

УДК 621.313.84

О. В. МАКАРЧУК, М. В. ХАЙ

БУДОВА ТА АЛГОРИТМ КЕРУВАННЯ НИЗЬКОШВИДКІСНИМ СЕРВОПРИВОДОМ НА ОСНОВІ СИНХРОННОГО ДВИГУНА ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

Розглядається структура системи керування низькошвидкісним сервоприводом, що містить синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів та інкрементальний енкодер. Обґрунтовується спосіб формування квазісинусоїдальних напруг живлення. Пропонується методика розрахунку рівня пульсацій частоти обертання за умов використання енкодера з відомою роздільною здатністю та пропорційного регулятора.

Ключові слова: система керування, сервопривід, синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів, інкрементальний енкодер, частота обертання, роздільна здатність.

Рассматривается структура системы управления низкоскоростным сервоприводом, который содержит синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов и инкрементальный энкодер. Обосновывается способ формирования квазисинусоидальных напряжений питания. Предлагается методика расчета уровня пульсаций частоты вращения, при использовании энкодера с известной разрешающей способностью и пропорционального регулятора.

Ключевые слова: система управления, сервопривод, синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов, инкрементальный энкодер, частота вращения, разрешающая способность.

Purpose. Low-speed servo (<50 rotations per min) is an integral part of automated systems for which the ability to manage the most accurate movement of the working element – an angle, speed, acceleration - is the main technical requirement. **Formulation of the problem.** At the stage of servo design, an engineer has to solve a number of problems from different fields of electronics and electromechanics: to design or choose an electromechanical transducer – servomotor, select the desired rotor position sensor, to create a control system. **The aim** is to develop the structure of a servo control system comprising a synchronous motor with excitation from permanent magnets, to prove the feasibility of using incremental encoder and develop a method of selecting an encoder resolution. **Practical value.** The use of an incremental encoder is possible for low-speed servo on the basis of synchronous motor with permanent magnets which significantly reduces the cost of the drive as a whole. **Originality.** The mathematical model allows to calculate a ripple amplitude of the rotational speed when using the specified encoder resolution and the presence of proportional rotation regulator.

Keywords: control system, servo, synchronous motor with excitation from permanent magnets, incremental encoder, rotation, resolution.

Вступ. Низькошвидкісний сервопривід (<50 об/хв) є невід'ємною частиною автоматизованих систем, для яких здатність до якомога точнішого керування параметрами руху робочого елемента – кутом повороту, частотою обертання, прискоренням, – є основною технічною вимогою [1, 6]. З погляду цілої низки переваг такого приводу у порівнянні, наприклад, з кроковим, актуальною вбачається задача по подальшому розвитку та вдосконаленню методів його створення й аналізу.

Постановка задачі. На етапі проектування сервоприводів інженеру доводиться розв'язувати цілу низку задач з різних галузей електромеханіки та електроніки: проектувати або обирати електромеханічний перетворювач – серводвигун, підбирати необхідний датчик положення ротора (ДПР), створювати систему керування (СК). Всі ці завдання у своєму взаємозв'язку впливають на кінцевий результат – забезпечення вимог технічного завдання (ТЗ). Тому важливо ще на етапі проектування таких систем мати рекомендації та методики щодо створення або вибору їх складових. У даній роботі увага приділена структурному синтезу вищезгаданої системи та особливостям вибору її окремих частин.

Мета дослідження:

- розробити будову СК сервопривода, що містить синхронний двигун зі збудженням від постійних магнітів (СДПМ);
- обґрунтувати доцільність використання інкрементального енкодера;
- розробити методику вибору роздільної здат-

ності енкодера, у відповідності з вимогами щодо величини допустимої пульсації частоти обертання.

Структура сервопривода. Основною складовою частиною пропонованої системи є центральний процесор CPU1 (рис.1). До його функцій відноситься:

- читання абсолютного дискретного значення кута повороту ротора, перевірка коректності цього значення та перерахунок його в електричні градуси (° ел.);
- зміна параметрів (коефіцієнтів заповнення) 3-фазного широтно-імпульсного регулятора (ШІР) напруги у відповідності з поточним дискретним значенням кута повороту ротора;
- обробка сигналів керування «верхнього» рівня – «ПУСК», «СТОП», «РЕВЕРС» та ін.

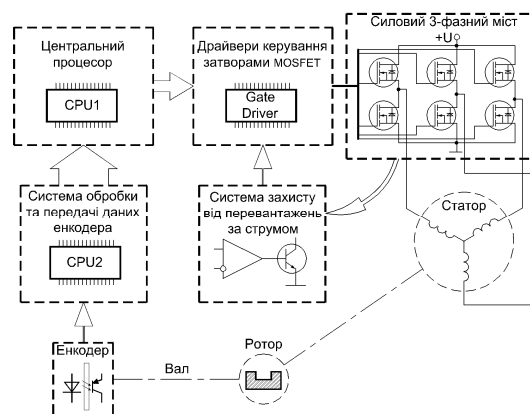


Рис. 1 – Структура двопроекторної СК

ШПР напруги побудований на двох лічильниках, що входять до складу контролера CPU1. Шість виходів контролера, стан яких керується регістрами лічильників, безпосередньо сполучаються з мікросхемами драйверів затворів потужних польових транзисторів типу MOSFET [4].

Необхідність у використанні цих драйверів обумовлена двома причинами: по-перше, для силових ключів вони генерують сигнали відкривання/закривання такої форми, що мінімізують втрати в них та забезпечують швидкодію всієї системи; по-друге, використовуючи так звані Bootstrap-конденсатори, ці драйвери керують 3-фазним мостом використовуючи лише одне джерело живлення (у нашому випадку напругою 12 В). Відмова від їх використання призвела б до необхідності використання принаймні 4-х гальванічно не зв'язаних джерел живлення.

ШПР під керуванням CPU1 формує 3-фазну систему синусоїдальних напруг живлення обмотки якоря двигуна. Правда, вважати ці напруги синусоїдальними можна лише умовно. Якщо після подачі цієї системи напруг на якор двигуна, результуючий вектор намагнічувальної сили обмотки якоря буде випереджувати за напрямом обертання поздовжню вісь індуктора (вісь d), двигун почне обертання.

На валу двигуна встановлено давач кута повороту ротора – енкодер. Цей пристрій перетворює інформацію про положення ротора в електричний сигнал. Для цього використовуються цифрові абсолютні енкодери, які положення оберткової частини перетворюють безпосередньо в бінарний код або код Грея. Цей різновид енкодерів порівняно дорогий, і найчастіше застосовується у високоточних сервоприводах верстатів з ЧПК, слідкуючих та навігаційних системах.

Більш розповсюдженими та дешевими для даного застосування є, так звані, інкрементальні енкодери (анг. increment – (матем.) інкремент, (нескінченно малий) приріст; крок) – пристрої, які відносно положення оберткової частини кодують певною кількістю електричних імпульсів. Якщо постійно рахувати цю кількість, то стає відомим дискретне значення кута повороту ротора відносно певного початкового положення.

Для порівняння, 12-бітовий абсолютний енкодер фірми Kubler в Україні коштує ≈ 450 євро, а інкрементальний тієї ж фірми та такої самої розрядності ≈ 150 євро.

Отже, імпульси інкрементального енкодера підраховуються спеціально створеною системою обробки та передачі даних (СОПД), яка перетворює їх у абсолютне значення кута повороту ротора та у вигляді бінарного коду передає до центрального процесора СК. СОПД побудована на основі іншого мікроконтролера CPU2.

Застосування додаткового контролера дозволило розвантажити центральний процесор та підняти швидкодію всієї системи, а використання інкрементального енкодера разом з пропонованою СОПД дозволило здешевити СК майже у тричі.

Також, з'явилася можливість запису поточних значень кута повороту або частоти обертання на цифрові накопичувачі інформації персональних комп'ютерів.

Однак, при пуску сервопривода з довільного стану виникає необхідність у початковому встановленні ротора в положення, що відповідає реперному. Цю обставину можна вважати основним недоліком застосування інкрементального енкодера у порівнянні з абсолютним, який здатен передавати інформацію про фактичне положення об'єкту відразу після вмикання живлення.

Таке початкове встановлення ротора двигуна у реперне положення здійснюється програмно, за допомогою процедури, що реалізує пуск та роботу СДПМ без ДПР. Блок-схема головного модуля обслуговуючої програми наведена на рис. 2.

Можна казати, що структурні елементи пропонованої СК – ШПР напруги, силовий міст та енкодер, разом з СОПД, – охоплені петлею зворотного зв'язку за положенням ротора, й реалізують класичну схему фазового автопідлаштування частоти, яка широко застосовується в автоматичці.

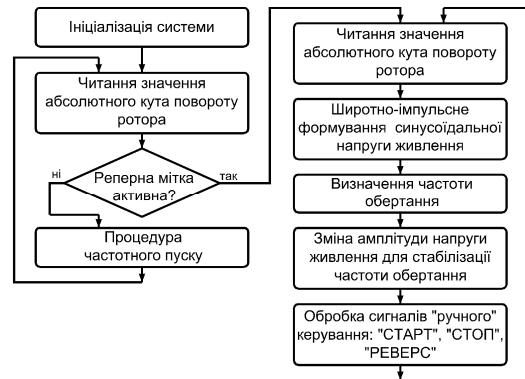


Рис. 2 – Блок-схема обслуговуючої програми

Також зазначимо, що пропонована система має апаратно незалежну систему захисту від перевантажень за струмом. Вона побудована з використанням давача Холла та вимикає ключі моста за допомогою спеціального сигналу для драйверів керування затворами. Система захисту має властивості тригеру й після спрацювання потребуватиме ручного втручання.

Широтно-імпульсне регулювання напруги. В основі принципу широтно-імпульсного регулювання напруги або струму лежить властивість, притаманна сигналам прямокутної форми – їх середнє значення ξ_{cp} за період T_i пропорційно добутковій

$$\xi_{cp} = \frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} \xi dt = \frac{t_i}{T_i} \xi_{max} = k_3 \xi_{max}, \quad (1)$$

де $k_3 = \frac{t_i}{T_i}$ – коефіцієнт заповнення імпульсу;

ξ_{max} – його амплітуда;

t_i – тривалість імпульсу.

Отже, маючи можливість змінювати k_3 високочастотного сигналу сталої амплітуди, можна формувати низькочастотні сигнали практично будь-якої форми.

Для формування синусоїдальних напруг живлення серводвигуна змінюватимемо електричні потенціали виводів його фазних обмоток, під'єднаних до силового напівпровідникового транзисторного моста, відносно нульового потенціалу «землі», за гармонічним законом. Транзистори моста, витоки яких під'єднано на «землю», називатимемо «нижніми», а ті, стоки яких під'єднані на + напруги живлення $+U_{ж}$ – «верхніми» (див. рис.1).

Як вже згадувалося, апаратно ця функція здійснюється за допомогою лічильників, вбудованих в мікроконтролер CPU1 системи керування. Шість виводів контролера, стан яких безпосередньо залежить від вмісту регістрів лічильників, через мікросхеми-драйвери керуватимуть ключами силового моста, до якого й під'єднані виводи фаз машини.

На рис. 3 схематично показано зміну значення лічильного регістра такого лічильника від 0 до значення L_{max} та назад до 0. В моменти часу, коли значення CP , розташоване в регістрі порівняння, збігається зі значенням в лічильному регістрі, відбувається зміна стану відповідного виходу U_L мікроконтролера.

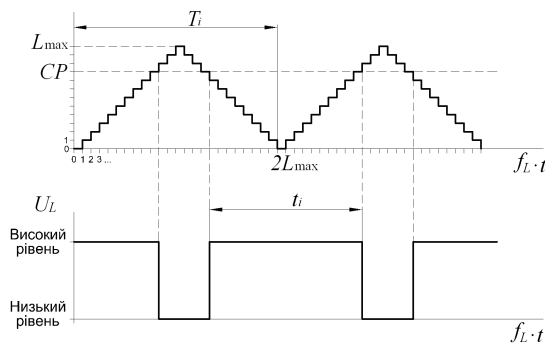


Рис. 3 – Принцип зміни коефіцієнту заповнення імпульсів керування

У регістри порівняння лічильників записуватимемо відповідні значення, пропорційні до k_3 й такі, що є гармонічними функціями кута повороту ротора. Тоді, середні значення потенціалів виводів фазних обмоток за період ШПР змінюватимуться відносно «землі» за законами

$$\begin{aligned}\varphi_U^* &= A^*(1 + \sin(\gamma)); \\ \varphi_V^* &= A^*(1 + \sin(\gamma - 120^\circ)); \\ (2) \varphi_W^* &= A^*(1 + \sin(\gamma + 120^\circ)),\end{aligned}$$

де A^* – амплітуда потенціалів у відносних одиницях (в.о.) (за базове значення прийнята постійна напруга живлення силового моста $U_{ж}$ ($U_{ж}^* = 1$ в.о.));

γ – кут повороту ротора у ° ел. Максимальне (теоретичне) значення $A^* = 0,5$ в.о.

Лінійна напруга, що подається на обмотки U та V двигуна, вираховується як

$$\begin{aligned}U_{UV}^* &= \varphi_U^* - \varphi_V^* = A^*(1 + \sin(\gamma)) - \\ &- A^*(1 + \sin(\gamma - 120^\circ)) = -\sqrt{3}A^* \cos(\gamma + 60^\circ),\end{aligned}\quad (3)$$

а відносно значення її амплітуди $U_A^* = 0,866$ в.о.

Пам'ятаючи про необхідність так званих «мертвих» зон – часових інтервалів, коли обидва транзистори півмоста знаходяться у вимкненому стані, реальне значення A^* є дещо меншим від 0,5 в.о. Це дозволяє уникати наскрізних струмів, особливо за індуктивного навантаження моста.

На практиці час «мертвої» зони приймають 2-5 μ s, що в перерахунку на дискретні значення k_3 призводить до істотного зменшення амплітуди A^* .

Наприклад, для 9-розрядного лічильника, що працює на частоті $f_L = 16$ МГц «мертва» зона $t_{мз} = 4\mu$ s потребуватиме $f_L \cdot t_{мз} = 16 \cdot 4 = 64$ такти, що призведе до зменшення амплітуди потенціалів $A^* = 0,5 \left(1 - \frac{f_L \cdot t_{мз}}{2^9}\right) = 0,4375$ в.о. й відповідно до зменшення амплітуди лінійної напруги $U_A^* = \sqrt{3}A^* = 0,758$ в.о. Частота ШПР, в цьому випадку розраховується як $f_{ШПР} = \frac{f_L}{2 \cdot 2^9} = 15,625$ кГц.

На рис.4, а показано залежності від кута повороту потенціалів двох фазних обмоток та відповідна їм лінійна напруга з урахуванням $t_{мз}$.

Можливий інший спосіб формування гармонічних напруг. Потенціали виводів фазних обмоток змінюватимемо за кусковими функціями виду

$$\varphi_U^* = 2A^* \sin(\gamma) \text{ у діапазоні кутів повороту ротора}$$

від $0 \div 120^\circ$ ел. ;

$$\varphi_U^* = 2A^* \sin(\gamma + 120^\circ) \text{ – від } 120 \div 240^\circ \text{ ел. ;} \quad (4)$$

$$\varphi_U^* = 0 \text{ – від } 240 \div 360^\circ \text{ ел.}$$

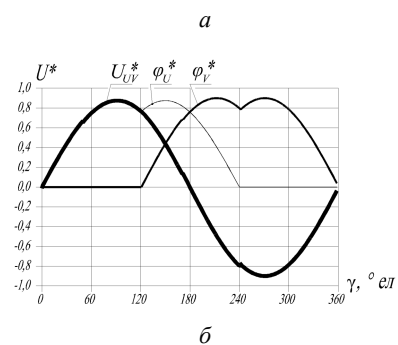
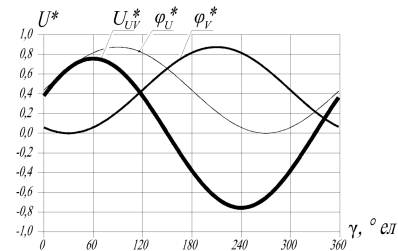


Рис. 4 – Принципи формування синусоїдальних напруг живлення, за допомогою:

а – неперервних функцій; б – кускових функцій

Потенціали φ_V^* та φ_W^* зсунуті за фазою відносно φ_U^* на кути $+120^\circ$ ел. та -120° ел. відповідно. Амплітуда лінійної напруги з урахуванням t_{M3} , в даному випадку складає $U_A^* = 2A^* = 0,875$ в.о., що на 11,7% більше ніж у випадку використання неперервних функцій.

Також, видно (див. рис. 4, б), що, за даного способу регулювання, третину періоду «нижні» транзистори будуть повністю відкритими, а відповідні «верхні» – закритими. Це очевидно істотно зменшить динамічні втрати в ключах, які мають місце за їх перемикування.

Враховуючи вищенаведені переваги, обрано саме такий спосіб формування синусоїдальних напруг живлення.

На рис. 5, а показано осцилограми лінійної напруги виміряної безпосередньо на затискачах двигуна та тієї ж напруги поданої на осцилограф через згладжуючий RC фільтр (10 кОм, 68 нФ).

На рис. 5, б наведено ті ж самі напруги але за іншої часової розгортки (частота ШПР 15,625 кГц).

На рис. 5, в показано фільтровані напруги на двох протилежних ключах півмоста («верхньому» та «нижньому»), виміряні відносно точки приєднання фази двигуна.

Методика вибору роздільної здатності енкодера. Для розробки такої методики з'ясуємо причини, що призводять до пульсацій частоти обертання ω . На нашу думку, це наступні фактори:

- пульсації моменту навантаження, прогнозованого та випадкового характеру;
- відхилення форми напруг живлення від синусоїдальної;
- магнітна несиметрія магнітопроводу (неоднаковість магнітних характеристик полюсів індуктора);
- геометрична несиметрія магнітопроводу (відхилення розмірів технологічного характеру, ексцентриситет і радіальне биття ротора);
- насичення магнітопроводу;
- зубчаста структура осердя статора.

Вплив деяких з цих факторів, можна мінімізувати ще на етапі проектування машини. Зокрема, правильний вибір співвідношення між кількостями зубців статора й полюсів ротора та конструкції ротора з постійними магнітами [1, 2], селектування магнітів, профілювання повітряного проміжку, скіс пазів осердя статора або полюсів, істотно зменшує реактивний момент обумовлений зубчастістю осердя.

Але незалежно від походження пульсації частоти обертання доводиться усувати за допомогою апаратних або програмних регуляторів в колі зворотного зв'язку. Оскільки до складу сервоприводу входить енкодер, пропонуємо саме його використовувати як давач частоти обертання [5, 6]. Отже, рівень пульсації ω після регулювання, в першу чергу, буде залежати від роздільної здатності енкодера.

Інформація про поточне значення ω потрапляє до СК дискретно, через приблизно однакові інтервали часу

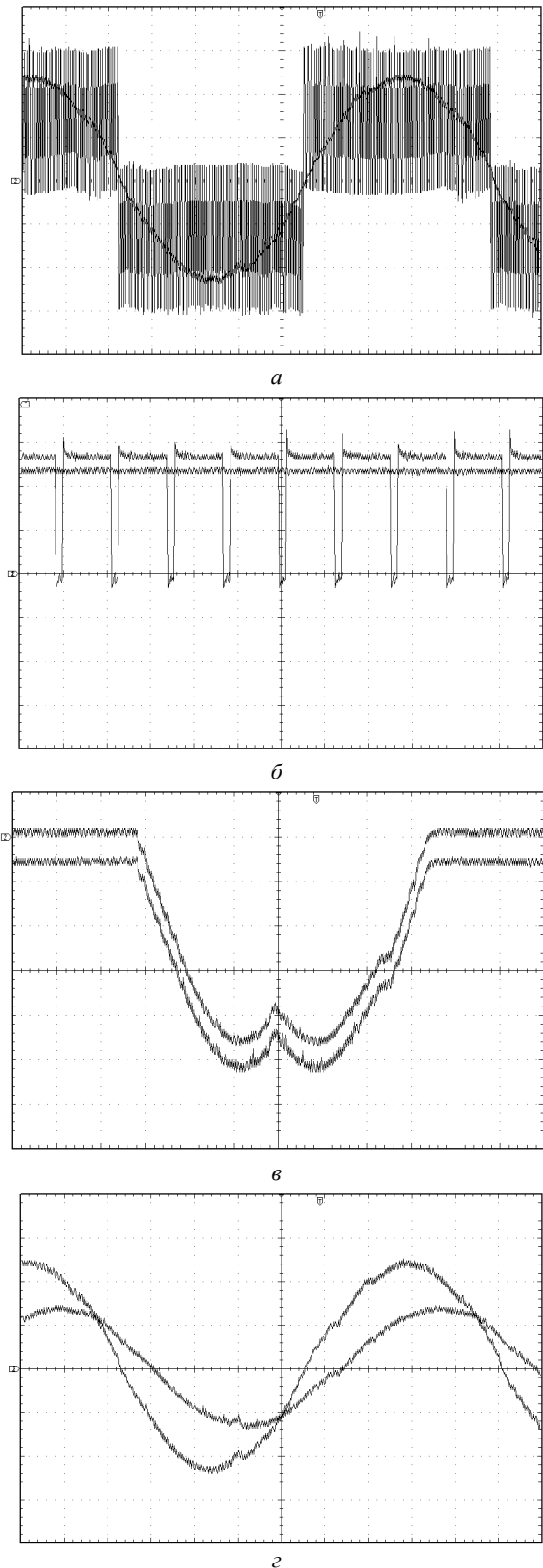


Рис. 5 – Осцилограми напруг а – $mt=10$ мс/под.; $\mu=10$ В/под.; б – $mt=50$ μ с/под.; $\mu=10$ В/под.; в – $mt=10$ мс/под.; $\mu=5$ В/под.; г – $mt=10$ мс/под.; $\mu=10$ В/под

$$t_d = 2\pi / (\omega \cdot N) + t_t, \text{ [с]}, \quad (5)$$

де N – роздільна здатність енкодера;

t_t – час перетворення та передачі інформації про частоту.

Якщо за цей проміжок часу приріст частоти обертання $\Delta\omega$, зумовлений вищезгаданими чинниками, стане настільки великим, що виходитиме за межі допустимого (наприклад, заданого у ТЗ) значення, це буде свідчити про недостатню роздільну здатність енкодера N .

Пропонуємо наступний підхід до вирішення цієї задачі. За допомогою спрощеної математичної моделі динаміки руху ротора двигуна визначатимемо амплітуду пульсації частоти обертання. За результатами розрахунків роздільну здатність давача прибиратимемо так, щоби залежний від неї час оновлення інформації про частоту обертання, дозволяв регулятору реагувати на зміну частоти з необхідною швидкістю.

Для запису системи рівнянь динаміки ротора ЕМ приймемо наступні допущення [3]:

- електромагнітний момент залежить лише від кута повороту ротора.
- момент статичного навантаження лінійно залежить від частоти обертання.

Система рівнянь динаміки складатиметься з рівняння рівноваги моментів

$$-J \frac{d\omega}{dt} + M_{\text{ен}} + M_{\text{ст}} = 0 \quad (6)$$

та формули

$$\omega = d\gamma / dt, \quad (7)$$

де

$$M_{\text{ен}} = M_n + K_n(\omega_y - \omega_d) + M_a \sin(\xi\gamma) \quad (8)$$

– електромагнітний момент машини;

J – момент інерції обертових частин;

M_n – середнє значення номінального моменту;

$K_n(\omega_y - \omega_d)$ – доданок, що відтворює наявність регулятора моменту;

K_n – коефіцієнт підсилення регулятора;

ω_y, ω_d – очікуване значення частоти обертання (завдання) та поточне дискретне значення частоти обертання, відповідно;

ω_d оновлюється через проміжок часу t_d ;

M_a – амплітуда пульсації електромагнітного моменту будь-якого походження;

ξ – кількість періодів пульсації на один оберт;

γ – кут повороту ротора енкодера.

$$M_{\text{ст}} = - \left(\frac{0,01\omega}{\omega_y} + 0,99 \right) M_n \quad (9)$$

– статичний момент навантаження. Така форма запису $M_{\text{ст}}$ дозволяє «утримувати» частоту обертання в околі очікуваного значення ω_y .

Алгебризувавши похідні за методом Ейлера, для k -го кроку інтегрування

$$- \frac{J}{h} (\omega_k - \omega_{k-1}) + M_{\text{ен},k} + M_{\text{ст},k} = 0, \quad (10)$$

$$\omega_k = \frac{1}{h} (\gamma_k - \gamma_{k-1}), \quad (11)$$

розв'язавши (11) відносно γ_k

$$\gamma_k = h\omega_k + \gamma_{k-1} \quad (12)$$

та підставивши (12) у (10) з урахуванням (8), (9), отримаємо нелінійне алгебричне рівняння

$$- \frac{J}{h} (\omega_k - \omega_{k-1}) + M_n + K_n(\omega_y - \omega_d) + M_a \sin(\xi h\omega_k + \xi\gamma_{k-1}) - \left(\frac{0,01\omega_k}{\omega_y} + 0,99 \right) M_n = 0. \quad (13)$$

Розв'язуватимемо його методом Ньютона. Поправку до частоти обертання, на l -ій ітерації методу Ньютона, шукатимемо за виразом

$$\Delta\omega_k^{(l)} = \frac{-\gamma_k^{(l-1)}}{-\frac{J}{h} + M_a \xi h \cos(\xi h\omega_k^{(l-1)} + \xi\gamma_{k-1}) - \frac{0,01 \cdot M_n}{\omega_y}} \quad (14)$$

де

$$\gamma_k^{(l-1)} = - \frac{J}{h} (\omega_k^{(l-1)} - \omega_{k-1}) + M_n + K_n(\omega_y - \omega_d) + M_a \sin(\xi h\omega_k^{(l-1)} + \xi\gamma_{k-1}) - \left(\frac{0,01\omega_k}{\omega_y} + 0,99 \right) M_n \quad (15)$$

– нев'язка (12).

Наближення невідомих

$$\omega_k^{(l)} = \omega_k^{(l-1)} + \Delta\omega_k^{(l)}, \quad \gamma_k^{(l)} = h\omega_k^{(l)} + \gamma_{k-1}. \quad (16)$$

Вхідними даними даної моделі є: середнє значення номінального моменту M_n , [Н·м]; амплітуда пульсації електромагнітного моменту M_a , [Н·м]; кількість періодів пульсації на один оберт ξ ; момент інерції обертових частин J , [кг·м²]; очікуване значення частоти обертання ω_y , [рад/с]; роздільна здатність енкодера N_e , [положень/оберт]; коефіцієнт підсилення регулятора K_n , [Н·м/с]. Також, необхідно окреслити початкову умову – значення $\gamma = \gamma_0$, $\omega = \omega_0$ для моменту часу $t = t_0$.

Послідовність розрахунку невідомих (16) на k -му кроці інтегрування наступна:

1. За $(l-1)$ -им наближенням невідомих обчислити нев'язку (15).

2. Розрахувати поправку $\Delta\omega_k^{(l)}$ та l -те наближення невідомих $\omega_k^{(l)}$, $\gamma_k^{(l)}$, за (14) та (16).

3. Повторити п.п. 1-2, якщо точність визначення поправки незадовільна. У протилежному випадку – перейти до виконання наступного кроку інтегрування.

Розрахункові залежності миттєвих значень частот обертання від кута повороту ротора зображено на рис.6, а, б. Вхідні дані для розрахунку обрано наступні:

$$M_n = 1,0 \text{ Н·м}; \quad M_a = 0,07 \text{ Н·м}; \quad \xi = 36;$$

$$J = 8,5 \cdot 10^{-3} \text{ кг·м}^2, \quad N = 1150.$$

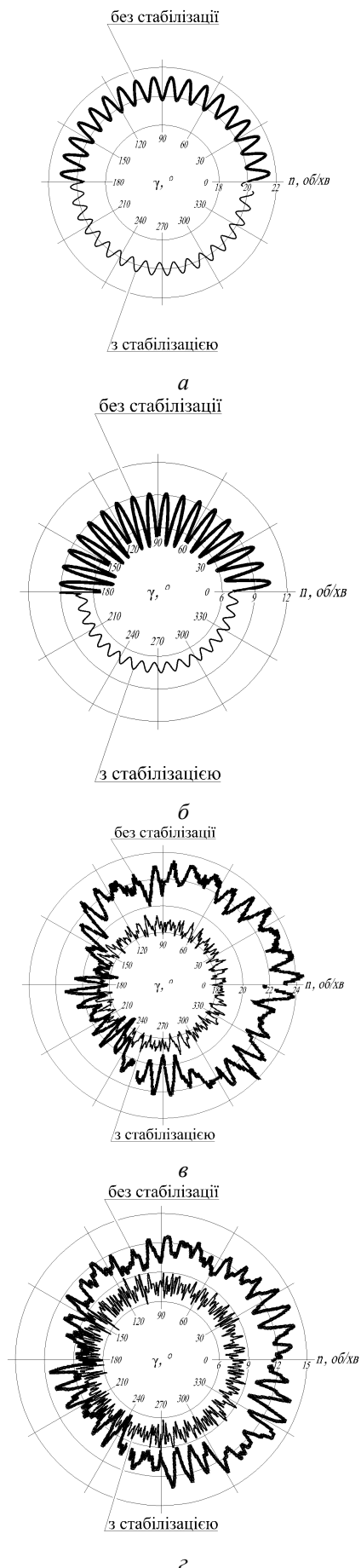


Рис. 6 – Розрахункові та експериментальні залежності частоти обертання від кута повороту ротора

Аналогічні залежності для частоти обертання, але отримані експериментально на дослідній установці, зображено на рис. 6, в, г. Зауважимо, що в дослідженнях зображених на рис. 6, а, в досягалася частота обертання 20 об/хв, а на рис. 6, б, г – 7 об/хв.

Відповідно, коефіцієнт підсилення для першого випадку становив $K_n = 4,9 \cdot 10^{-4} \text{ Н} \cdot \text{м/с}$, а для другого – $K_n = 6,1 \cdot 10^{-5} \text{ Н} \cdot \text{м/с}$.

Порівняльний аналіз числових значень інтегральних показників якості регулювання частоти обертання, наведений в табл. 1, дозволяє судити про адекватність моделі та її придатність для використання в задачах синтезу низькошвидкісних сервоприводів.

Таблиця 1 – Результати математичних та фізичних експериментів

| | | Очікуване значення частоти обертання | | | |
|------------------------------|----------------------------|--------------------------------------|-------|-------------|-------|
| | | 20 об/хв | | | |
| | | модель | | експеримент | |
| | | не стаб. | стаб. | не стаб. | стаб. |
| Середнє значення n , об/хв | | 20,5 | 20,0 | 21,2 | 18,5 |
| Відхилення | максимальне, об/хв | 21,5 | 20,5 | 24,6 | 19,5 |
| | мінімальне, об/хв | 19,5 | 19,6 | 17,2 | 17,0 |
| | середньоквадратичне, об/хв | 0,56 | 0,31 | 1,55 | 0,36 |
| | | 7 об/хв | | | |
| | | модель | | експеримент | |
| | | не стаб. | стаб. | не стаб. | стаб. |
| Середнє значення n , об/хв | | 6,8 | 7,0 | 10,5 | 7,7 |
| Відхилення | максимальне, об/хв | 10,4 | 7,5 | 14,2 | 9,3 |
| | мінімальне, об/хв | 4,2 | 6,6 | 6,1 | 5,3 |
| | середньоквадратичне, об/хв | 1,72 | 0,33 | 1,63 | 0,64 |

Висновки.

1. Використання інкрементального енодера можливе для низькошвидкісного сервопривода на основі СДПМ, що істотно зменшує вартість привода в цілому.

2. Формування квазісинусоїдальних напруг живлення за допомогою ШПР, що використовує закон регулювання у вигляді кускових функцій дозволяє отримати амплітуди напруг на 11,7 % більші, у порівнянні з аналогічним регулюванням на основі неперервних функцій.

3. Розроблено математичну модель, яка дозволяє розрахувати амплітуду пульсації частоти обертання за умови використання енодера заданої роздільної здатності та наявності пропорційного регулятора частоти обертання.

Список літератури

1. Макаруч О.В. Ротори електричних машин зі збудженням від постійних магнітів / О.В. Макаруч, І.Г. Шаповалов // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2011. – Вип. 1/2011 (13). – С 21-26.
2. Lovelace E.C. Design and experimental verification of a direct-drive interior PM synchronous machine using a saturable lumped-

- parameter model / E.C. Lovelace, T. Keim, J.H. Lang, D.D. Wentzloff, T.M. Jahns, J. Wai, P.J. McCleer // Ind. Applicat. Conf. – 2002, 37th IAS Annual Meeting, vol.4. – pp.2486-2492.
- Жильцов А. В. Чисельний розв'язок рівнянь динаміки коаксіально-лінійного двигуна з постійними магнітами / А. В. Жильцов, Д. С. Сорокін // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – 2015. – № 5 (1114). – С. 37-44.
 - Proven, Innovative Microcontroller Technologies with Low Power and High Performance. Available at. <http://www.atmel.com>. (accessed 05.02.2017).
 - Jonathan Oxer and Hugh Blemings. Practical Arduino: Cool Projects for Open Source Hardware. Apress, 2009 - 445 p.
 - Sew Eurodrive. Сервоприводи. Основы, характеристики, проектирование. Серия «Практика приводной техники». ЗАО СЕВ-ЕВРОДРАЙФ. 2000. – Том 7. – С. 73.
 - Lovelace, E.C. Keim, T. Lang, J.H. Wentzloff, D.D. Jahns, T.M. Wai, J. McCleer, P.J. "Design and experimental verification of a direct-drive interior PM synchronous machine using a saturable lumped-parameter model". Ind. Applicat. Conf., 2002. 37th IAS Annual Meeting, vol.4, pp.2486-2492, 2002.
 - Chysel'nyj rozv'jazok rivnjan' dynamiky koaksial'no-linijnogo dyvguna z postijnymy magnitamy [Numerical solution of dynamics equations coaxial linear motors with permanent magnets] / A. V. Zhiltsov, D. S. Sorokin // *Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and Electromechanical energy conversion»*. – Kharkiv : NTU «KhPI». 2015. – № 5 (1114). – P. 37-44.
 - Proven, Innovative Microcontroller Technologies with Low Power and High Performance. Available at. <http://www.atmel.com>. (accessed 05.02.2017).
 - Jonathan Oxer and Hugh Blemings. *Practical Arduino: Cool Projects for Open Source Hardware*. Apress, 2009. - 445 p.
 - Sew Eurodrive. Сервоприводы. Основы, характеристики, проектирование [Сервоприводы. Основы, характеристики, проектирования] *Seriya «Praktika privodnoy tekhniki»* [Servo. Fundamentals, characteristics, design. «Practical Drive Engineering» series]. Company NORTH-EVRODRAYF, St. Petersburg. 2000. Vol. 7. p. 73.
1. Makarchuk O.V. Shapovalov I.H. *Rotory elektrychnykh mashyn zi zbudzhennyam vid postijnykh mahnitiv* [Rotors of electrical machines with excitation from permanent magnets]. *Elektromehanični i energozberigayuchi sistemi – Electromechanical and energy saving systems*. – Kremenchug : KrNU, 2011. – Release 1/2011 (13), pp. 21-26.

Надійшла (received) 05.03.2017

Бібліографічні описи / Библиографические описания / Bibliographic descriptions

Будова та алгоритм керування низькошвидкісним сервоприводом на основі синхронного двигуна зі збудженням від постійних магнітів / О. В. Макаrchук, М. В. Хай // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – X. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 28–34. – Бібліогр.: 6 назви. – ISSN 2409-9295.

Устройство и алгоритм управления низкоскоростным сервоприводом на основе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов / А. В. Макаrchук, М. В. Хай // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: "Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії". – X. : НТУ «ХПІ», 2017. – № 1 (1223). – С. 28–34. – Бібліогр.: 6 назви. – ISSN 2409-9295.

Structure and low-speed servo control algorithm based on synchronous motor with excitation from permanent magnets / O. V. Makarchuk, M. V. Khai // Bulletin of NTU "KhPI". Series: "Electric machines and electromechanical energy conversion." – Kharkiv : NTU "KhPI", 2017. – No. 1 (1223). – P. 28–34. – Bibliogr.: 6. – ISSN 2409-9295.

Відомості про авторів / Сведения об авторах / About the Authors

Макаrchук Олександр Володимирович, кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Макаrchук Александр Владимирович, кандидат технических наук, доцент, Национальный университет «Львовская политехника», доцент кафедры электрических машин и аппаратов, тел. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Makarchuk Oleksandr Volodimirovich, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnica», Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (097)225-91-80; e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.

Хай Михайло Васильович, кандидат технічних наук, доцент, Національний університет «Львівська політехніка», доцент кафедри електричних машин і апаратів, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Хай Михаил Васильевич, кандидат технических наук, доцент, Национальный университет «Львовская политехника», доцент кафедры электрических машин и аппаратов, тел. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.

Khai Mykhailo Vasylovich, Candidate of Engineering Sciences (Ph. D), Associate Professor, National University «Lvivska Polytechnica», Associate Professor at the Department of Electrical machines and apparatus, tel. (093)346-00-32; e-mail: mxaishk@gmail.com.