

М.Я. Островерхов¹, д-р техн. наук, проф., ORCID 0000-0002-7322-8052Д.С. Коломійчук¹, магістрант, ORCID 0009-0006-0441-8975М.Ю. Фальченко¹, аспірант, ORCID 0000-0002-0964-7164Г.Г. Большаков¹, аспірант, ORCID 0009-0002-3339-7625Г.В. Вещиков¹, аспірант, ORCID 0009-0002-0606-9765¹Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

КЕРУВАННЯ ШВИДКІСТЮ СИНХРОННОГО ДВИГУНА С ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ У КОВЗНОМУ РЕЖИМІ

У роботі розглянута низка алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами в ковзному режимі, які забезпечують астатизм першого, другого та третього порядку. У ковзному режимі система керування володіє властивостями, які недосяжні при застосуванні класичних неперервних алгоритмів керування. Алгоритми керування розроблено на основі методу зворотних задач динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії. Ідея методу полягає в зворотності прямого методу Ляпунова для дослідження стійкості. Замкнений контур керування має наперед задану функцію Ляпунова, в якості якої виступає миттєве значення енергії. Особливістю алгоритмів керування є відсутність у них параметрів об'єкта та операцій диференціювання, що полегшує їх практичну реалізацію. Система керування складається з двох регуляторів складових струму статора та регулятора швидкості двигуна. Всі регулятори працюють в ковзному режимі. Сигнали на виході регуляторів складових струму статора та швидкості змінюються стрибком від максимального до мінімального значення. Результати моделювання показали працездатність алгоритмів керування та високу якість керування. Траєкторія пуску двигуна сформована з характерних ділянок постійного, лінійнозростаючого та параболічного сигналу для визначення показників якості керування трьох синтезованих регуляторів швидкості.

Ключові слова: електропривод, синхронний двигун з постійними магнітами, алгоритм керування, ковзний режим.

Вступ

Синхронні двигуни з постійними магнітами мають широке застосовуються в електроприводах та електромеханічних системах різного призначення, зокрема в установках з високими вимогами до якості керування [1-5]. Внаслідок нагрівання обмоток двигуна або зміни кінематики механізму параметри електропривода можуть змінюватися. Параметри електропривода також можуть бути неточно визначені на основі існуючих методик. На локальні контури керування електропривода діють координатні збурення внаслідок внутрішніх електромеханічних взаємозв'язків електродвигуна. Ці параметричні та координатні збурення можуть призводити до недопустимого погіршення заданої якості керування координатами електропривода. В залежності від технологічних вимог алгоритми керування повинні забезпечувати відпрацювання заданих траєкторій руху без усталених похибок, зокрема у вигляді постійного, лінійнозростаючого або параболічного сигналу, що відповідає астатизму системи першого, другого або третього порядку за керуючою дією.

Вирішити задачу синтезу алгоритмів керування в умовах параметричних та координатних збурень можна декількома методами теорії автоматичного керування, зокрема: методи керування з великим коефіцієнтом підсилення розімкненої системи, адаптивні та оптимальні методи керування з ідентифікацією параметрів у реальному часі [6-9]; інтелектуальні методи керування [10-13]; методи зворотних задач динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій [14-16]; методи теорії систем із змінною структурою у ковзному режимі [17-20].

У ковзних режимах системи володіють властивостями, які недосяжні при застосуванні класичних неперервних алгоритмів керування. Синтез алгоритмів керування у ковзних режимах класичними методами пов'язано з труднощами при визначенні рівняння та практичній реалізації гіперповерхні переключення [1, 18, 20]. Зменшити труднощі синтезу можливо при застосуванні ідей методу зворотних задач динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії [14, 16]. В основу методу покладено ідею оборотності прямого методу Ляпунова з дослідження стійкості. Метод дозволяє знаходити закон керування, у якому замкнений контур має наперед задану функцію Ляпунова, в якості якої виступає миттєве значення енергії. Характерною особливістю оптимізації є знаходження не абсолютного мінімуму функціоналу якості, як у класичних системах, а деякого мінімального значення, що забезпечує допустиму за технічними умовами динамічну похибку системи. Отримані алгоритми керування забезпечують слабку чутливість до параметричних збурень, а також здійснюють динамічну декомпозицію взаємопов'язаної системи і не містять диференційних ланок, що забезпечує їх практичну реалізацію.

Мета та завдання

Метою роботи є розробка та дослідження алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами у ковзному режимі на основі концепції зворотних задач динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергій, які забезпечують астатизм першого, другого та третього порядку. Для досягнення мети в роботі вирішено наступні завдання: отримано математичну модель синхронного двигуна відповідно до умов концепції зворотних задач динаміки; розроблено алгоритми керування швидкістю та складовими струму статора двигуна, що забезпечують роботу регуляторів у ковзному режимі; проведено дослідження алгоритмів керування та здійснено аналіз показників якості керування.

Матеріал і результати досліджень

Динамічна модель синхронного двигуна з постійними магнітами в системі координат $d-q$, яка орієнтована за магнітною віссю ротора, представляється відомою системою рівнянь (1) [4, 8, 15].

$$\begin{cases} L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d = u_d + L_q Z_p \omega_r i_q; \\ L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q = u_q - L_d Z_p \omega_r i_d - \psi_f Z_p \omega_r; \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_c; \\ M = \frac{3}{2} Z_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \end{cases} \quad (1)$$

де i_d, i_q та u_d, u_q – струми та напруги статора за осями d та q відповідно; ω_r – кутова швидкість ротора; Z_p – кількість пар полюсів двигуна; J – момент інерції; M, M_c – електромагнітний момент двигуна та момент навантаження; ψ_f – потокозчеплення від постійних магнітів; L_d, L_q – індуктивності статора за осями d та q ; R_s – електричний опір статора.

Згідно з методом динамічної декомпозиції, запропонованим у [14], для вирішення задачі керування на основі концепції зворотних задач динаміки вихідна система рівнянь (1) перетворюється до системи виду (2).

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_d = \frac{1}{L_d} u_d + \frac{1}{L_d} F_1; \\ \frac{di_q}{dt} + \frac{R_s}{L_q} i_q = \frac{1}{L_q} u_q + \frac{1}{L_q} F_2; \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [M - M_c]; \\ M = \frac{3}{2} Z_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]; \\ F_1 = L_q Z_p \omega_r i_q; \\ F_2 = -L_d Z_p \omega_r i_d - \psi_f Z_p \omega_r. \end{cases} \quad (2)$$

Координатні обурення F_1, F_2 трактуються як невизначені, проте обмежені за величиною $F_1 \leq F_1^0, F_2 \leq F_2^0$. Рівня керуючої напруги достатньо для їх компенсації $u_d > F_1^0, u_q > F_2^0$. Таким чином, взаємопов'язана нелінійна система 3-го порядку перетворюється на систему з 3-х лінійних рівнянь першого порядку. В результаті завдання керування об'єктом (1) зводиться до вирішення трьох локальних завдань керування лінійними підсистемами (2): керування струмами i_d, i_q за осями $d-q$ та швидкістю ω_r .

Функціональна схема системи векторного керування швидкістю з орієнтацією за полем ротора містить замкнутий контур регулювання струму i_d по осі d , замкнутий контур регулювання струму i_q по осі q та зовнішній до нього замкнутий контур регулювання швидкості ротора ω_r .

Бажана якість будь-якого замкнутого контуру керування згідно з концепцією зворотної задачі динаміки [14-15] задається звичайним диференціальним рівнянням наступного вигляду

$$\frac{d^r y}{dt^r} + \dots + \alpha_i \frac{d^i y}{dt^i} + \dots + \alpha_0 y = \beta_l \frac{d^l x^*}{dt^l} + \dots + \beta_j \frac{d^j x^*}{dt^j} + \dots + \beta_0 x^*. \quad (3)$$

За допомогою коефіцієнтів рівняння α_i та β_j задається бажаний характер і тривалість перехідного процесу вихідної координати у під час руху по заданій траєкторії x^* , де: x^* – диференційована за часом необхідну кількість разів функція, причому $l < r$. Порядок r рівняння (3) може бути різним для кожного замкнутого контуру керування згідно з вимогами до якості керування. Типово порядок r дорівнює або більше порядку об'єкта керування. Зв'язок між коефіцієнтами рівняння (3) і бажаними показниками якості керування, такими як час регулювання, вид перехідного процесу, перерегулювання легко встановлюється за допомогою відомих методів теорії автоматичного керування.

Модель локального об'єкта керування струмом i_d за керуючою дією на основі першого рівняння системи (2) представляється рівнянням, яке в операторній формі має вигляд

$$(s + a_{oid})i_d = b_{oid}u_d, \quad (4)$$

де $b_{oid} = \frac{1}{L_d}$, $a_{oid} = \frac{R_s}{L_d}$ – коефіцієнти рівняння; $s = d/dt$ – оператор Лапласа.

Ліва частини рівняння (4) має перший порядок $n=1$, а права нульовий $m=0$. Напряга керування може приймати тільки два фіксовані значення $+U_d$ або $-U_d$, тобто $u_d = \bar{u}_d = U_d \text{sign}(u_d)$.

Задачею синтезу є отримання бажаної якості керування замкнутого контуру регулювання струму i_d . Бажана якість задається диференціальним рівнянням замкнутого контуру виду (3), порядок якого дорівнює порядку рівняння (4), тобто $r=1$ та $l=0$

$$(s + \alpha_{oid})y_d = \alpha_{oid}i_d^*, \quad (5)$$

де i_d^* – заданий струм; y_d – вихідна координата при русі по заданій траєкторії струму.

Умова відсутності операцій диференціювання в алгоритмі керування виконується

$$\begin{aligned} r &\geq n + l - m - 1; \\ 1 &\geq 1 + 0 - 0 - 1. \end{aligned} \quad (6)$$

На основі рівняння (5) отримується бажана передавальна функція замкнутого контуру струму i_d

$$W_{id}^C(s) = \frac{y_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{\alpha_{oid}}{s + \alpha_{oid}}. \quad (7)$$

Відповідно до (7) передавальна функція розімкнутого контуру регулювання струму i_d має вигляд

$$W_{id}^R(s) = \frac{W_{id}^C(s)}{1 - W_{id}^C(s)} = \frac{\alpha_{oid}}{s}. \quad (8)$$

Аналіз функції (8) показує, що система керування струмом буде мати астатизм першого порядку $\nu=1$, а задана добротність за швидкістю дорівнює $D_\omega^\infty = \alpha_{oid}$.

Бажана тривалість монотонного перехідного процесу струму $t_{id} \approx 3 / \alpha_{oid}$ задається за допомогою єдиного коефіцієнта α_{oid} . Функція керуючої напруги u_d , повинна забезпечити якість керування струмом i_d , яка б наближалася до бажаної якості, заданої рівнянням (5). Ступінь наближення реального процесу керування струмом до бажаного оцінюється локальним функціоналом, який характеризує нормовану за індуктивністю миттєву енергію першої похідної магнітного поля, яка виступає функцією Ляпунова

$$G(u_d) = \frac{1}{2} [\dot{y}_d(t) - i_d(t, u_d)]^2. \quad (9)$$

Мінімізація функціоналу (9) здійснюється за градієнтним законом першого порядку

$$\frac{du_d(t)}{dt} = -\lambda_d \frac{dG(u_d)}{du_d}, \quad (10)$$

де $\lambda_d > 0$ – константа.

З урахуванням (4) похідна функціонала дорівнює

$$\frac{dG(u_d)}{du_d} = -\frac{1}{L_d} (\dot{y}_d - i_d). \quad (11)$$

Після підстановки (11) в (10) знаходиться алгоритм керування струмом i_d

$$\dot{i}_d(t) = k_d (\dot{y}_d - i_d), \quad (12)$$

де $k_d = \lambda_d / L_d$ – константа.

Умова збіжності процесу мінімізації функціоналу (9) при $t \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned} \frac{dG(u_d)}{dt} &< 0; \\ G(u_d) &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (13)$$

виконується відповідно до правила знаків

$$\text{sign}(k_d) = \text{sign}(1/L_d). \quad (14)$$

Змінна \dot{y}_d в алгоритмі керування (12) є заданою похідною струму, яка визначається в реальному часі з рівняння (5) шляхом замикання системи керування зворотним зв'язком за струмом $y_d = i_d$

$$\dot{y}_d = \alpha_{oid}(i_d^* - i_d). \quad (15)$$

Алгоритм керування струмом i_d набуває остаточного вигляду після інтегрування обох частин (12) з урахуванням (14)

$$\begin{aligned} u_d(t) &= k_d(y_d - i_d); \\ y_d &= \alpha_{oid} \int (i_d^* - i_d) dt; \\ \bar{u}_d &= U_d \text{sign}(u_d). \end{aligned} \quad (16)$$

Для виникнення ковзного режиму при нульових початкових умовах повинна виконуватися наступна умова [16]

$$|(\alpha_{oid} - a_{oid})i_d| < |b_{oid}u_d|. \quad (17)$$

Синтез алгоритму керування струмом i_q здійснюється на основі другого рівняння системи (2), яке в операторній формі має вигляд

$$(s + a_{oiq})i_q = b_{oiq}u_q, \quad (18)$$

де $b_{oiq} = \frac{1}{L_q}$, $a_{oiq} = \frac{R}{L_q}$ – коефіцієнти рівняння.

Бажане рівняння замкнутого контуру регулювання струму i_q задається першого порядку та забезпечує астатизм першого порядку $\nu=1$

$$(s + \alpha_{oiq})y_q = \alpha_{oiq}i_q^*. \quad (19)$$

Процедура синтезу алгоритму керування струмом i_q здійснюється аналогічно до (9)-(16). В результаті отримується алгоритм керування наступного вигляду

$$\begin{aligned} u_q(t) &= k_q(y_q - i_q); \\ y_q &= \alpha_{oiq} \int (i_q^* - i_q) dt; \\ \bar{u}_q &= U_q \text{sign}(u_q). \end{aligned} \quad (20)$$

Синтез алгоритму керування швидкістю ω_r здійснюється на основі третього та четвертого рівняння системи (2), яке в операторній формі при $i_d=0$ має вигляд

$$s\omega_r = b_{o\omega}i_q^*, \quad (21)$$

де $b_{o\omega} = \frac{1}{J} \frac{3}{2} Z_p \Psi_f$ – коефіцієнт рівняння; i_q^* – заданий струм по осі q .

Для забезпечення астатизму першого порядку $\nu=1$ бажане рівняння замкнутого контуру регулювання швидкістю ω_r виду (3) має вигляд

$$(s + \alpha_{o\omega})y_\omega = \alpha_{o\omega}i_q^*. \quad (22)$$

Процедура синтезу алгоритму керування швидкістю ω_r здійснюється аналогічно до (9)-(16). Ступінь наближення реального процесу керування швидкістю до бажаного оцінюється локальним функціоналом виду (9), який характеризує нормоване за моментом інерції миттєве значення першої похідної кінетичної енергії. За результатами синтезу отримується алгоритм керування регулятора швидкості, який забезпечує астатизм першого порядку $\nu=1$ за керуючою дією

$$\begin{aligned} i_q^*(t) &= k_\omega(y_\omega - \omega_r); \\ y_\omega &= \alpha_{o\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt; \\ \bar{i}_q^* &= I_q^* \text{sign}(i_q^*). \end{aligned} \quad (23)$$

де I_q^* – струм керування, який приймає тільки два фіксовані значення $+I_q^*$ або $-I_q^*$.

За технологічними вимогами деяких механізмів алгоритм керування швидкістю повинен забезпечувати астатизм другого порядку $\nu=2$ за керуючою дією. В цьому випадку порядок бажаного рівняння замкнутого контуру виду (3) вибирається на одиницю більше від порядку об'єкту (21)

$$(s^2 + \alpha_{1\omega}s + \alpha_{o\omega})y_\omega = (\alpha_{1\omega}s + \alpha_{o\omega})\omega_r^*. \quad (24)$$

Після проведення синтезу аналогічно до (9)-(16) алгоритм керування регулятора швидкості, який забезпечує астатизм другого порядку $\nu=2$ за керуючою дією, приймає вигляд

$$\begin{aligned} i_q^*(t) &= k_\omega (y_\omega - \omega_r); \\ y_\omega &= \int f_\omega dt; \\ f_\omega &= \alpha_{0\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt + \alpha_{1\omega} (\omega_r^* - \omega_r); \\ \bar{i}_q^* &= I_q^* \text{sign}(i_q^*). \end{aligned} \tag{25}$$

Якщо за технологічними вимогами алгоритм керування швидкістю повинен забезпечувати астатизм третього порядку $\nu=3$ за керуючою дією, то порядок бажаного рівняння замкнутого контуру виду (3) вибирається на два більше від порядку об'єкту (21)

$$(s^3 + \alpha_{2\omega} s^2 + \alpha_{1\omega} s + \alpha_{0\omega}) y_\omega = (\alpha_{2\omega} s^2 + \alpha_{1\omega} s + \alpha_{0\omega}) \omega_r^*. \tag{26}$$

Після проведення синтезу аналогічно до (9)-(16) алгоритм керування регулятора швидкості, який забезпечує астатизм третього порядку $\nu=3$ за керуючою дією, приймає вигляд

$$\begin{aligned} i_q^*(t) &= k_\omega (y_\omega - \omega_r); \\ y_\omega &= \int f_{\omega 1} dt; \\ f_{\omega 1} &= \int f_{\omega 0} dt + \alpha_{2\omega} (\omega_r^* - \omega_r); \\ f_{\omega 0} &= \alpha_{0\omega} \int (\omega_r^* - \omega_r) dt + \alpha_{1\omega} (\omega_r^* - \omega_r); \\ \bar{i}_q^* &= I_q^* \text{sign}(i_q^*). \end{aligned} \tag{27}$$

Особливістю алгоритмів керування струмом по осі d (16), струмом по осі q (20) та швидкістю (23), (25) або (27) є відсутність в них параметрів електродвигуна, що характерно для класичних алгоритмів керування. Розроблені алгоритми керування містять тільки коефіцієнти α_{0id} , α_{0iq} , $\alpha_{0\omega}$, $\alpha_{1\omega}$, $\alpha_{2\omega}$, за допомогою яких задається бажаний час та вид перехідних процесів струмів та швидкості. Швидкодія внутрішнього контуру струму по осі q повинна бути більшою за швидкодію зовнішнього контуру керування швидкістю для зменшення його впливу.

Проведено дослідження алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами у ковзному режимі шляхом моделювання. Параметри регуляторів струму (16) та (20) мають наступні значення: $\alpha_{0id}=1000$; $k_d=200$; $\alpha_{0iq}=1000$; $k_q=200$. Параметри трьох регуляторів швидкості (23), (25) та (27) відповідають динамічним властивостям фільтра Баттерворта 1-го, 2-го та 3-го порядку при забезпеченні однакового часу тривалості перехідної функції: регулятор (23) $\alpha_{0\omega}=100$; $k_\omega=200$, регулятор (25) $\alpha_{0\omega}=100^2$; $\alpha_{1\omega}=141$; $k_\omega=200$, регулятор (27) $\alpha_{0\omega}=100^3$; $\alpha_{1\omega}=20000$; $\alpha_{2\omega}=200$; $k_\omega=200$. Параметри синхронного двигуна представлено у табл. 1.

Таблиця 1 – Параметри синхронного двигуна з постійними магнітами

Параметр	Позначення	Значення
Номінальна потужність, кВт	P_n	9,42
Номінальний момент, Нм	M_n	20
Номінальна частота обертання, об/хв	n_n	4500
Номінальний струм, А	I_n	24,5
Номінальна напруга, В	U_n	220
Електричний опір статора, Ом	R_s	0,19
Індуктивність статора, мГн	$L_d = L_q$	2,2
Кількість пар полюсів	Z_p	4
Потокозчеплення магнітів, Вб	ψ_f	0,12256
Момент інерції, кг·м ²	J	0,0146

На рис. 1 показано сигнал завдання частоти обертання двигуна при пуску в холосту до значення 1000 об/хв. Сигнал представляє собою комбінацію постійного, лінійнозростаючого та параболічного сигналу для визначення показників якості керування трьох синтезованих регуляторів швидкості, які забезпечують астатизм першого, другого та третього порядку за керуючою дією. Сигнал складається з чотирьох характерних ділянок: в період від нуля і до 0,2 с, а також від 0,4 с і до 0,8 с він змінюється за параболічною залежністю; від 0,2 с і до 0,4 с – за лінійнонаростаючою залежністю; а від 0,6 с і до 0,8 с він є незмінним. На рис. 2 представлена похідна сигналу завдання частоти обертання двигуна, яка забезпечує формування заданої траєкторії швидкості, представленої на рис. 1.

На рис. 3 представлена похибка регулювання частоти обертання двигуна при роботі алгоритму керування швидкістю (23), який забезпечує астатизм 1-го порядку. При незмінному сигналі завдання на 4-

му етапі траєкторії розгону усталена похибка регулювання відсутня, що характерно для регуляторів з астатизмом 1-го порядку. При лінійнозростаючому сигналі завдання на 2-му етапі траєкторії розгону усталена відносна похибка регулювання становить 2,5 %. При параболічному сигналі завдання на 1-му та 2-му етапі траєкторії розгону відносна похибка регулювання змінюється в межах від нулю до 2,5 %.

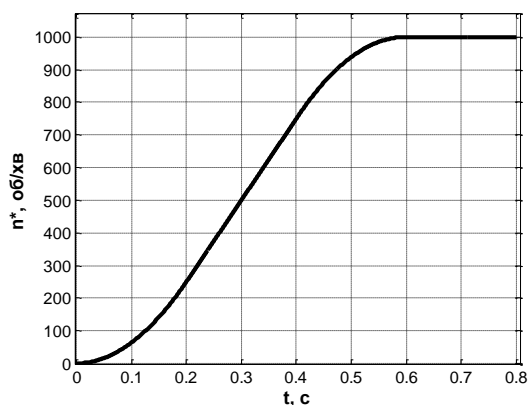


Рисунок 1 – Графік заданої частоти обертання двигуна при пуску

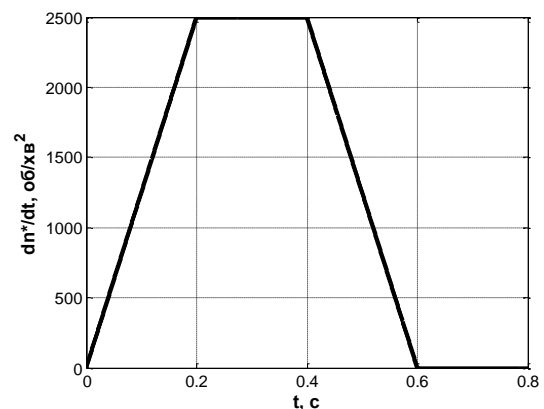


Рисунок 2 – Графік похідної заданої частоти обертання двигуна при пуску

На рис. 4 показана похибка регулювання частоти обертання двигуна при роботі алгоритму керування швидкістю (25), який забезпечує астатизм 2-го порядку. Похибка регулювання відсутня на 2-му етапі траєкторії розгону при лінійнозростаючому сигналі та 4-му етапі розгону при незмінному сигналі завдання, що характерно для регуляторів з астатизмом 2-го порядку. Під час параболічного сигналу завдання на 1-му та 3-му етапі траєкторії розгону усталене значення відносної похибки регулювання дорівнює 0,125 %.

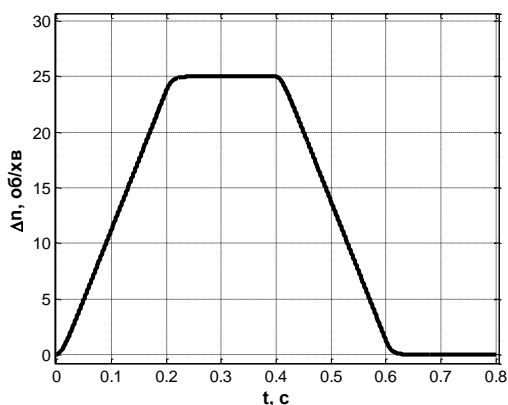


Рисунок 3 – Графік похибки регулювання частоти обертання з алгоритмом керування, що забезпечує астатизм 1-го порядку

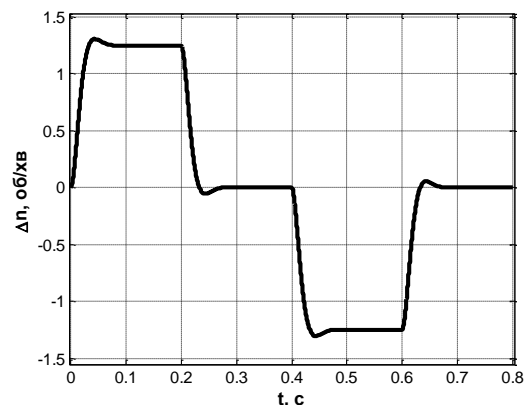


Рисунок 4 – Графік похибки регулювання частоти обертання з алгоритмом керування, що забезпечує астатизм 2-го порядку

На рис. 5 представлена похибка регулювання частоти обертання двигуна при роботі алгоритму керування швидкістю (27), який забезпечує астатизм 3-го порядку. Усталена похибка регулювання відсутня на всіх етапах траєкторії розгону двигуна, що характерно для регуляторів з астатизмом 3-го порядку. Максимальна динамічна відносна похибка на початку та в кінці етапів параболічного сигналу завдання становить 0,05 %.

На рис. 6 показано графік моменту двигуна під час розгону. На 2-му етапі траєкторії розгону при лінійнозростаючому сигналі завдання усталений момент двигуна становить 3,8 Нм.

На рис. 7 представлено характер зміни заданого струму по осі q , який формується на виході регулятора швидкості, що працює в ковзному режимі. Завдання струму змінюється стрибком від +49 А до -49 А, що дорівнює двократному номінальному значенню струму двигуна $I_q^* = 2I_H$.

На рис. 8 представлена напруга двигуна по осі q , яка є виходом регулятора струму по осі q . Регулятор струму працює у ковзному режимі. Напруга змінюється стрибком від +311 В до -311 В, що дорівнює номінальному амплітудному значенню $U_q = \sqrt{2}U_H$. Напруга двигуна по осі d змінюється аналогічно.

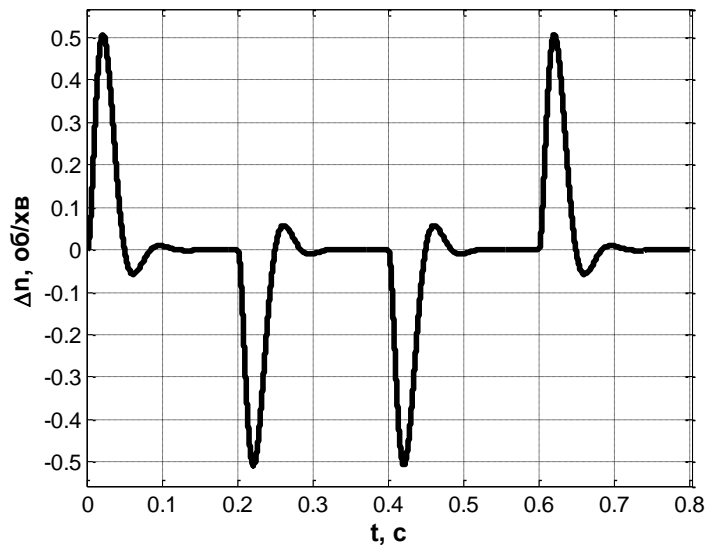


Рисунок 5 – Графік похибки регулювання частоти обертання з алгоритмом керування, що забезпечує астатизм 3-го порядку

Таким, чином, дослідження показали працездатність синтезованих алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами у ковзному режимі та високі показники якості керування. Особливістю алгоритмів керування є відсутність у них параметрів об'єкта та операцій диференціювання, що полегшує їх практичну реалізацію. Параметри регуляторів тільки містять коефіцієнти, за допомогою яких задається бажана тривалість та вид перехідних процесів струму і швидкості електродвигуна.

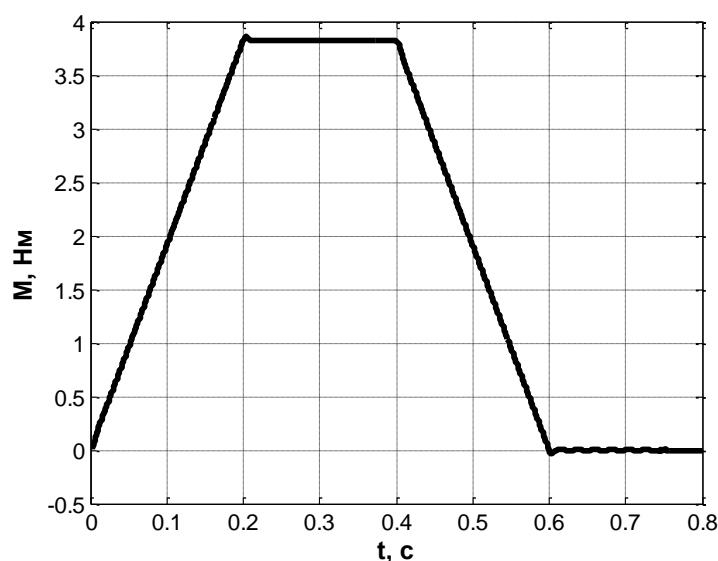


Рисунок 6 – Графік моменту синхронного двигуна

Висновки

1. Запропоновано метод синтезу алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами у ковзному режимі на основі концепції зворотної задачі динаміки у поєднанні з мінімізацією локальних функціоналів миттєвих значень енергії. Розглянуто алгоритми керування, які забезпечують відпрацювання заданих траєкторій руху з астатизмом 1-го, 2-го та 3-го порядку за керуючою дією. Метод забезпечує просту реалізацію регуляторів системи керування, в яких відсутні операції диференціювання. Сигнали на виході регуляторів складових струму статора та швидкості змінюються стрибком від максимального до мінімального значення. Особливістю регуляторів є відсутність в них параметрів синхронного двигуна, що характерно для класичних регуляторів. Параметри регуляторів містять тільки коефіцієнти, за допомогою яких задається бажана тривалість та вид перехідних процесів струму і швидкості електродвигуна.

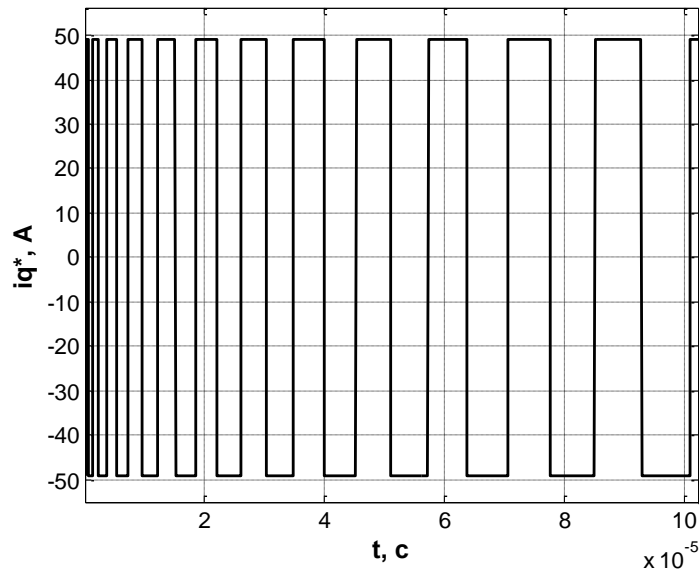


Рисунок 7 – Графік зміни струму завдання по осі q

2. Дослідження алгоритмів керування швидкістю синхронного двигуна з постійними магнітами у ковзному режимі здійснено шляхом моделювання. Результати моделювання показали працездатність алгоритмів керування. Трасекторія пуску двигуна сформована з характерних ділянок постійного, лінійнозростаючого та параболічного сигналу для визначення показників якості керування трьох синтезованих регуляторів швидкості, які забезпечують астатизм першого, другого та третього порядку. Алгоритм керування швидкістю з астатизмом 1-го порядку забезпечує нульову похибку регулювання тільки при незмінному сигналі завдання. При лінійнозростаючому сигналі завдання усталена відносна похибка регулювання становить 2,5 %, а при параболічному сигналі завдання похибка змінюється в межах від нуля до 2,5 %. Алгоритм керування швидкістю з астатизмом 2-го порядку забезпечує нульову усталену похибку регулювання при незмінному та лінійнозростаючому сигналі завдання, а при параболічному сигналі завдання усталена відносна похибка регулювання дорівнює 0,125 %. Алгоритм керування швидкістю з астатизмом 3-го порядку забезпечує нульову усталену похибку регулювання при незмінному, лінійнозростаючому та параболічному сигналі завдання, а максимальна динамічна відносна похибка становить 0,05 %.

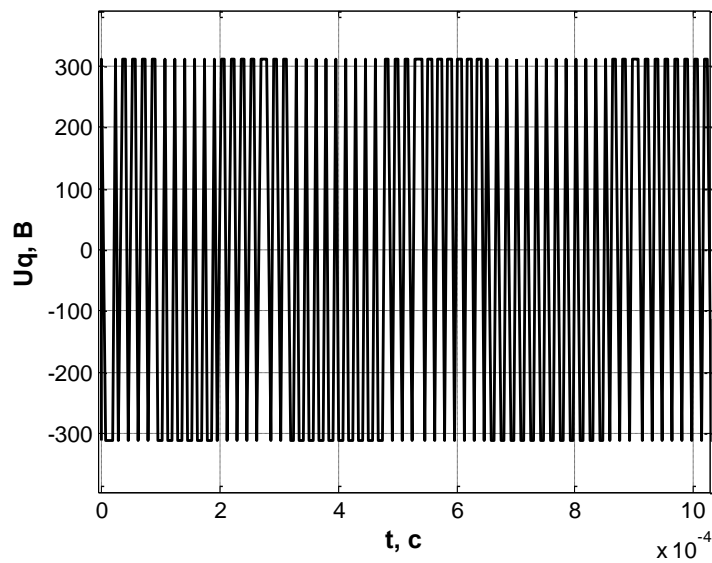


Рисунок 8 – Графік зміни напруги двигуна по осі q

Список використаної літератури

1. R. Zhang, Y. Xia, P. Zhu, G. Huang, Y. Zhang and X. Mi, "Speed control of Permanent Magnet Synchronous Motor system using quick-power reaching law based on sliding mode control," *2023 CAA Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS)*, Yibin, China, 2023, pp. 1-7, doi: 10.1109/SAFEPROCESS58597.2023.10295830.
2. M. Ostroverkhov, V. Chumack and E. Monakhov, "Synchronous Axial-Flux Generator with Hybrid Excitation in Stand Alone Mode", *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 455-459. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879849.
3. Shchur I., Rusek A., Mandzyuk M. Power effective work of PMSM in electric vehicles at the account of magnetic saturation and iron losses // *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. – 2015. – N 1. – P. 199-202, doi:10.15199/48.2015.01.45.
4. Z. Li, S. Zhou, Y. Xiao and L. Wang, "Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Self-Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controller," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 44998-45011, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2909308.
5. V. Osadchyy, O. Nazarova and V. Brylysty, "Laboratory Stand for Research of Energy Characteristics of Electric Vehicle Drives," *2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/MEES52427.2021.9598661.
6. B. Kuznetsov, I. Bovdai and T. Nikitina, "Robust Electromechanical Servo System Parametric Synthesis as Multi Criteria Game Decision Based on Particles Multi Swarm Optimization," *2019 IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 2019, pp. 206-209.
7. B. Kuznetsov, I. Bovdai and T. Nikitina, "Multiobjective Optimization of Electromechanical Servo Systems," *2019 IEEE 20th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, 2019.
8. S. -z. Zhang and Q. -l. Yang, "A robust sliding-mode control strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor," *2010 2nd International Conference on Future Computer and Communication*, 2010, pp. V3-457-V3-460, doi: 10.1109/ICFCC.2010.5497551.
9. C. Li, J. Sun and Y. Guo, "Adaptive integral sliding mode control for permanent magnet synchronous motor speed regulation system," *2020 7th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEAA)*, 2020, pp. 465-470, doi: 10.1109/IFEAA51475.2020.00103.
10. B. Prymak, S. Korol and M. Ostroverkhov, "Design of a Digital Following System of Welding Robot With a Visual Sensor," *IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies*, Lviv, Ukraine, 2021, pp. 66-70, doi: 10.1109/EUROCON52738.2021.9535643.
11. B. Prymak and M. Moreno-Eguilaz, "Characteristics of induction motor drives with torque maximization in field weakening region," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 508-513, doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100292.
12. G. Panneerselvam, M. Annamalai, Y. H. Joo and P. Mani, "Fuzzy-Based Integral Sliding Mode Control for PMSM With Fractional Stochastic Disturbances," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, doi: 10.1109/TSMC.2023.3325043.
13. B. Sonkriwal, P. R. D and H. Tiwari, "Analysis of Sliding Mode, FUZZY-PI and PI Control Strategies for Permanent Magnetic Synchronous Motor Drive," *2023 IEEE 3rd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, Bhubaneswar, India, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/SeFeT57834.2023.10245741.
14. M. Ostroverkhov and M. Buryk, "Vector Control of Field Regulated Reluctance Motor", *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 486-490. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879902.
15. N. Ostroverkhov and N. Buryk, "Control System with Field Weakening of Synchronous Motor Drive," *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240903.
16. M. Ostroverkhov, V. Chibelis and M. Falchenko, "Synthesis of Control Algorithms for a Permanent Magnet Synchronous Motor in Sliding Mode," *2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2022, pp. 1-5, doi:10.1109/MEES58014.2022.10005704.
17. L. Xiang, W. Yan and J. Zhicheng, "Global Fast Terminal Sliding Mode Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Under Disturbances," *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*, 2018, pp. 3092-3095, doi: 10.23919/ChiCC.2018.8484001.
18. X. Sun, H. Yu and X. Liu, "Design and Application of Sliding Mode Controller in PMSM Position Tracking Control Based on Adaptive Backstepping," *2018 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2018, pp. 3507-3511, doi: 10.1109/CAC.2018.8623152.
19. D. Jin, L. Liu, Q. Lin and D. Liang, "Sensorless Control Strategy of PMSM with Disturbance Rejection Based on Adaptive Sliding Mode Control Law," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, doi: 10.1109/TTE.2023.3327144.

20. J. Hu, H. Lu and X. Tang, "Flux-weakening Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control," *2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEAA)*, Zhuhai, China, 2022, pp. 833-837, doi: 10.1109/IFEAA57288.2022.10037973.

M. Ostroverkhov¹, Dr. Sc. (Eng.), Prof., ORCID 0000-0002-7322-8052

D. Kolomiichuk¹, master student, ORCID 0009-0006-0441-8975

M. Falchenko¹, Ph. D. student ORCID 0000-0002-0964-7164

H. Bolshakov¹, Ph. D. student ORCID 0009-0002-3339-7625

H. Veshchikov¹, Ph. D. student ORCID 0009-0002-0606-9765

¹National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR IN SLIDING MODE

The paper examines a series of speed control algorithms for a synchronous permanent magnet motor in sliding mode, providing asymptotic stability of the first, second, and third order. In the sliding mode, the control system exhibits properties that are unattainable with classical continuous control algorithms. The control algorithms are developed based on the inverse dynamics method combined with the minimization of local instantaneous energy functionals. The key idea of the method lies in the reversibility of the direct Lyapunov method for stability analysis. The closed-loop control system has a predefined Lyapunov function, represented by the instantaneous energy. Notably, the control algorithms do not require knowledge of the object's parameters or differentiation operations, which facilitates their practical implementation. The regulator parameters consist solely of coefficients used to specify the desired duration and shape of current and motor speed transient processes. The vector speed control system comprises two controllers for the stator current components and the motor speed controller. All regulators operate in sliding mode. The output signals of the stator current component controllers and speed vary discontinuously from maximum to minimum values. Simulation results demonstrate the effectiveness and high-quality performance of the control algorithms. To determine the control performance indicators for the three synthesized speed controllers, the motor startup trajectory is formed from characteristic segments of constant, linearly increasing, and parabolic signals. The speed control algorithm with a first-order asymptote ensures zero tracking error only for a constant reference signal. With a linearly increasing reference signal, the steady-state relative tracking error is 2,5 %, while for a parabolic reference signal, the error varies between zero and 2,5 %. The second-order asymptotic speed control algorithm ensures zero steady-state tracking error for constant and linearly increasing reference signals, and for a parabolic reference signal, the steady-state relative tracking error is 0,125 %. The third-order asymptotic speed control algorithm ensures zero steady-state tracking error for constant, linearly increasing, and parabolic reference signals, with a maximum dynamic relative tracking error of 0,05 %.

Keywords: *electrical drive, synchronous motor with permanent magnets, control algorithm, sliding mode.*

References

1. R. Zhang, Y. Xia, P. Zhu, G. Huang, Y. Zhang and X. Mi, "Speed control of Permanent Magnet Synchronous Motor system using quick-power reaching law based on sliding mode control," *2023 CAA Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS)*, Yibin, China, 2023, pp. 1-7, doi: 10.1109/SAFEPROCESS58597.2023.10295830.
2. M. Ostroverkhov, V. Chumack and E. Monakhov, "Synchronous Axial-Flux Generator with Hybrid Excitation in Stand Alone Mode", *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 455-459. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879849.
3. Shchur I., Rusek A., Mandzyuk M. Power effective work of PMSM in electric vehicles at the account of magnetic saturation and iron losses // *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. – 2015. – N 1. – P. 199-202, doi:10.15199/48.2015.01.45.
4. Z. Li, S. Zhou, Y. Xiao and L. Wang, "Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Self-Adaptive Super-Twisting Sliding Mode Controller," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 44998-45011, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2909308.
5. V. Osadchyy, O. Nazarova and V. Brylysty, "Laboratory Stand for Research of Energy Characteristics of Electric Vehicle Drives," *2021 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/MEES52427.2021.9598661.

6. B. Kuznetsov, I. Bovdvi and T. Nikitina, "Robust Electromechanical Servo System Parametric Synthesis as Multi Criteria Game Decision Based on Particles Multi Swarm Optimization," *2019 IEEE 5th International Conference Actual Problems of Unmanned Aerial Vehicles Developments (APUAVD)*, 2019, pp. 206-209.
7. B. Kuznetsov, I. Bovdvi and T. Nikitina, "Multiobjective Optimization of Electromechanical Servo Systems," *2019 IEEE 20th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, 2019.
8. S. -z. Zhang and Q. -l. Yang, "A robust sliding-mode control strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor," *2010 2nd International Conference on Future Computer and Communication*, 2010, pp. V3-457-V3-460, doi: 10.1109/ICFCC.2010.5497551.
9. C. Li, J. Sun and Y. Guo, "Adaptive integral sliding mode control for permanent magnet synchronous motor speed regulation system," *2020 7th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEAA)*, 2020, pp. 465-470, doi: 10.1109/IFEAA51475.2020.00103.
10. B. Pryymak, S. Korol and M. Ostroverkhov, "Design of a Digital Following System of Welding Robot With a Visual Sensor," *IEEE EUROCON 2021 - 19th International Conference on Smart Technologies*, Lviv, Ukraine, 2021, pp. 66-70, doi: 10.1109/EUROCON52738.2021.9535643.
11. B. Pryymak and M. Moreno-Eguilaz, "Characteristics of induction motor drives with torque maximization in field weakening region," *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 2017, pp. 508-513, doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100292.
12. G. Panneerselvam, M. Annamalai, Y. H. Joo and P. Mani, "Fuzzy-Based Integral Sliding Mode Control for PMSM With Fractional Stochastic Disturbances," in *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, doi: 10.1109/TSMC.2023.3325043.
13. B. Sonkriwal, P. R. D and H. Tiwari, "Analysis of Sliding Mode, FUZZY-PI and PI Control Strategies for Permanent Magnetic Synchronous Motor Drive," *2023 IEEE 3rd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, Bhubaneswar, India, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/SeFeT57834.2023.10245741.
14. M. Ostroverkhov and M. Buryk, "Vector Control of Field Regulated Reluctance Motor", *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 486-490. doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879902.
15. N. Ostroverkhov and N. Buryk, "Control System with Field Weakening of Synchronous Motor Drive," *2020 IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/PAEP49887.2020.9240903.
16. M. Ostroverkhov, V. Chibelis and M. Falchenko, "Synthesis of Control Algorithms for a Permanent Magnet Synchronous Motor in Sliding Mode," *2022 IEEE 4th International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 2022, pp. 1-5, doi:10.1109/MEES58014.2022.10005704.
17. L. Xiang, W. Yan and J. Zhicheng, "Global Fast Terminal Sliding Mode Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Under Disturbances," *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*, 2018, pp. 3092-3095, doi: 10.23919/ChiCC.2018.8484001.
18. X. Sun, H. Yu and X. Liu, "Design and Application of Sliding Mode Controller in PMSM Position Tracking Control Based on Adaptive Backstepping," *2018 Chinese Automation Congress (CAC)*, 2018, pp. 3507-3511, doi: 10.1109/CAC.2018.8623152.
19. D. Jin, L. Liu, Q. Lin and D. Liang, "Sensorless Control Strategy of PMSM with Disturbance Rejection Based on Adaptive Sliding Mode Control Law," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, doi: 10.1109/TTE.2023.3327144.
20. J. Hu, H. Lu and X. Tang, "Flux-weakening Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control," *2022 9th International Forum on Electrical Engineering and Automation (IFEAA)*, Zhuhai, China, 2022, pp. 833-837, doi: 10.1109/IFEAA57288.2022.10037973.

Надійшла: 13.11.2023
Received: 13.11.2023