

УДК 621.3.076

РОБАСТНА СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

М. Я. Островерхов, В. М. Пишов

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
просп. Перемоги, 37, м. Київ, 03056, Україна. E-mail: ostroverkhov@list.ru

За своєю природою вентильно-індукторний електродвигун є взаємопов'язаним об'єктом керування. При численні параметрів схеми заміщення двигуна виникають похибки, що обумовлені допущеннями відповідної методики. Унаслідок нагрівання чи зміни кінематики механізму параметри електродвигуна та електропривода змінюються. Указані причини обумовлюють координатні та параметричні збурення, що призводять до погіршення заданої якості керування електроприводом. Метою роботи є підвищення якості керування вентильно-індукторним електроприводом в умовах невизначеності математичної моделі електропривода. Закони керування електроприводом розроблено на основі концепції зворотної задачі динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій, що забезпечує робастність та динамічну декомпозицію системи. Завданням зворотної задачі динаміки є знаходження такого закону керування, який забезпечує наперед задану якість керування. В основу методу покладено ідею зворотності прямого методу Ляпунова по дослідженню стійкості. Це дозволяє знаходити закон керування, за яким замкнений контур має наперед задану функцію Ляпунова у вигляді миттєвого значення енергії. Особливістю оптимізації є досягнення не абсолютного мінімуму функціонала якості, як у класичних системах, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними вимогами динамічну похибку системи. Ще однією характерною особливістю отриманих законів керування є відсутність у них параметрів об'єктів керування та операцій диференціювання, що обумовлює простоту їх реалізації.

Ключові слова: вентильно-індукторний електропривод, закони керування, робастність.

РОБАСТНАЯ СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ СКОРОСТЬЮ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Н. Я. Островерхов, В. М. Пышов

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»
просп. Победы, 37, г. Киев, 03056, Украина. E-mail: ostroverkhov@list.ru

По своей природе вентильно-индукторный электродвигатель является взаимосвязанным объектом управления. При вычислении параметров схемы замещения двигателя возникают погрешности, обусловленные допущениями соответствующей методики. При нагревании или изменении кинематики механизма параметры электродвигателя и электропривода меняются. Указанные причины обуславливают координатные и параметрические возмущения, приводящие к ухудшению заданного качества управления электроприводом. Целью работы является повышение качества управления вентильно-индукторным электроприводом в условиях неопределенности математической модели электропривода. Законы управления электроприводом разработаны на основе концепции обратной задачи динамики в сочетании с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий и обеспечивают робастность и динамическую декомпозицию системы. Основным вопросом обратной задачи динамики является нахождение такого закона управления, который обеспечивает заранее заданное качество управления. В основу метода положена идея обратимости прямого метода Ляпунова по исследованию устойчивости. Это позволяет находить закон управления, при котором замкнутый контур имеет заранее заданную функцию Ляпунова в виде мгновенного значения энергии. Особенностью оптимизации является достижение не абсолютного минимума функционала качества, как в классических системах, а некоторого минимального значения, что обеспечивает допустимую по техническим требованиям динамическую ошибку системы. Еще одной характерной особенностью полученных законов управления является отсутствие в них параметров объектов управления и операций дифференцирования, что обуславливает простоту их реализации.

Ключевые слова: вентильно-индукторный электропривод, законы управления, робастность.

АКТУАЛЬНІСТЬ РОБОТИ. Останнім часом альтернативу найбільш поширеному асинхронному електроприводу в багатьох галузях складає перспективний електропривод на основі вентильно-індукторних двигунів (ВІД) [1]. Основна перевага ВІД полягає в дешевизні та простій конструкції з ротором без обмотки, що обумовлює високу надійність та технологічність, високий ККД у всьому діапазоні зміни швидкості, близький до одиниці коефіцієнт потужності, розширений діапазон керування швидкістю в зоні послаблення поля, виділення основних теплових втрат у статорі, які легко відводяться.

Існує декілька класів індукторних двигунів, зокрема із самозбудженням (в англійській літературі Switched Reluctance Motor (SRM)) та з незалежним електромагнітним збудженням (ВІД НЗ), конструкція та електромеханічні властивості яких дещо відрізняються. У роботі розглядається електропривод на основі вентильно-індукторного двигуна з незалежним збудженням, що складається з пасивного ротора з явно вираженою зубцевою структурою та статора з класичною розподіленою трифазною обмоткою, з'єднаною в «зірку». На статорі додатково розташовується обмотка збудження, що живиться

постійним струмом. Електромагнітний момент двигуна за своєю природою є активним, на відміну від реактивного моменту двигуна класу SRM.

При визначенні параметрів схеми заміщення двигуна за паспортними даними виникають похибки, обумовлені допущеннями в методиці обчислень та недостатньою вихідною інформацією. Під час роботи двигуна електричні опори обмоток змінюються внаслідок нагрівання, як і приведений момент інерції електропривода при зміні кінематики механізму. У результаті цих параметричних збурень розрахункові значення параметрів відрізняються від реальних, що призводить до погіршення заданої якості керування координатами електропривода.

За своєю природою вентиляльно-індукторний двигун з незалежним збудженням, як і інші типи двигунів змінного струму, є взаємопов'язаним об'єктом керування, причому із суттєвим впливом дії вихрових струмів. Керування електроприводом у таких умовах пов'язане з компенсацією негативного впливу існуючих координатних збурень.

Вирішення вищенаведених проблем електропривода класичними методами теорії автоматичного керування в умовах невизначеності математичної моделі об'єкту підвищує громіздкість системи внаслідок додаткових алгоритмів ідентифікації, адаптації чи компенсації.

Аналіз методів оптимізації законів керування показав [2], що вирішення вказаних наукових задач може бути здійснено на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій [3–5]. Основним питанням зворотної задачі динаміки є знаходження такого закону керування, який забезпечує наперед задані (бажані) динамічні й статичні властивості системи. В основу методу покладено ідею зворотності прямого методу Ляпунова по дослідженню стійкості. Це дозволяє знаходити закон керування, при якому замкнутий контур регулювання має наперед задану функцію Ляпунова, в ролі якої виступає миттєве значення енергії. Отриманий закон надає замкнутій системі властивість стійкості в цілому, що дозволяє вирішувати задачі керування взаємозв'язаними, нелінійними об'єктами, як у лінійних системах по математичних моделях локальних контурів. Характерною особливістю оптимізації є досягнення не абсолютного мінімуму функціонала якості, як у класичних системах, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними вимогами динамічну похибку системи.

Метою роботи є підвищення якості керування вентиляльно-індукторним електроприводом в умовах невизначеності математичної моделі шляхом розробки законів керування на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій, що забезпечує слабку чутливість до параметричних і координатних збурень та простоту реалізації.

МАТЕРІАЛ І РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ. Математична модель вентиляльно-індукторного двигуна з

незалежним збудженням у системі координат (d–q), орієнтованій по магнітній осі ротора, описується відомою нелінійною системою рівнянь (1)

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(u_d - R_s i_d + L_m \frac{di_f}{dt} - \omega \psi_q \right); \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_s} \left(u_q - R_s i_q + \omega \psi_d \right); \\ \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(u_f - R_f i_f + L_m \frac{di_d}{dt} \right); \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c); \\ \psi_d = L_s i_d + L_m i_f; \\ \psi_q = L_s i_q; \\ \psi_f = L_f i_f + L_m i_d; \\ M = \sqrt{3} Z_p [\psi_d i_q - \psi_q i_d], \end{cases} \quad (1)$$

де i_d, i_q та u_d, u_q – струми й напруги статора по осям d і q ; i_f та u_f – струм і напруга збудження; $\omega = Z_p \omega_r$; ω_r – електрична й кутова швидкість ротора; Z_p – число пар полюсів; J – момент інерції; M, M_c – електромагнітний момент двигуна й момент навантаження; ψ_d, ψ_q, ψ_f – потокозчеплення по осям d і q та обмотки збудження; L_s, L_f, L_m – індуктивність фази, обмотки збудження та взаємна індуктивність між ними; R_s, R_f – активний електричний опір обмотки статора й збудження.

Як видно з (1), координати двигуна взаємопов'язані між собою, що обумовлює нелінійність об'єкту внаслідок операцій добутку та наявність координатних збурень. У класичних системах керування для компенсації негативної дії координатних збурень до локальних контурів керування вводяться додаткові зв'язки, ефективність яких залежить від точності параметрів двигуна, або розробка законів керування здійснюється за результатами статичної декомпозиції об'єкту (1), що суттєво збільшує громіздкість системи керування. У даній роботі ця задача вирішується шляхом динамічної декомпозиції [6], яку забезпечує запропонований метод оптимізації [3]. Для цього вихідна система (1) перетворюється до виду (2). При синтезі системи керування координатні збурення $F_1 = L_m \frac{di_f}{dt} - \omega \psi_q$, $F_2 = \omega \psi_d$,

$F_3 = L_m \frac{di_d}{dt}$ трактуються як невизначені, проте обмежені за величиною $F_1 \leq F_{1\max}$, $F_2 \leq F_{2\max}$, $F_3 \leq F_{3\max}$, а рівня керуючих напруг u_d, u_q, u_f достатньо для їх компенсації. У такій постановці проблема керування об'єктом (1) зводиться до вирішення локальних задач керування чотирма лінійними підсистемами (2).

З точки зору керування ВІД НЗ наближається до класичного синхронного двигуна. Розглянута конструкційна особливість ВІД НЗ дозволяє застосувати для регулювання координат електропривода систему прямого векторного керування з орієнтацією до положення ротора:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d + F_1; \\ L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = u_q + F_2; \\ L_f \frac{di_f}{dt} + R_f i_f = u_f + F_3; \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c; \\ \psi_d = L_s i_d + L_m i_f; \\ \psi_q = L_s i_q; \\ \psi_f = L_f i_f + L_m i_d; \\ M = \sqrt{3} Z_p [\psi_d i_q - \psi_q i_d]. \end{cases} \quad (2)$$

Система векторного керування відповідно до перших чотирьох диференціальних рівнянь (2) складається з контурів регулювання струму статора i_d по осі d , струму статора i_q по осі q , струму збудження i_f , а також кутової швидкості двигуна ω_r . Контур регулювання швидкості є зовнішнім відносно внутрішнього контуру струму i_q . Значення цієї складової струму визначає величину електромагнітного моменту двигуна. Магнітний потік від струму i_d може як підмагнічувати, так і розмагнічувати основний потік від обмотки збудження. Зазвичай завдання цього струму встановлюється рівним нулю, проте при надвисоких швидкостях у зоні послаблення поля його від'ємне значення хоча й призводить до збільшення втрат, проте дозволяє забезпечити необхідну потужність двигуна при меншій напрузі. Завдяки керуванню струмом збудження i_f діапазон послаблення поля може досягати 1:8, що значно розширює зону керування швидкістю з постійною потужністю порівняно з асинхронним електроприводом.

Об'єкт локального контуру керування струмом статора i_d згідно з першим рівнянням системи (2)

$$L_s \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d + F_1 \quad (3)$$

описується лінійним диференціальним рівнянням першого порядку, на який діє керуюча напруга u_d та збурення F_1 . Бажане рівняння замкнутого контуру струму i_d , за допомогою якого встановлюються необхідні показники якості керування, також задається диференціальним рівнянням першого порядку [4, 5]

$$\dot{z} + \alpha_{0i_d} z = \alpha_{0i_d} i_d^* \quad (4)$$

де i_d^* – заданий струм. Рівняння (4) забезпечує астатизм першого порядку за керуючою дією та монотонний (без перерегулювання) перехідний процес струму. Необхідний час регулювання, що дорівнює $t_n \approx 3 / \alpha_{0i_d}$, задається величиною єдиного коефіцієнта рівняння α_{0i_d} .

Ступінь наближення реального процесу керування струмом до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану за індуктивністю миттєву енергію магнітного поля від першої похідної струму

$$G(u_d) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{i}_d(t)]^2 \quad (5)$$

Мінімізація функціонала здійснюється за градієнтним законом першого порядку

$$\frac{du_d(t)}{dt} = -\lambda_{i_d} \frac{dG(u_d)}{du_d}, \quad (6)$$

де λ_{i_d} – константа.

Після підстановки (3) і (5) у (6) знаходиться закон керування струмом i_d

$$\dot{u}_d(t) = k_{i_d} (z - i_d), \quad (7)$$

де $k_{i_d} = \lambda_{i_d} / L_s$ – коефіцієнт підсилення регулятора.

Необхідна умова збіжності процесу мінімізації функціонала при $t \rightarrow \infty$

$$\frac{dG(u_d)}{dt} < 0; \quad (8)$$

$$G(u_d) \rightarrow 0$$

виконується відповідно до правила знаків при

$$\text{sign}(k_{i_d}) = \text{sign}(1 / L_s). \quad (9)$$

Змінна z у законі керування (7) виступає в ролі необхідної похідної струму, яка знаходиться в реальному часі з рівняння (4) на основі замикання зворотним зв'язком за складовою струму $z = i_d$:

$$\dot{z} = \alpha_{0i_d} (i_d^* - i_d). \quad (10)$$

Після інтегрування обох частин рівняння (7) з урахуванням (10) закон керування складовою струму i_d приймає остаточний вигляд

$$\begin{aligned} u_d(t) &= k_{i_d} (z - i_d); \\ z &= \alpha_{0i_d} \int_0^t (i_d^* - i_d) dt. \end{aligned} \quad (11)$$

Структурна схема регулятора струму i_d , що побудована на основі рівняння (9), показана на рис. 1.

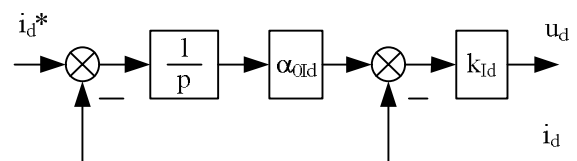


Рисунок 1 – Структура регулятора струму i_d

На відміну від класичних регуляторів, розроблений регулятор не містить параметрів об'єкту керування (1), а вміщує тільки параметр α_{0i_d} бажаного рівняння замкнутої системи (4).

Диференціальне рівняння реального замкнутого контуру керування струмом i_d , що отримане після підстановки закону керування (11) в (3)

$$\ddot{i}_d + (R_s / L_s + k_{i_d} / L_s)\dot{i}_d + (k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s)i_d = (k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s)i_d^* \quad (12)$$

показує, що процес керування є асимптотично стійким. Відповідно до критерію стійкості Гурвіца, коефіцієнти рівняння (12) є додатними: $(k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s) > 0$, $(R_s / L_s + k_{i_d} / L_s) > 0$. Важливо, що стійкість контуру керування зберігається при необмеженому підвищенні коефіцієнта підсилення регулятора $k_{i_d} \rightarrow \infty$ та забезпечує повне співпадіння реального (12) та бажаного (4) процесів керування. Це очевидно при діленні всіх членів рівняння (12) на коефіцієнт k_{i_d} / L_s за умовою $k_{i_d} \rightarrow \infty$:

$$\frac{L_s}{k_{i_d}} \ddot{i}_d + \left(\frac{R_s}{k_{i_d}} + 1 \right) \dot{i}_d + \alpha_{0i_d} i_d = \alpha_{0i_d} i_d^* \quad (13)$$

Ця особливість забезпечує динамічну декомпозицію системи (1) та робастність до параметричних збурень. Під час роботи взаємопов'язана система розпадається на відносно незалежні локальні контури керування, процеси в яких протікають по траєкторіям, назначеним рівняннями бажаної якості виду (4). Звичайно, при допустимому з точки зору технічної реалізації коефіцієнті підсилення регулятора існує динамічна похибка, допустима величина якої встановлюється технічними вимогами до якості керування.

Передаточна функція розімкнутого контуру струму i_d , яка отримана на основі (12)

$$W_r(p) = \frac{i_d(p)}{i_d^*(p)} = \frac{k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s}{p[p + (R_s / L_s + k_{i_d} / L_s)]} \quad (14)$$

показує, що реальна система володіє заданим астатизмом першого порядку за керуючою дією, тобто відпрацювання стрибка завдання здійснюється без статичної похибки.

Відповідно до (14), добротність за швидкістю системи керування струмом

$$D_\omega = \frac{k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s}{R_s / L_s + k_{i_d} / L_s} = \frac{\alpha_{0i_d}}{\frac{R_s}{k_{i_d}} + 1} \quad (15)$$

із збільшенням коефіцієнта підсилення регулятора k_{i_d} наближається до заданої рівнянням (4) бажаної добротності $D_\omega^z = \alpha_{0i_d}$. Це забезпечує допустиму максимальну динамічну похибку керування струмом.

При розробці закону керування струмом не враховувалась некомпенсована мала стала часу силового перетворювача частоти T_μ , що знаходиться в замкнутому контурі. Оцінка впливу цієї неврахованої

інерційності у вигляді аперіодичної ланки першого порядку на динамічні властивості контуру струму здійснено за допомогою диференціального рівняння третього порядку замкнутої системи, що отримана аналогічно до (12):

$$T_\mu \ddot{i}_d + (1 + T_\mu R_s / L_s) \dot{i}_d + (R_s / L_s + k_{i_d} / L_s) i_d + (k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s) i_d = (k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s) i_d^* \quad (16)$$

Згідно з критерієм Гурвіца, у даному випадку для стійкості контуру струму потрібне виконання умови $(1 + T_\mu R_s / L_s)(R_s / L_s + k_{i_d} / L_s) > T_\mu k_{i_d} \alpha_{0i_d} / L_s$. (17)

У результаті граничного переходу при $k_{i_d} \rightarrow \infty$ остаточна умова стійкості приймає вигляд

$$\alpha_{0i_d} < 1 / T_\mu + R_s / L_s \quad (18)$$

Таким чином, наявність у контурі керування струмом сталої часу перетворювача частоти T_μ обмежує максимальну швидкодію, яка задається коефіцієнтом α_{0i_d} .

На основі другого рівняння системи (2)

$$L_s \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = u_q + F_2 \quad (19)$$

та бажаного рівняння виду (4) за аналогічною методикою отримується закон керування струмом i_q , що пропорційний моменту двигуна

$$u_q(t) = k_{i_q} (z - i_q); \quad z = \alpha_{0i_q} \int_0^t (i_q^* - i_q) dt \quad (20)$$

Як видно з (20), закон керування струмом статора i_q також не містить параметрів об'єкту (1) та володіє такими ж властивостями, як і закон керування струмом i_d (11).

Структурна схема регулятора струму i_q , що побудована на основі рівняння (20), зображена на рис. 2.

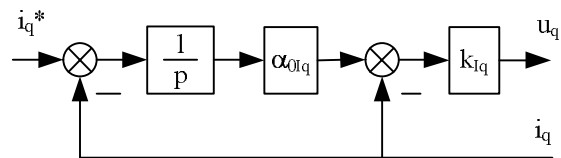


Рисунок 2 – Структура регулятора струму i_q

На основі третього рівняння системи (1)

$$L_s \frac{di_f}{dt} + R_f i_f = u_f + F_3 \quad (21)$$

отримується закон керування струмом збудження i_f

$$u_f(t) = k_{i_f} (z - i_f); \quad z = \alpha_{0i_f} \int_0^t (i_f^* - i_f) dt \quad (22)$$

Структурна схема регулятора струму збудження i_f показана на рис. 3.

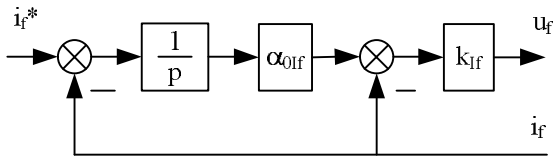


Рисунок 3 – Структура регулятора струму i_f

Контур швидкості складається з оптимізованого внутрішнього контуру струму i_q та локального об'єкта керування, що описується четвертим рівнянням системи (1):

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c. \quad (23)$$

При розробці закону керування регулятора швидкості не враховується інерційність оптимізованого контуру струму. Для об'єкта першого порядку (23), що є інтегруючою ланкою, порядок рівняння, за допомогою якого задається бажана якість замкнутого контуру швидкості, також приймається рівним одиниці із забезпеченням астатизму першого порядку:

$$\dot{z} + \alpha_{0\omega} z = \alpha_{0\omega} \omega^*. \quad (24)$$

Для зменшення впливу динаміки контуру керування струмом i_q на якість керування швидкістю коефіцієнт рівняння (24) вибирається за умови $\alpha_{0i_q} > (3-5)\alpha_{0\omega}$.

Необхідно знайти таку керуючу функцію регулятора швидкості, щоб якість керування швидкістю наближалася до бажаної, заданої рівнянням (24). Ступінь наближення реального процесу до бажаного оцінюється функціоналом, який характеризує нормовану за моментом інерції енергію прискорення

$$G(i_q^*) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t)]^2. \quad (25)$$

Мінімізація функціоналу, як і для контурів струму, здійснюється за градієнтним законом першого порядку:

$$\frac{di_q^*(t)}{dt} = -\lambda_\omega \frac{dG(i_q^*)}{di_q^*}, \quad (26)$$

де $\lambda_\omega > 0$ – константа.

Після підстановки (25) у (26) знаходиться закон керування швидкістю:

$$i_q^*(t) = k_\omega (z - \omega); \quad (27)$$

$$z = \alpha_{0\omega} \int (\omega^* - \omega) dt,$$

де k_ω – коефіцієнт підсилення регулятора швидкості.

На підставі рівняння (27) побудовано регулятор швидкості першого порядку, структурна схема якого зображена на рис. 4.

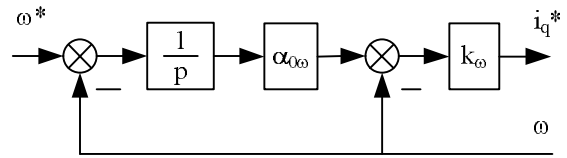


Рисунок 4 – Структура регулятора швидкості першого порядку

Регулятор швидкості, як і регулятори струмів, містить тільки параметр бажаного закону керування і не містить параметрів об'єкта (1), що характерно для класичних законів. Зі збільшенням коефіцієнта посилення регулятора швидкості динамічні процеси в контурі наближаються до бажаних, заданих рівнянням (24). Система, згідно з критерієм Гурвіца, є стійкою навіть при необмеженому збільшенні коефіцієнта підсилення регулятора швидкості $k_\omega \rightarrow \infty$, що видно з рівняння замкнутого контуру швидкості.

Отриманий закон керування швидкістю (27) забезпечує астатизм першого порядку за керуючою дією. Якщо за технологічними умовами потрібно забезпечити астатизм другого порядку, то закон керування синтезується за рівнянням бажаної якості виду (24), порядок якого на одиницю вище порядку рівняння локального об'єкта (23):

$$\ddot{z} + \alpha_{1\omega} \dot{z} + \alpha_{0\omega} z = \alpha_{1\omega} \dot{\omega}^* + \alpha_{0\omega} \omega^*. \quad (28)$$

За допомогою двох коефіцієнтів $\alpha_{0\omega}$, $\alpha_{1\omega}$ рівняння (28) на основі відомих кореневих чи інших методів встановлюються бажані показники якості керування швидкістю, зокрема час регулювання й величина перерегулювання.

У результаті оптимізації за викладеною методикою закон керування швидкістю приймає вигляд

$$i_q^*(t) = k_\omega [z - \omega];$$

$$z = \int f_0 dt; \quad (29)$$

$$f_0 = \alpha_{0\omega} \int (\omega^* - \omega) dt + \alpha_{1\omega} (\omega^* - \omega).$$

Структурна схема регулятора швидкості другого порядку, яка побудована за рівнянням (29), показана на рис. 5.

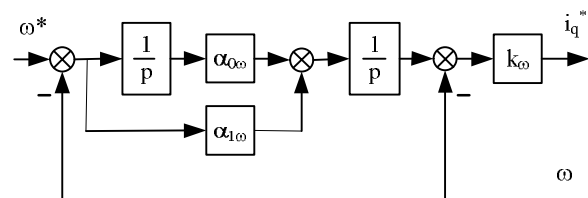


Рисунок 5 – Структура регулятора швидкості другого порядку

Цей регулятор також містить тільки параметри бажаного диференціального рівняння замкнутого контуру швидкості (28).

Дослідження наданої системи векторного керування проведено шляхом моделювання для ВІД НЗ із наступними даними: $P_n = 208$ кВт – номінальна

потужність; $M_n=663$ Нм – номінальний момент; $I_n=458$ А – номінальний струм; $n_n=3000$ об/хв – номінальна частота обертання.

Регулятори системи векторного керування швидкістю двигуна мають наступні параметри: регулятор струму i_d : $\alpha_{oid}=500$, $k_{id}=250$; регулятор струму i_q : $\alpha_{oiq}=500$, $k_{iq}=260$; регулятор струму i_f : $\alpha_{oif}=50$, $k_{if}=250$; регулятор швидкості: $\alpha_{ow}=150$, $k_{ow}=50$.

На рис. 6 показано графік перехідного процесу заданої кутової швидкості ω^* електропривода при пуску. На рис. 7 зображено графік перехідного процесу моменту двигуна при пуску та накиданні на 5 с процесу моменту навантаження, що дорівнює номінальному моменту двигуна. Після накидання навантаження момент двигуна відповідно до теорії електропривода встановлюється рівним статичному 663 Нм. На рис. 8 зображено три графіки похибок відпрацювання заданої швидкості при пуску та накиданні навантаження для трьох значень електричного опору обмотки статора R_s : 0,0029 Ом (паспортне значення); 0,00145 Ом (удвічі менше паспортного); 0,0058 Ом (удвічі більше паспортного). Як видно з рисунка, таке значне параметричне збурення суттєво не впливає на якість перехідних процесів запропонованої робастної системи векторного керування швидкістю. Три графіки практично зливаються між собою. Максимальна динамічна похибка швидкості під час пуску не перевищує 4 рад/с, а при накиданні моменту навантаження складає 3,3 рад/с.

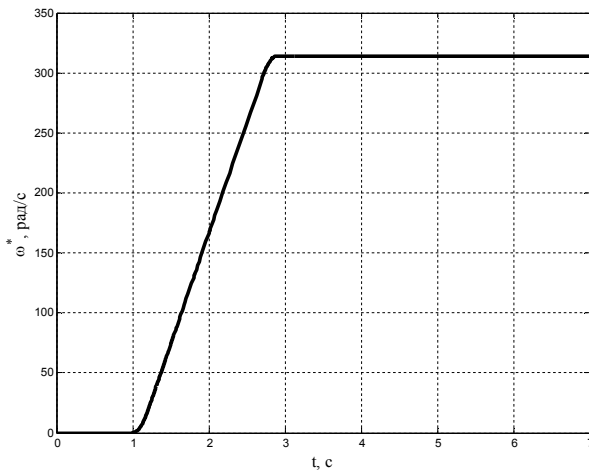


Рисунок 6 – Графік перехідного процесу заданої кутової швидкості

На рис. 9 показано три графіки похибок відпрацювання заданої швидкості при пуску та накиданні навантаження для трьох значень моменту інерції електропривода J : 3,6 кг·м² (номінальне значення); 7,2 кг·м² (удвічі більше за номінальне); 10,8 кг·м² (утричі більше за номінальне). Як видно, суттєве збільшення моменту інерції, як типового параметричного збурення електропривода, не призводить до значної деградації виду перехідних процесів. Максимальна динамічна похибка швидкості під час пуску

ку не перевищує 4,8 рад/с, а при накиданні моменту навантаження – 2,5 рад/с.

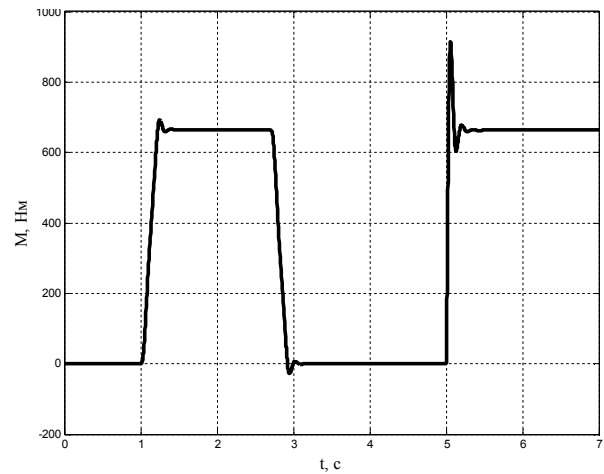


Рисунок 7 – Графік перехідного процесу моменту двигуна

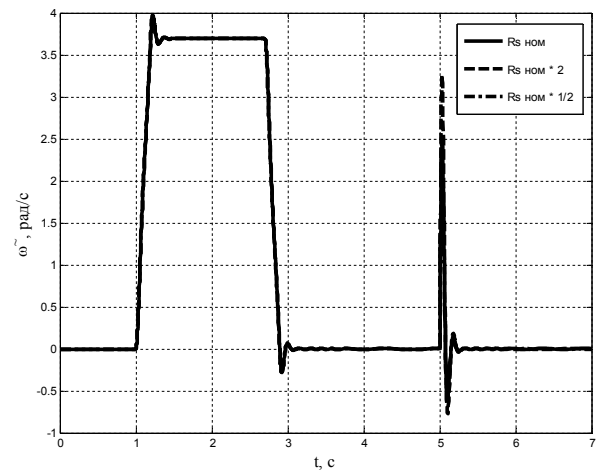


Рисунок 8 – Графіки перехідних процесів похибок відпрацювання заданої швидкості при зміні електричного опору обмотки статора

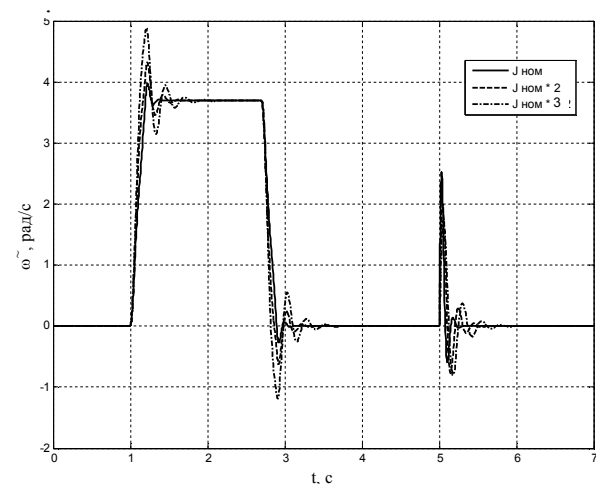


Рисунок 9 – Графіки перехідних процесів похибок відпрацювання заданої швидкості при зміні моменту інерції електропривода

ВИСНОВКИ. Робастна система векторного керування швидкістю вентиляно-індукторного електропривода на основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій забезпечує високу динамічну точність, динамічну декомпозицію взаємопов'язаної системи на локальні підсистеми, слабку чутливість до параметричних збурень. Для розробки законів керування регуляторів не потрібна детальна математична модель об'єкту з точними значеннями параметрів. Достатньо мати тільки структурну модель об'єкту. Особливістю законів керування є відсутність у них параметрів об'єктів та операцій диференціювання, що забезпечує простоту реалізації.

ЛІТЕРАТУРА

1. Козаченко В.Ф., Русаков А.М., Сорочкин А.В., Кочанов А.А. Вентиляно-індукторний привод – перспективне направление развития современного регулируемого электропривода // *Новости теплоснабжения*. – 2011. – Вып. 11. – С. 24–26.
2. Потапенко Е.М., Казурова А.Е. Высокоточное управление неопределенными объектами. Сравнение методов управления // *Сб. научн. труд. Днепро-*

родзержинского гос. техн. универ-та. – Днепродзержинск: ДГТУ, 2007. – С. 353–356.

3. Крутько П.Д. Робастно устойчивые структуры управляемых систем высокой динамической точности. Алгоритмы и динамика управления движением модельных объектов // *Изв. РАН. ТиСУ*. – 2005. – Вып. 2. – С. 120–140.

4. Островерхов Н.Я., Бурик Н.П. Управление координатами электроприводов на основании концепции обратных задач динамики при минимизации локальных функционалов мгновенных значений энергий // *Электротехника и электроэнергетика*. – Запорожье: ЗНТУ, 2011. – Вып. 1. – С. 41–49.

5. Островерхов Н.Я. Метод синтеза регуляторов электромеханических систем на основании концепции обратных задач динамики в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий движения // *Вестник НТУ «ХПИ»*. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – Вып. 30. – С. 105–110.

6. Черноусько Ф.Л., Ананьевский И.М., Решмин С.А. Методы управления нелинейными механическими системами. – М.: Физматлит, 2006. – 328 с.

ROBUST SPEED VECTOR CONTROL SYSTEM OF GATED INDUCTOR-TYPE ELECTRICAL DRIVE

M. Ostroverkhov, V. Pyzhov

National Technical University of Ukraine "Kiev Polytechnic Institute"
prosp. Peremohy, 37, Kiev, 03506, Ukraine. E-mail: ostroverkhov@list.ru

Naturally, a gated inductor-type electrical motor is an interrelated control object. Miscalculations during identification of the parameters of the equivalent circuit of the electrical motor can be caused by assumptions used in an applied methodology. Heating or changes of the kinematics may also result in changes of parameters of the electrical motor and electrical drive. These reasons determine coordinate and parametric disturbances which lead to worsening the specified quality of the electrical drive control. Purpose of this study is to analyse the possibility to improve the quality of control of the gated inductor-type electrical drive under the uncertainties in a mathematical model. The control laws of this type of motor are developed based on a concept of reverse task of dynamics in combination with minimization of local functionals of instantaneous values of energies, which ensure the robustness and dynamic decomposition of the system. The reverse task of dynamics is to identify the control law which would ensure a given quality of control. The proposed method is based on an idea of the reversibility of the Lyapunov direct method for the stability analysis. Another feature of the developed control laws is the absence of the parameters of the control object, as well as operation of differentiation. This simplifies practical realization of the developed control laws.

Key words: switched reluctance motor, control laws, robustness.

REFERENCES

1. Kozachenko, V., Rusakov, A., Sorokin, A. and Kochanov, A. (2011), "Switched reluctance drive – a promising direction of development of modern controlled electric drive", *Novosty teplosnabzheniya*, Vol. 11, pp. 24–26. (in Russian)
2. Potapenko, E.M. and Kazurova, A.E. (2007), "Precision control uncertain objects. Comparison of methods of control", *Sb. nauchn. trud. Dneprodzerzhinskogo gos. texn. univer-ta*, pp. 353–356. (in Russian)
3. Krutko, P.D. (2005), "Robustly stable structures of control systems of high dynamic precision. Algorithms and dynamics of control of model objects", *Izvestiya RAN. TiSU*, Vol. 2, pp. 120–140. (in Russian)
4. Ostroverkhov, N. and Buryk, N. (2011), "Control of coordinates electric drives based on the concept of inverse dynamics problems for minimization local

functionals momentary values of energy", *Elektrotehnika i elektroenergetika*, Vol. 1, pp. 41–49. (in Russian)

5. Ostroverkhov, N.J. (2008), "Method for the synthesis of regulators of electromechanical systems based on the concept of inverse problems of dynamics in combination with the minimization of local functionals of the instantaneous motion energy values", *Vestnik NTU "KPI"*, Vol. 30, pp. 105–100. (in Russian)

6. Chernousko, F.L., Ananyevskiy, I.M. and Reshmin, S.A. (2006), *Metody upravleniya nelineynymi mekhanicheskimi sistemami* [Methods of control nonlinear mechanical systems], Fizmatlit, Moscow. (in Russian)

Стаття надійшла 13.07.2015.