*Денисов Ю.О., Денисов О.І., Бурсала О.О. Державний науково-дослідний інститут
випробувань і сертифікації озброєння та військової техніки*

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ СТАБІЛІЗАЦІЇ ФАЗИ РОБОЧОГО ОРГАНУ РОБОТОТЕХНІЧНОГО КОМПЛЕКСУ

Для стабілізації фазового положення робочого органу робототехнічного комплексу розроблено одноконтурну систему прецизійного електроприводу на основі принципу фазового автопідстроювання частоти. В процесі аналізу точності стабілізації синхронний двигун представлений лінійною ланкою другого порядку, яка встановлює зв'язок між відхиленнями фаз ротора електродвигуна і магнітного поля статора. Автономний інвертор напруги представлений фіксатором нульового порядку, коефіцієнт підсилення якого по амплітуді знайдено за результатами апроксимації його вихідної напруги рядом Уолша-Фур'є.

Аналіз процесу стабілізації фази виконано на основі методу змінних стану з урахуванням збурень по моменту навантаження по програмі, яка реалізує рекурентну процедуру.

Параметри настроювання ПІД-регулятора визначаються за результатами варіації при зміні моменту навантаження. Їх початкові значення визначаються внаслідок оптимізації системи за швидкодією з умови процесів кінцевої тривалості. При цьому передбачається відсутність збурень по моменту навантаження.

Ключові слова: синхронний двигун, фаза, контролер, регулятор, фазовий дискримінатор, змінні стану, точність

Постановка проблеми. В процесі створення систем прецизійного електроприводу для стабілізації фазового положення робочого органу робототехнічного комплексу виникає потреба в оцінці точності відпрацювання фази під впливом збурень по моменту навантаження. Така потреба існує в робототехнічних комплексах загальнопромислового і військового призначення, в лазерній техніці, в системах наведення, в приладах точної механіки та оптики [1], [2], [3]. Саме такою широкою сферою застосування і визначається актуальність проведеного дослідження.

Найефективнішого і найпростішого рішення цієї проблеми можна досягти в електроприводах з фазовим автопідстроюванням частоти (ФАПЧ), що забезпечує астатизм по фазі. Такі електроприводи виконуються на базі безколекторних двигунів постійного струму (БДПС), які працюють в синхронному режимі. В них досягають високих показників питомого прискорення при незначних пульсаціях моменту та широкому діапазоні регулювання частоти обертання – від одиниць до десятків тисяч обертів за хвилину [4], [5], [6]. В процесі розробки прецизійних електроприводів з ФАПЧ існує проблема розрахунку їх показників точності.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В відомих роботах, присвячених зазначеній тематиці [7], [8], [9], цій проблемі приділено недостатньо уваги. В цих роботах більш докладно розглянуто оптимізацію енергетичних та частотно-часових характеристик електроприводів при збуреннях по управлінню. Тому метою даної роботи є рішення задачі підвищення точності встановлення фазового положення робочого органу робототехнічного комплексу при збуреннях по моменту навантаження.

Викладення основного матеріалу

1. Структурна схема системи стабілізації фази.

Причиною похибки при стабілізації фази робочого органу робототехнічного комплексу можуть бути зміни моменту навантаження, несинусоїдальність та нестабільність напруги живлення електродвигуна, що надходить від автономного інвертора напруги (АІН), неточність виміру похибки регулювання фазовим детектором (ФД), запізнення, що вносять окремі ланки системи та зміни їх параметрів в процесі експлуатації.

Структурна схема системи стабілізації фази, рисунок 1, виконана на основі БДПС, який переводиться в синхронний режим роботи, коли фазова розбіжність між імпульсами еталонної частоти ($f_{ет}$) і імпульсного давача швидкості (ІДШ), досягає мінімального значення. При цьому комутатор БДПС переводиться в режим роботи АІН, в якому його синхронізація відбувається не від давачів положення ротору, а від системи управління, що програмно реалізована на базі контролера (К).

Рис. 1. Структурна схема системи стабілізації фази,
де ГЕН – генератор еталонної частоти; СД – синхронний двигун; РО – робочий орган;
АБ – акумуляторна батарея; ДЧ – дільник частоти.

Сигнал похибки формується у вигляді імпульсу відповідної довжини на одному з двох виходів фазового дискримінатора. Вихід ФД, на якому присутній сигнал похибки, залежить від знаку похибки, а його довжина – від фазової розбіжності між імпульсами еталонної частоти і давача швидкості. Сигнал похибки обробляється контролером за програмою пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора (ПІД-регулятора) з подальшим програмним формуванням сигналу управління АІН, задній фронт якого в статичному режимі модулюється за синусоїдальним законом, а передній фронт синхронізовано імпульсами з дільника частоти. Глибина широтної модуляції імпульсів, які з аналогових виходів контролера надходять на вхід драйверів транзисторів АІН, в динамічному режимі залежить від вихідного сигналу ПІД-регулятора.

Для цифрової ланки системи (контролера) характерна наявність кроків квантування за часом та за рівнем, що вносить похибку в процес регулювання фази. Однак, цією похибкою можна знехтувати, враховуючи високу розрядність сучасних контролерів і в подальшому вважати систему, рисунок 1, імпульсною з частотою дискретності, яка дорівнює частоті комутації АІН.

Основним збурюючим фактором, що впливає на похибку стабілізації фази в системі, рисунок 1, є зміни моменту навантаження.

Метою аналізу систем стабілізації фази є знаходження їх якісних показників – максимальної похибки регулювання фази і довжини перехідного процесу під впливом змін навантаження.

Поставленої мети можна досягти двома методами. Перший метод пов'язаний зі знаходженням передатних функцій окремих ланок системи з подальшим розрахунком передатної функції всієї замкненої системи. Недоліком цього методу є відсутність передатних функцій замкнених систем за навантаженням, якщо в їх структурі присутні ланцюги імпульсної дії.

Другий метод базується на описі процесів рядом диференціальних або різницевих рівнянь першого порядку з використанням векторно-матричного представлення параметрів системи та збурюючих факторів в просторі стану, що складає зміст сучасної теорії управління [10].

Перевагою методу простору стану перед іншими методами є те, що він дозволяє при своєму застосуванні використовувати типові програмні забезпечення сучасних комп'ютерів.

Тому подальший аналіз нелінійної імпульсної системи, рисунок 1, будемо вести чисельним методом змінних стану в часовій області.

2. Характеристики ланок системи.

а) Автономний інвертор напруги.

На виході АІН формується змінна напруги у вигляді різнополярних імпульсів, задні фронти яких у статичному режимі модулюються за синусоїдальним законом. В динамічному режимі на положення задніх фронтів впливає сигнал, який формує ПД-регулятор, що разом з системою управління АІН реалізований програмно на базі контролера. В роботі [11] показано, що в процесі широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) вихідної напруги АІН за синусоїдальним законом, яка представлена базисом спектральних дискретних ортогональних функцій Уолша, одна із складових ряду Уолша, функція $Sal(1, t)$ змінюється з постійним коефіцієнтом підсилення $K(S1)$. Інші спектральні складові відсутні, або мають другі порядки меншини. Враховуючи постійність напругу обертання двигуна, АІН з ШІМ за синусоїдальним законом можна вважати фіксатором нульового порядку з передатною функцією:

$$K_{AII}(p) = K(S1) \frac{1 - e^{-pT}}{p},$$

де T – період вихідної напруги АІН.

Традиційно АІН з синусоїдальною ШІМ представляють ланкою з постійним коефіцієнтом підсилення по діючому значенню основної гармоніки за умови нескінченно малих збурень без врахування дискретної дії АІН.

Запропоноване в [11] представлення АІН як ланки системи регулювання у вигляді фіксатора нульового порядку дозволяє отримати результат аналізу послідовними розрахунками процесу в межах часових інтервалів $iT \leq t \leq (i+1)T$, де $i = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер інтервалу комутації АІН.

б) Безколекторний двигун постійного струму в синхронному режимі, в подальшому – синхронний двигун.

БДПС у синхронному режимі, як і звичайний синхронний двигун, можна описати системою рівнянь Парка-Горєва.

При постійній швидкості обертання існує розбіжність між фазами поля статора та ротора, тобто $\Delta\theta = \varphi - \theta$, де φ - фаза поля статора, θ - фаза ротора.

При зміні $\Delta\theta$ змінюються параметри СД. За припущенням, що $\Delta\theta = const$, в результаті лінеаризації рівнянь Парка-Горєва в роботі [12] отримана передатна функція БДПС у синхронному режимі при фазовому управлінні:

$$K_g(p) = \frac{\theta(p)}{\varphi_y(p)} = \frac{K_1}{Jp^2 + \beta p + K_1},$$

де $\varphi_y(p)$ - зображення фази поля статора, яка пропорційна напрузі управління електродвигуна, що надходить від АІН; $\theta(p)$ - зображення фази поля ротора; J - момент інерції; β ; K_1 - наведені коефіцієнти асинхронного та синхронного моментів.

Передатна функція СД встановлює зв'язок між відхиленнями фазових положень ротора та поля статора, або між вихідною і вхідною кутовими швидкостями. Зміни величин напруги живлення СД еквівалентні змінам швидкості та фази поля статора.

Представлення СД лінійною моделлю є коректним, якщо існує однозначна відповідність просторових фаз статора і електричної фази, що прикладається. Ця умова виконується, якщо постійна часу статорної обмотки набагато менша, ніж "механічна постійна часу". В робототехнічних комплексах ця умова в більшості випадків виконується.

Імпульсна характеристика СД:

$$g(t) = L^{-1} \left\{ \frac{K_1}{J \left(p^2 + \frac{\beta}{J} p + \frac{K_1}{J} \right)} \right\}.$$

Для характеристичного рівняння $p^2 + \frac{\beta}{J} p + \frac{K_1}{J} = 0$ маємо комплексні корені

$$p_{1,2} = -a \pm jb, \text{ де } a = \frac{\beta}{2J}; b = \sqrt{\frac{\beta^2 - 4JK_1}{4J^2}}.$$

Зображення імпульсної характеристики:

$$g(p) = \frac{K_1}{J} \left(\frac{A_1}{p - p_1} + \frac{A_2}{p - p_2} \right),$$

$$\text{де } A_{1,2} = \pm \frac{1}{2jb}.$$

Оригінал імпульсної характеристики:

$$g(t) = \frac{K_1}{Jb} \sin bt.$$

Зображення рівняння СД з врахуванням збурень по моменту навантаження:

$$\theta(p)(Jp^2 + \beta p + K_1) = K_1 [\varphi_y(p) + \Delta\varphi_m(p)], \quad (1)$$

де $\Delta\varphi_m(p)$ - зображення збурення, що обумовлено зміною моменту навантаження.

Рівнянню (1) відповідає його оригінал:

$$\ddot{\theta} + \frac{\beta}{J} \dot{\theta} + \frac{K_1}{J} \theta = \frac{K_1}{J} [\varphi_y(t) + \Delta\varphi_m(t)].$$

3. Аналіз перехідного процесу.

На рисунку 2 наведена структурна схема системи автоматичного регулювання (САР) фази, на якій синхронний двигун представлений схемою у змінних стану,

Рис. 2. Структурна схема САР

Тут $K_0 = \frac{K_1}{J}$, фазовий дискримінатор представлений елементом порівняння еталонної та поточної фаз ротора СД, а контролер – ПІД-регулятором та системою управління АІН, який на структурній схемі представлений сукупністю імпульсного елемента з коефіцієнтом передачі $K_{IE} = K(S1)$ та фіксатором нульового порядку з передатною функцією

$K_{\Phi E}(p) = \frac{1 - e^{-pT}}{p}$. Помилка за фазою $\Delta\theta$ надходить на вхід контролера, де програмно

формується вихідний сигнал ПД-регулятора. Система управління АІН з синусоїдальною широтною модуляцією вихідних імпульсів також реалізована програмно.

Оскільки прийнято, що параметри СД не залежать від збурень, то векторно-матричне рівняння безперервної частини структурної схеми, рис.2, має вигляд:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + [B] \varphi_y(t) + [C] \Delta \varphi_m(t), \quad (2)$$

$$\text{де } [A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a_{20} & a_{10} \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{00} \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} 0 \\ c_{00} \end{bmatrix}, a_{10} = -\frac{K_1}{J}; a_{20} = -\frac{\beta}{J}; c_{00} = \frac{1}{J}; b_{00} = \frac{K_1}{J}.$$

Фаза поля стартера $\varphi_y(t)$ задається напругою управління $U_y(t)$, яка приймає поточні значення в межах i -го періоду фіксатора нульового порядку, тобто $U_y(t) = U_y(t_i)$, $i_i \leq t \leq i_{i+1}$, де $i = 0, 1, 2, 3 \dots$

У відповідності з [10] загальне рішення рівняння (2) має вигляд:

$$X(t_{i+1}) = \Phi(t_i, t_{i+1}) X(t_i) + \left[\int_{t_i}^{t_{i+1}} \Phi(t_i, \tau) B(\tau) d\tau \right] U_y(t_i) \cdot K_0 + \left[\int_{t_i}^{t_{i+1}} \Phi(t_i, \tau) C(\tau) d\tau \right] \Delta U_{ym}(t_i) \cdot K_0, \quad (3)$$

де $\Phi(t_i, t_{i+1}) = L^{-1} \left[(pI - A)^{-1} \right]$ - перехідна матриця системи, в якій p - оператор Лапласа, I - одинична матриця.

Для того, щоб знайти перехідну матрицю, спочатку треба знайти матричну різницю $(pI - A)$, а потім - зворотну їй матрицю. Припустимо, що матрична різниця дорівнює матриці $[D]$, тоді зворотна їй матриця має вигляд $[D]^{-1} = \frac{Adj[D]}{D}$, де $Adj[D] = [m_{ij}]$ - приєднана матриця, яка дорівнює матриці, що створена алгебраїчними доповненнями матриці $[D]$. Приєднана матриця є транспонованою для матриці, що створена заміною її елементів j -строк та i -тих стовпчиків на їх алгебраїчне доповнення [10].

Після виконання наведених вище обчислень отримано перехідну матрицю:

$$\Phi(t) = L^{-1} \begin{bmatrix} p & -1 \\ a_{20} & a_{10} \end{bmatrix}.$$

Після знаходження зворотного перетворення Лапласа з врахуванням значень полюсів характеристичного рівняння $CD(p_{1,2})$ для $t = iT$, маємо:

$$\Phi(t) = L^{-1} \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}$$

$$\text{де } f_{11} = \frac{e^{-aTi}}{b} [b \cos bTi + (a_{10} - a) \sin bTi]; \quad f_{12} = \frac{e^{-aTi} \sin bTi}{b}; \quad f_{21} = -\frac{a_{20} e^{-aTi} \sin bTi}{b};$$

$$f_{22} = \frac{e^{-aTi}}{b} [b \cos bTi - a \sin bTi]; \quad a, b - \text{складові комплексних полюсів передатної функції СД.}$$

Отримані значення перехідної матриці для $t = iT$ дозволяють представити (3) різницевою рівнянням першого порядку:

$$X[T(i+1)] = A_n(iT) \cdot X(iT) + B_n(iT) U_y(iT) \cdot K_0 + C_n(iT) \Delta U_{ym}(iT) \cdot K_0. \quad (4)$$

Припустимо, що моменти квантування вхідної та вихідної змінних стану співпадають, тоді маємо:

$$A_n = \Phi(Ti),$$

$$B_n = \left[\int_0^T \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} d\tau \right] B = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix},$$

$$\text{де } b_{11} = \frac{b_{00}}{b} \left[\frac{b}{a^2 + b^2} - \frac{e^{-aTi}}{a^2 + b^2} (a \sin bTi + b \cos bTi) \right], \quad b_{21} = \frac{b_{00}}{b} e^{-aTi} \sin bTi;$$

$$C_n = \left[\int_0^T \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix} d\tau \right] C = \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{21} \end{bmatrix},$$

$$\text{де } c_{11} = \frac{c_{00}}{b} \left[\frac{b}{a^2 + b^2} - \frac{e^{-aTi}}{a^2 + b^2} (a \sin bTi + b \cos bTi) \right], \quad c_{21} = -\frac{c_{00}}{b} e^{-aTi} \sin bTi.$$

В різницевому рівнянні (4) сигнал $U_y(iT)$ формується на виході АІН як наслідок дії його системи управління з синусоїдальною ШІМ та ПІД-регулятора, тобто:

$$U_y(iT) = \Delta\theta(iT) \cdot K(S1) \left\{ K_n X(iT) + K_D [X(iT) - X(i-1)T] + K_I \sum_{j=0}^i X(jT) \right\}, \quad (5)$$

де K_n, K_D, K_I – коефіцієнти передачі ПІД-регулятора по пропорційній, диференційній та інтегральній складовим. З [11] для $K(S1) = 0,89$ за рівняннями (4)-(5) отримуємо значення $a = 2,2; b = 41; a_{10} = 4,4; a_{20} = 1695; c_{00} = 1275; b_{00} = 59 \cdot 10^{-5}; T = 4 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, згідно з якими отримано такі значення матриць:

$$A_n = \begin{bmatrix} 0,987 & 0,395 \cdot 10^{-2} \\ -6,69 & 0,969 \end{bmatrix}; \quad B_n = \begin{bmatrix} 0,0134 \\ 6,69 \end{bmatrix}; \quad C_n = \begin{bmatrix} -0,01 \\ -5,03 \end{bmatrix}.$$

Для змінних стану $X_1(iT)$ – фаза та $X_2(iT)$ – швидкість, використовуючи значення матриць $A_n; B_n; C_n$, маємо такі різницеві рівняння першого порядку:

$$X_1[T(i+1)] = 0,987 \cdot X_1(iT) + 0,395 \cdot 10^{-2} X_2(iT) + 0,0134 U_y(iT) K_0 - 0,01 \Delta U_y(iT) \cdot K_0, \quad (6)$$

$$X_2[T(i+1)] = -6,69 \cdot X_1(iT) + 0,969 \cdot X_2(iT) + 6,69 U_y(iT) K_0 - 5,03 \Delta U_y(iT) \cdot K_0. \quad (7)$$

Для чисельного розв'язання рішення рівнянь (6), (7) складено програму, яка реалізує рекурентну процедуру обчислення процесу встановлення фази та швидкості СД під впливом збурень. Спочатку обчислюються значення матриць A_n, B_n, C_n для заданих параметрів системи. Для початкових умов $X_1(0), X_2(0), \Delta\varphi_m(0), T$ обчислюються значення управляючої напруги $U_y(0)$ та $X_1[T(i+1)]; X_2[T(i+1)]$ для $i = 0$. Далі обчислення продовжуються рекурентно для $i = 1, 2, 3 \dots$ до встановлення перехідного процесу.

На рис.3 для нульових початкових умов представлено криві процесів встановлення фази ротора синхронного двигуна з врахуванням того, що в ідеальному випадку зсув по фазі поля статора $\varphi_{em} = 0$, де крива 1 відповідає $K_n = 12, K_D = 40, K_I = 5$, а крива 2 відповідає $K_n = 8, K_D = 30, K_I = 5$.

Рис. 3. Криві процесів встановлення фази ротора синхронного двигуна

Криві 1,2 побудовано за результатами варіювання параметрів налаштування ПД-регулятора при п'ятипроцентному відхиленні моменту навантаження від свого номінального значення.

З кривої 1 видно, що максимальна розбіжність по фазі між періодами еталонної та поточної (від давача швидкості) частот складає 0,15 мкс, а мінімальна - 0,025 мкс. Відповідно 0,25 мкс та 0,075 мкс - крива 2. Очевидно, що збільшення збурень по моменту навантаження призведе до зростання похибки по фазі, яку можна зменшити за результатами повторної варіації параметрів налаштування ПД-регулятора.

Варіація параметрів ПД-регулятора з метою мінімізації похибки регулювання фази ротора СД потребує певного часу і має невизначеність при початковій варіації. Для зменшення цих недоліків можна знайти характеристичне рівняння замкненої імпульсної системи при умові відсутності збурень по моменту навантаження і побудувати області її стійкості, використовуючи критерій Шур-Кона – аналог алгебраїчного критерію Рауса-Гурвіца для неперервних систем. Параметри настроювання ПД-регулятора можна обирати з області стійкості, що отримана.

Ефективнішим рішенням є оптимізація системи з умови кінцевої тривалості процесів, що апіорі забезпечує її нескінченно велику стійкість.

Отримані параметри ПД-регулятора можна використати в початковій варіації з метою пошуку мінімальних значень похибки регулювання по фазі під впливом збурень по моменту навантаження. А в перспективі найефективнішим рішенням для настроювання параметрів ПД-регулятора при зміні навантаження є застосування з цією метою нейронних мереж.

Висновки.

1. Показана доцільність побудови системи прецизійного електроприводу робочого органу робототехнічного комплексу на основі принципу ФАПЧ, що спрощує реалізацію системи при забезпеченні високої точності регулювання.

2. На основі методу змінних стану розроблено програму аналізу перехідного процесу, яка дозволяє оцінити точність стабілізації фази робочого органу робототехнічного комплексу при зміні моменту навантаження в широкому діапазоні.

3. Показана доцільність знаходження параметрів ПД-регулятора за результатами варіації. Їх значення для початкової варіації запропоновано знаходити за результатами оптимізації системи за критерієм отримання процесів кінцевої тривалості при відсутності збурень по моменту навантаження або в перспективі використовувати для цього нейронні мережі, що є найефективнішим рішенням.

4. Наукові результати роботи можуть бути використані при розробці прецизійних електроприводів широкого призначення.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Болковой А.П. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями / А.П. Болковой, В.К. Цаценкин. – Москва: Изд-во НЗИ, 2010. – 328 с.
2. Антонов А.Е. Особенности построения электромеханической системы ориентации наноспутника на основе бесконтактного магнитоэлектрического двигателя./ А.Е. Антонов, К.П. Акинин, В.Т. Киреев. // Технічна електродинаміка. – 2017. – № 4. – С. 36-40.
3. Tomofumi Hirose. Rectifier Circuit using FET Bridge Circuit and method of Controlling the Same: Patent YP. 201 208 5369A, 26.04.2012.
4. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и электропривод на их основе. – Санкт-Петербург: Корона-Век, 2012. – 336 с.
5. Singh B., Singh S. Single-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. – IET Power Electronic, 2010. – vol. 3. – ISS 2. – P. 147-175.
6. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor / J. Fang, X. Zhou, G Liu // IEEE Trans. Power Electron. Dec. – 2012. – Vol. 27. – No 12. – P. 4952-4964.
7. Wei Cui, Hang Zhong, Van-li-Ma, Yul-jinzhang/ Regenerative Braking Control Method and Optimal Scheme for Electric Motor-cycle. Power engineering Energy and Electrical Drives: Proceeding of the 2011 International Conference. – Torremolines, Spain, May, 2011.
8. Акинин К.П. Релейно-векторная система управления двигателями с постоянными магнитами с датчиком тока в звене постоянного тока. / К.П. Акинин // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 52-55.
9. A novel sensorless starting method of BLDC motor for large inertia system / M. Ku, Y. Li // in Proc. IEEE Electron. Mech. Eng. Inf. Technol. – 2011. – P. 3449-3452.
10. Дерусо П. Пространство состояний в теории управления / П. Дерусо, Р. Рой, Ч. Клоуз. – М.: Наука, 1970. – 620 с.
11. Денисов Ю.О. Системы перетворювальної техніки. – Чернігів: Чернігів. нац. технол. ун-т, 2014. – 170 с.
12. Чиликин М.Г. Теория автоматизированного электропривода / М.Г. Чиликин, В.И. Ключев, С.А. Сандлер. – М.: Энергия, 1979. – 615 с.

Денисов Олександр Іванович

доктор технічних наук, професор,
провідний науковий співробітник
Державного науково-дослідного інституту
випробувань і сертифікації озброєння та
військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>
+38095-820-14-23

Денисов Юрій Олександрович

доктор технічних наук професор,
провідний науковий співробітник,
Державний науково-дослідний інститут
випробувань і сертифікації озброєння і
військової техніки,
Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>
+38067-460-08-81

Alexander Denisov

Doctor of Technical Sciences Professor, Leading
Researcher of of State Scientific Research
Institute of Armament and Military Equipment
Testing and Certification, Chernihiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-8357-2378>
+38095-820-14-23

Yuri Denisov

Doctor of Technical Sciences Professor, Leading
Researcher of of State Scientific Research
Institute of Armament and Military Equipment
Testing and Certification, Chernihiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-2293-7964>
+38067-460-08-81

Бурсала Олена Олександрівна

старший науковий співробітник
Державного науково-дослідного інституту
випробувань і сертифікації озброєння та
військової техніки, Чернігів, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>
+38067-575-58-69

Olena Bursala

Senior Researcher Leading Researcher of of
State Scientific Research Institute of Armament
and Military Equipment Testing and
Certification, Chernihiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-1829-1980>
+38067-575-58-69

**THE STABILIZATION ACCURACY OF THE PHASE POSITION OF THE WORKING BODY OF
THE ROBOTICS COMPLEX**

A. Denisov, Y. Denisov, O. Bursala

To stabilize the phase position of the working body of the robotics complex a single-circuit precision electric drive system was developed based on the principle of phase-locked loop. The direct-driven electric drive is made on the basis of brushless direct current motor, which is switched to synchronous mode with minimal discrepancy between the phases of the reference signals and the pulse speed sensor. The phase error signal is fed to the input of the PID controller, which controls the pulse width modulation of the impulses controlling the operation of the power transistors of the autonomous voltage inverter. In a static mode, the control system of the autonomous voltage inverter implements a sinusoidal law of the pulse width modulation of the output pulses. The PID controller and the control system of the autonomous voltage inverter are programmatically implemented on the basis of the controller.

In the process of analysing the stabilization accuracy, the synchronous motor is represented by a second-order linear link, which establishes a relation between the phase deviations of the motor rotor and the stator magnetic field. The autonomous voltage inverter is represented by a zero-order hold whose coefficient of amplification on amplitude is found by the results of the approximation of its output voltage using the Walsh-Fourier series.

The analysis of the phase stabilization process is performed on the basis of the state variables method taking into account the perturbations at the moment of load using the program which implements the recurrent procedure.

The settings of the PID controller are determined by the variation results when the moment of load changes. Their initial values are determined as a result of optimizing the system in terms of operation speed considering the condition of finite duration processes. It is assumed that there is no moment of load perturbation.

The procedure for setting the PID controller parameters to the optimal operation speed mode can also be performed on the basis of neural networks.

As a result of the calculations, it was found that with an increase of the load moment by 5%, the maximum deviation of the rotor phase was 0.22 us and 0.03 us of minimum deviation respectively.

Keywords: *synchronous motor, phase, controller, regulator, phase discriminator, state variables, accuracy.*