{su}}{\omega_0} - \frac{p U_s}{\omega_0}; \quad (20)$$

Після перетворень вираз (20) приймає вигляд

$$\Psi_{su} = \frac{U_s \left(\frac{1}{T_s} + p \right) + \left(\frac{1}{T_s} + p \right) \frac{L_m}{T_s} I_{ru} + \frac{L_m}{T_s} \omega_0 I_{rv}}{p^2 + \frac{2}{T_s} p + \frac{1}{T_s^2} + \omega_0^2}. \quad (21)$$

Після перетворень співвідношення (21) запишеться так

$$\Psi_{su} = \frac{T_0 (U_s + k_s R_s I_{ru}) (T_s p + 1)}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1} + \frac{L_m \omega_0 T_0 I_{rv}}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1}, \quad (22)$$

де $T_0 = T_s / (1 + \omega_0^2 T_s^2)$ – постійна часу, яка визначає інерційність вектора потокозчеплення статора відносно вектора напруги статора.

З виразу (11) знаходимо змінну Ψ_{su} :

$$\Psi_{su} = \frac{1}{\omega_0} \left(-\frac{1}{T_s} \Psi_{sv} + k_s R_s I_{rv} - p \Psi_{sv} \right), \quad (23)$$

Підставляємо в рівняння (10) отримане в (23) значення змінної Ψ_{su} :

$$U_s = \frac{1}{T_s} \Psi_{su} - k_s R_s I_{ru} - \omega_0 \Psi_{sv} - \frac{1}{\omega_0 T_s} p \Psi_{sv} + \frac{k_s R_s}{\omega_0} p I_{rv} - \frac{p^2 \Psi_{sv}}{\omega_0}, \quad (24)$$

Після перетворень рівняння (24) приймає вигляд

$$\Psi_{sv} = -\frac{T_0 \omega_0 T_s (U_s + k_s R_s I_{ru})}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1} + \frac{L_m T_0 (T_s p + 1) I_{rv}}{T_s (T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1)}. \quad (25)$$

Поєднуємо в одну систему рівняння (16), (18), (22), (25), а також рівняння електромагнітного моменту і рівняння руху. Тоді модель МПЖ в осях, орієнтованих за вектором напруги статора \vec{U}_s , задається наступною системою рівнянь:

$$\begin{aligned} U_{ru} - k_s U_s &= I_{ru} R'' (1 + T_l'' p) - I_{rv} L_\delta (\omega_0 - \omega) - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{su} + \omega k_s \Psi_{sv}; \\ U_{rv} &= I_{rv} R'' (1 + T_l'' p) + I_{ru} L_\delta (\omega_0 - \omega) - \frac{k_s}{T_s} \Psi_{sv} - \omega k_s \Psi_{su}; \\ \Psi_{su} &= \frac{T_0 (U_s + k_s R_s I_{ru}) (T_s p + 1)}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1} + \frac{L_m \omega_0 T_0 I_{rv}}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1}; \\ \Psi_{sv} &= -\frac{T_0 \omega_0 T_s (U_s + k_s R_s I_{ru})}{T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1} + \frac{L_m T_0 (T_s p + 1) I_{rv}}{T_s (T_s T_0 p^2 + 2 T_0 p + 1)}; \\ M_e &= \frac{3}{2} N k_s [\vec{I}_r \times \vec{\Psi}_s] = \frac{3}{2} N k_s \begin{vmatrix} I_{ru} & I_{rv} \\ \Psi_{su} & \Psi_{sv} \end{vmatrix} = \frac{3}{2} N k_s (\Psi_{sv} I_{ru} - \Psi_{su} I_{rv}); \\ M_e - M_c &= \frac{J}{N} p \omega. \end{aligned} \quad (26)$$

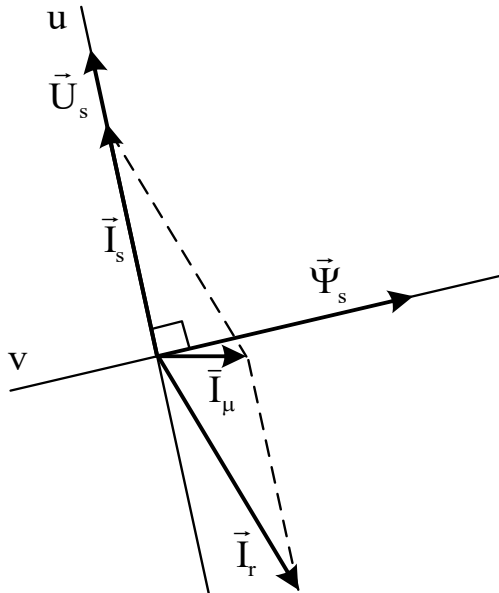


Рис. 1. Векторна діаграма МПЖ з одиничним коефіцієнтом потужності статорного кола

У МПЖ існує два канали керування за ротором. У каналі реактивної потужності з боку ротора можливо регулювати реактивну потужність статора. У каналі активної потужності ротора регулюється кутова швидкість обертання ротора. В осях, орієнтованих за вектором напруги живлення статора \vec{U}_s , дійсна вісь системи координат u спрямовується за вектором напруги \vec{U}_s . Уявна вісь v випереджає вісь u на 90 електричних градусів. Тоді для проєкцій вектора \vec{U}_s виконуються умови: $U_{su} = U_s$, $U_{sv} = 0$. Системою керування можна домогтися, щоб вектор струму статора \vec{I}_s збігався за фазою з вектором напруги статора \vec{U}_s . Тоді для проєкцій вектора струму статора \vec{I}_s справедливі умови: $I_{su} = I_s$, $I_{sv} = 0$. У такому випадку коефіцієнт потужності статорного кола дорівнює одиниці, тобто $\cos \phi_s = 1$, тому що $\phi_s = 0$. У сталому режимі при $\cos \phi_s = 1$ проєкція потокозчеплення статора на дійсну вісь u дорівнює нулю $\Psi_{su} = 0$, а проєкція на уявну вісь v негативна і дорівнює $\Psi_{sv} = -\Psi_s$, тобто вектор потокозчеплення статора $\vec{\Psi}_s$ перпендикулярний вектору напруги статора \vec{U}_s і відстає від нього на 90 електричних градусів. Зазначені вище співвідношення для проєкцій векторів демонструються

векторною діаграмою на рисунку 1. Векторна діаграма показана для рухового режиму роботи МПЖ. У генераторному режимі рекуперації активної потужності через статор у мережу паралелограм струмів розвертається на 180 градусів. З векторної діаграми також випливає, що активна складова струму ротора в руховому режимі буде негативною, $I_{ru} < 0$. Струм намагнічування \vec{I}_μ визначається як векторна сума струмів статора і ротора. При цьому проєкції вектора струму намагнічування на обидві вісі негативні в руховому режимі. Проєкція вектора струму намагнічування на уявну вісь v за умови $\cos \phi_s = 1$ ($I_{sv} = 0$) визначається

тільки реактивною складовою струму ротора I_{rv} . Унаслідок перпендикулярності векторів напруги і потокозчеплення статора можна побудувати векторну систему керування МПЖ з орієнтацією за вектором напруги статора, у якій можливо, як і в полеорієнтованих системах керування, регулювати кутову швидкість ротора і реактивну потужність статора. Тільки на відміну від полеорієнтованої системи керування проєкції векторів струмів МПЖ на дійсну вісь u будуть активними складовими струмів, а проєкції на уявну вісь v – це реактивні складові струмів.

Реактивна потужність статорного кола визначається за формулою

$$Q_s = \frac{3}{2} \operatorname{Im}[U_s I_s^*] = \frac{3}{2} (U_{sv} I_{su} - U_{su} I_{sv}) = -\frac{3}{2} U_s I_{sv}. \quad (27)$$

З виразу (27) видно, якщо забезпечити в сталому режимі рівність нулю реактивної складової струму статора ($I_{sv} = 0$), то реактивна потужність статора буде дорівнювати нулю.

Якщо знехотити активним опором статора, тобто покласти $R_s = 0$, тоді $T_s \rightarrow \infty$ і, як випливає з виразу (10), у сталому режимі буде

$$\Psi_{sv} = -U_s / \omega_0. \quad (28)$$

У сталому режимі, коли $\Psi_{su} = 0$, вираз для електромагнітного моменту приймає вигляд

$$M_e = \frac{3}{2} N k_s (\Psi_{sv} I_{ru} - \Psi_{su} I_{rv}) = \frac{3}{2} N k_s \Psi_{sv} I_{ru} = -\frac{3}{2} N k_s \frac{U_s}{\omega_0} I_{ru}; \quad (29)$$

з (29) одержуємо номінальне значення активної складової струму ротора

$$I_{рун} = -\frac{2\omega_0 M_{ен}}{3Nk_s U_s}. \quad (30)$$

З виразу (6) за умови $I_{sv} = 0$ випливає

$$I_{\mu v} = I_{sv} + I_{rv} = I_{rv} = \frac{\Psi_{sv}}{L_m} = -\frac{U_s}{\omega_0 L_m}. \quad (31)$$

За формулою (31) знаходиться значення струму намагнічування $I_{\mu v}$, при якому реактивна потужність статора дорівнює нулю.

Проєкція $I_{\mu u}$ значно менше, ніж $I_{\mu v}$ і дорівнює

$$I_{\mu u} = I_{ru} + I_{su} = I_{ru} - k_s I_{ru} = (1 - k_s) I_{ru}. \quad (32)$$

На рисунку 2 представлена структурна схема МПЖ із системою керування, орієнтованою за вектором напруги статора. У каналі активної потужності включені послідовно два релейних регулятори: регулятор активної складової струму ротора I_{ru} і зовнішній регулятор швидкості обертання ротора. У каналі реактивної потужності внутрішній релейний регулятор струму намагнічування $I_{\mu v}$ підпорядкований зовнішньому лінійному інтегральному регулятору реактивної складової струму статора I_{sv} . По каналу активної потужності регулюється швидкість ротора ω_r . По каналу реактивної потужності стабілізується реактивна складова струму статора I_{sv} на нульовому рівні, що забезпечує нульове значення реактивної потужності статорного кола в сталих режимах. У каналі реактивної потужності замість релейного регулятора реактивної складової струму ротора I_{rv} пропонується регулятор струму намагнічування $I_{\mu v}$. Саме при такій структурі системи керування забезпечується найшвидше вгасання коливань потокозчеплень Ψ_{su} , Ψ_{sv} і електромагнітного моменту M_e в процесі збудження МПЖ при нерухомому роторі. Інтегральний регулятор формує такий сигнал завдання $I_{\mu v}^*$ регулятору струму намагнічування $I_{\mu v}$, при якому реактивна складова струму статора I_{sv} утримується на нульовому рівні.

Для вивчення динаміки запропонованої структури системи керування МПЖ у середовищі моделювання Matlab Simulink створена математична модель у відповідності зі структурною схемою на рисунку 2. Параметри моделі розраховувалися виходячи з паспортних параметрів схеми заміщення асинхронної машини з фазним ротором типу 4AK160S4Y3: $P_n = 11 \text{ кВт}$, $N = 2$. Графіки перехідних процесів у МПЖ представлені на рисунку 3. Спершу здійснювалося збудження МПЖ при підключенні статора до мережі й утриманні ротора системою керування в нерухомому стані. З графіка для Ψ_{sv} видно, що модуль потокозчеплення статора швидко досягає сталого значення зі значними по амплітуді коливаннями і швидким їх вгасанням. Після закінчення процесу збудження модуль вектора потокозчеплення статора досягає номінального значення, коливання цього вектора припиняються і він встановлюється під кутом 90 електричних градусів убік відставання від вектора напруги статора. На це вказують значення проєкцій вектора потокозчеплення статора – із графіків видно, що $\Psi_{su} = 0$ і $\Psi_{sv} = -\Psi_s$. Коливання проєкцій вектора потокозчеплення на початку процесу збудження приводять до немінучих коливань електромагнітного моменту і до незначних ривків швидкості біля нульового значення. Релейний регулятор швидкості дає такі завдання регулятору активної складової струму ротора I_{ru} , щоб удержати ротор у нерухомому стані. При збудженні МПЖ стабілізація швидкості на нульовому рівні в каналі активної потужності приводить до коливань активного струму ротора I_{ru} , які спрямовані на найшвидше придушення коливань електромагнітного моменту і вектора потокозчеплення статора. Після збудження в 0.2с починається розгін МПЖ до швидкості 140 рад/с. У 0.45с до вала прикладається номінальний момент статичного навантаження.

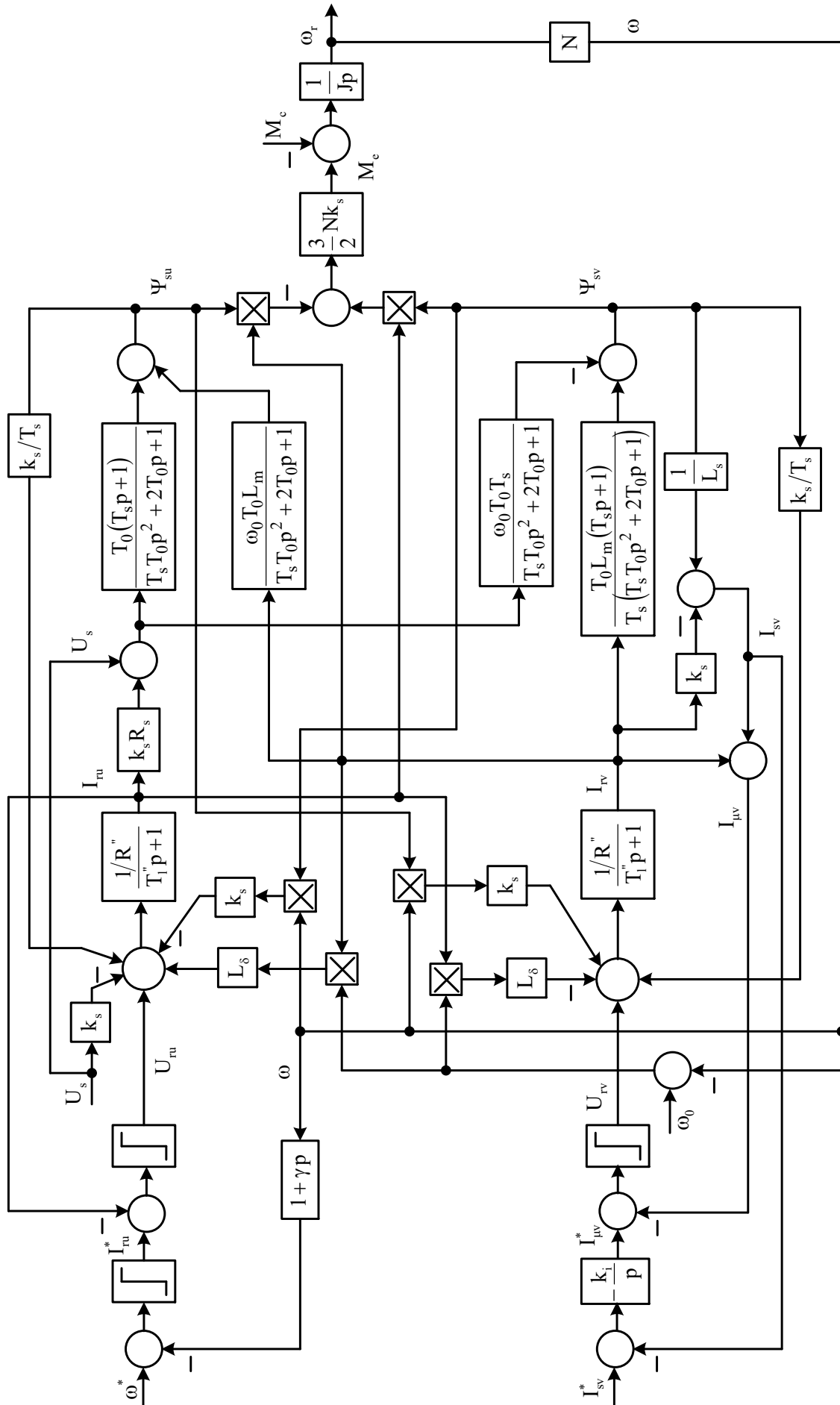


Рис. 2. Структурна схема машини подвійного живлення з системою керування, орієнтованою за вектором напруги статора

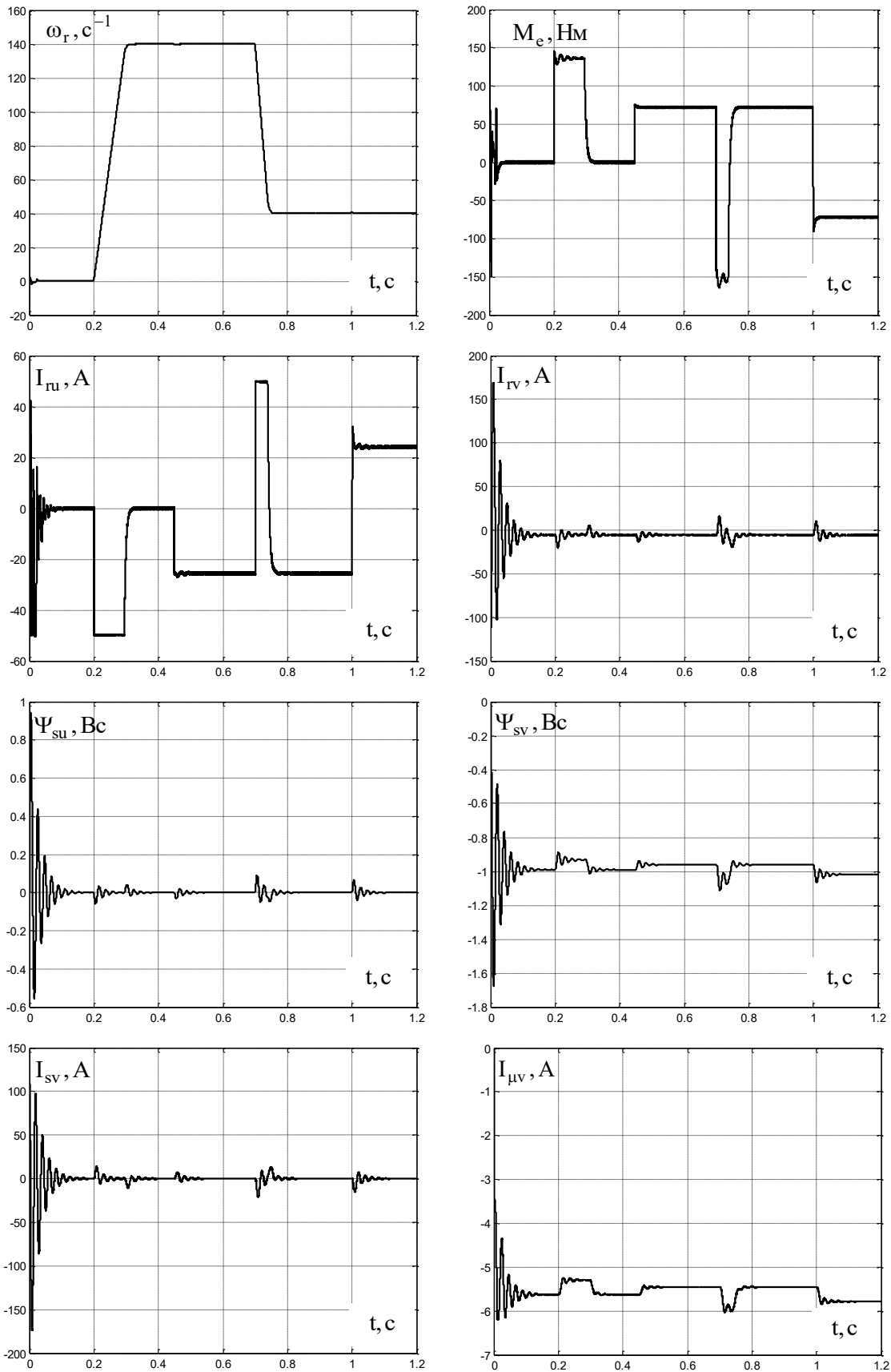


Рис. 3. Перехідні процеси в машині подвійного живлення з системою керування, орієнтованою за вектором напруги статора

У 0.7с починається гальмування МПЖ до швидкості 40 рад/с. Після гальмування в 1с момент статичного навантаження, зберігаючись за величиною, змінює напрямок своєї дії. Як видно з графіків швидкості ω_r і активної складової струму ротора I_{ru} у всіх зазначених перехідних режимах відбувається якісне регулювання і стабілізація швидкості на рівнях, що задаються. Електромагнітний момент при пусках і

гальмуваннях має незначні короточасні сплески внаслідок незначних коливань вектора потокозчеплення статора. Регулятор швидкості крім головного зворотного зв'язку містить ще і гнучкий зворотний зв'язок за першою похідною швидкості для запобігання автоколивань швидкості в сталих режимах роботи. Коефіцієнт гнучкого зворотного зв'язку за швидкістю дорівнює $\gamma = 0.005 \div 0.02$.

Реактивний струм ротора I_{rv} після збудження МПЖ у всіх досліджених режимах практично не змінюється. Теж можна сказати і про проєкцію потокозчеплення Ψ_{su} , яка залишається рівною нулю у всіх сталих режимах, що вказує на збереження перпендикулярності векторів потокозчеплення і напруги статора. У каналі реактивної потужності інтегральний регулятор реактивного струму статора I_{sv} з негативним коефіцієнтом підсилення формує такі завдання $I_{\mu v}^*$ релейному регулятору струму намагнічування, при яких реактивний струм статора I_{sv} у всіх режимах утримується на нульовому рівні, що забезпечує рівність нулю реактивної потужності статора. Як видно з графіка струму намагнічування $I_{\mu v}$ незначні його зміни приводять до стабілізації I_{sv} на нульовому рівні. Тому інтегральний регулятор має невеликий коефіцієнт підсилення ($-5 \div -2$) зі збереженням достатньої швидкодії регулювання реактивної потужності.

Висновки

У роботі отримані рівняння МПЖ в осях координат, орієнтованих за вектором напруги статора. У результаті аналізу структури моделі обґрунтована можливість одночасно по колу ротора регулювати кутову швидкість обертання ротора і реактивну потужність статора. У каналі регулювання реактивної потужності запропонована унікальна структура системи керування: внутрішній контур регулювання містить релейний регулятор струму намагнічування. Замикання зворотного зв'язку за струмом намагнічування забезпечує значно більш швидко вгасання коливань вектора потокозчеплення статора при збудженні МПЖ із нерухомим ротором, чим при замиканні зворотного зв'язку за реактивною складовою струму ротора. Зовнішній інтегральний регулятор реактивної складової струму статора фактично тільки коректує сигнал завдання релейному регулятору струму намагнічування, при якому реактивна потужність статора в сталому режимі стабілізується на нульовому рівні незалежно від швидкості обертання ротора і моменту навантаження на його валу.

Література

1. Peresada S., Tili A., Tonieli A. Power control of a doubly-fed induction machine via output feedback/ Control Engineering Practice, 2004. – Vol.12, No.1. – Pp. 41-57.
2. Король С. В. Векторное управление моментом машины двойного питания: комплексное исследование моделированием на ЭВМ. Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». 2002. – Ч. 2. С. 49–54.
3. Battle C., Doria-Cerezo A., Ortega R. A Stator Voltage Oriented PI Controller For The Doubly-Fed Induction Machine. American Control Conference. 2007. Pp. 5438-5443. DOI:10.1109/acc.2007.4282189
4. Li S., Wang H., Tian Y., Christov N., Aitouche A. NNPID-based Stator Voltage Oriented Vector Control for DFIG based Wind Turbine Systems. Studies in Informatics and Control. 2014. Vol. 23, No. 1. Pp. 5-12
5. Chondrogiannis S., Barnes M. Stability of doubly-fed induction generator under stator voltage orientated vector control. The Institution of Engineering and Technology. 2008. Vol. 2, No. 3. Pp. 170–180. DOI:10.1049/iet-rpg:20070086
6. Wu C., Cheng P., Nian H., Blaabjerg F. Rotor Current Oriented Control Method of DFIG-DC System Without Stator Side Sensors. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020. Vol. 67, No. 11, Pp.9958-9964. DOI: 10.1109/TIE.2019.2956415
7. Gufran Nurettin, Ata Sevinc Performance study and analysis between vector control and direct power control for DFIG based wind energy system. International Journal of Energetica (IJECA).2021. Vol. 6, Issue 2, Pp.13-20.
8. Ключев О.В., Садовой О.В., Сохина Ю.В. Системы керування асинхронними вентиляними каскадами. – Кам'янське: ДДТУ, 2018. - 294с.

References

1. Peresada S., Tili A., Tonieli A. (2004) Power control of a doubly-fed induction machine via output feedback. Control Engineering Practice, Vol.12, No.1. pp. 41-57.
2. Korol S. V. (2002) «Vektornoe upravlenie momentom mashiny dvoynogo pitaniya: kompleksnoe issledovanie modelirovaniem na EVM» [Torque vector control of a doubly fed machine: a comprehensive researched by computer simulation]. Technical electro-dynamics. Thematic issue "Problems of modern electrical engineering". Vol.2. pp. 49-54. [in Ukrainian]
3. Battle C., Doria-Cerezo A., Ortega R. (2007) A Stator Voltage Oriented PI Controller For The Doubly-Fed Induction Machine. American Control Conference. pp. 5438-5443. DOI:10.1109/acc.2007.4282189
4. Li S. & Wang H., Tian Y., Christov N., Aitouche A. (2014) NNPID-based Stator Voltage Oriented Vector Control for DFIG based Wind Turbine Systems. Studies in Informatics and Control. Vol. 23, No. 1. pp. 5-12
5. Chondrogiannis S., Barnes M. (2008) Stability of doubly-fed induction generator under stator voltage orientated vector control. The Institution of Engineering and Technology. Vol. 2, No. 3. pp. 170–180. DOI:10.1049/iet-rpg:20070086
6. Wu C., Cheng P., Nian H., Blaabjerg F. (2020) Rotor Current Oriented Control Method of DFIG-DC System Without Stator Side Sensors. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 67, No. 11, pp. 9958-9964. DOI: 10.1109/TIE.2019.2956415
7. Gufran Nurettin, Ata Sevinc (2021) Performance study and analysis between vector control and direct power control for DFIG based wind energy system. International Journal of Energetica (IJECA). Vol. 6, Issue 2, pp.13-20.
8. Kliuiev O.V., Sadovoi O.V., Sokhina Yu.V. (2018) Systemy keruvannya asynkhronnymy ventyl'nymy kaskadamy. [Control systems of asynchronous valve cascades]. Kamianske: DDTU, 2018. – 294s. [in Ukrainian].