

УДК 62-505

Набок С.С., магістрант,
Торопов А.В., к.т.н., доц., науковий керівник
Кафедра автоматизації управління електротехнічними комплексами

КВАЗІОПТИМАЛЬНЕ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЮ СИСТЕМОЮ ПОЗИЦІОНУВАННЯ «ЛІТЮЧОЇ» ПИЛИ

Анотація

В роботі здійснена процедура аналітичного конструювання оптимального регулятора із використанням концепції метода Пірсона. Запропонована функціональна схема системи керування із використанням програмованого логічного контролера із Codesys 3.5. Здійснено дослідження системи із синтезованим регулятором методом математичного моделювання із використанням програмного середовища MATLAB, здійснено порівняння із класичним LQR - регулятором.

Ключові слова: квазіоптимальний регулятор, метод Пірсона, програмований логічний контролер, аналітичне конструювання, «літуча» пила.

Abstract

The procedure of analytical design of the optimal controller using the concept of the Pearson method is carried out. Functional diagram of a control system using a programmable logic controller with Codesys 3.5 is proposed. The system with the synthesized controller was investigated by the method of mathematical modeling using the MATLAB software environment; the comparison with the classical LQR controller was made.

Keywords: quasi-optimal controller, Pearson method, programmable logic controller, analytical design, "flying" saw.

Вступ. В теперішній час все більш актуальною стає задача підвищення продуктивності промислового обладнання. Одним з напрямів, де ця задача є найбільш актуальною є відріз «на льоту» без зупинки вихідного матеріалу без зниження точності різу. Так, наприклад, для «літучої» пили, що забезпечує відріз металевих труб похибка відпрацювання положення не повинна перевищувати 0,5мм при змінному завданні за положенням. При цьому завдання за положенням змінюється зі швидкістю вище 1м/с внаслідок необхідності жорсткої синхронізації переміщення труби та «літучої» пили під час різу. Використання стандартного ПІ – регулятора положення при великих швидкостях різу є неможливим, оскільки зміна завдання за положенням є лінійною функцією, та при використанні ПІ – регулятора в системі не буде забезпечуватися нульова статична похибка за вихідною координатою. Тому, в сучасних електромеханічних системах знаходять широке розповсюдження приводи «літучої» пили на базі синхронного двигуна з постійними магнітами. Система керування цими приводами будується за принципом підпорядкованого керування із зовнішнім контуром керування положенням, що містить нелінійний або комбінований адаптивний регулятор. Так, наприклад, для вирішення задач синхронного переміщення двох приводів більшість виробників обладнання рекомендують використовувати випереджувальне керування (feed forward) [1,2]. Недоліком цього керування є можливість компенсації лише статичної похибки за положенням і неможливість компенсувати інші нелінійні впливи, зумовлені пуском та гальмуванням приводу пили, наявністю люфту у виконавчому механізмі. Також, досить часто використовуються модальні регулятори [3], що забезпечують високу швидкодію електромеханічних системи, однак досить складні в налаштуванні, внаслідок складності вибору поліному якості при наявності нелінійностей.

Мета і завдання. Метою роботи є розробка регулятора, що забезпечить високу точність

позиціонування при наявності нелінійної зміни сигналу завдання за положенням з можливістю досить простого налаштування під конкретний об'єкт. Для цього треба виділити основні нелінійності, що містяться в контурі регулювання положенням, та використати процедуру синтезу регулятора з урахуванням цих нелінійностей.

Матеріал і результати досліджень. Оскільки електропривод на базі вентильного двигуна наближається за характеристиками до двигуна постійного струму, використовуємо математичну модель контуру швидкості у вигляді коливальної ланки, що є коректним при використанні ПІ – регулятора струму, що формує момент, та П – регулятора швидкості. Оскільки під час різу пили необхідна синхронізація за положенням, а не за швидкістю, використання П – регулятора положення є допустимим.

При аналізі контуру положення можна визначити, що на динаміку відпрацювання переміщення приводом пили впливає люфт виконавчого механізму, особливо під час повертання пили у вихідне положення, на обмеження на швидкість, що має місце оскільки двигун працює на максимальних обертах. Виходячи з цього структурна схема електроприводу пили має вигляд:

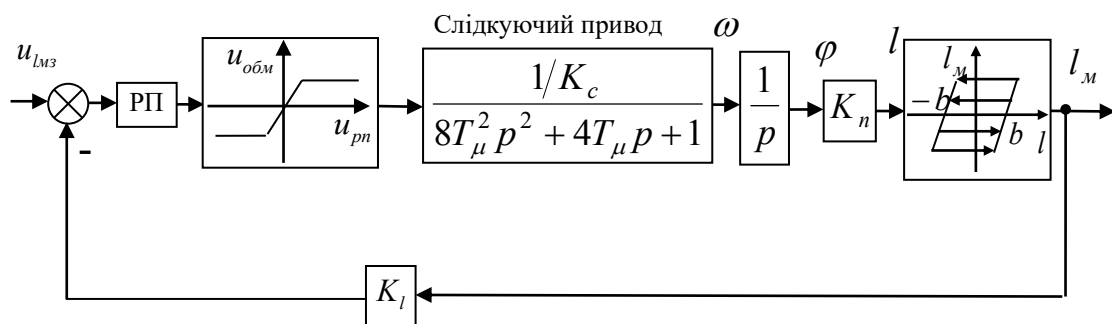


Рис.1. Структурна схема контуру регулювання переміщення механізму із врахуванням «люфту» та «обмеження на швидкість».

На рис.1 введені наступні позначення: $u_{лмз}$ - завдання лінійного переміщення пили; u_{pn} - керуючий сигнал регулятора переміщення; $u_{обм}$ - керуючий сигнал регулятора переміщення із врахуванням обмеження; ω - швидкість обертання; φ - кут обертання валу слідкуючого електроприводу; l - лінійне переміщення пили; l_m - лінійне переміщення пили із врахування «люфту»; K_ω - коефіцієнт зворотного зв'язку за швидкістю; T_μ - стала часу перетворювача; K_l - коефіцієнт зворотного зв'язку за переміщенням, K_n - коефіцієнт механічної передачі; РП - регулятор переміщення; b - величина люфту виконавчого механізму.

Оскільки основною вимогою до цієї системи електроприводу є динамічна точність, доцільно використати для синтезу системи керування процедуру аналітичного конструювання регуляторів.

Недоліком процедури аналітичного конструювання є можливість синтезу тільки для лінійних систем та квадратичного функціоналу якості, при якому обмежується середньоквадратична похибка на змінні стану системи. В нашому випадку система є суттєво нелінійною та містить неоднозначну нелінійність, в якій одному значенню аргументу відповідають декілька значень функції.

Сформуємо функціонал якості, який повинен мінімізувати бажаний регулятор переміщення:

$$J = \int_0^\infty \left[\left(\frac{x_1}{x_{1\max}} \right)^2 + \dots + \left(\frac{x_n}{x_{n\max}} \right)^2 + \left(\frac{u}{u_{\max}} \right)^2 \right] dt, \quad (1)$$

де x_1, x_n, u - змінні стану системи та керуючий вплив; $x_{1\max}, x_{n\max}$ - максимальні значення змінних стану та керуючого впливу.

Використовуючи модель люфта, представлену в роботі [4], можна перейти від неоднозначної до однозначної нелінійності. При цьому «люфт» представляється функцією

$$l_m = l - b \cdot \text{sign}\left(\frac{dl_m}{dt}\right),$$

Переходячи від структурної схеми до системи диференціальних рівнянь, що описують динаміку контуру керування положенням, отримуємо:

$$\begin{cases} l_m = l - b \cdot \text{sign}\left(\frac{dl_m}{dt}\right); \\ l = K_{\Pi} \varphi; \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{8T_{\mu}^2} \omega - \frac{1}{2T_{\mu}} \varepsilon + \frac{1}{8K_u T_{\mu}^2} u_{обм} \end{cases} \quad (2)$$

Для здійснення процедур синтезу замінимо нелінійність сигнатурного типу та насичення на функції $\text{sign}\left(\frac{dl_m}{dt}\right) \approx K_{\text{лін}}\left(\frac{dl_m}{dt}\right) \cdot \frac{dl_m}{dt}$, $u_{обм} = \text{sat}(u_{pn}) = K_{\text{лін}}(u_{pn}) \cdot u_{pn}$, $K_{\text{лін}}\left(\frac{dl_m}{dt}\right)$ - коефіцієнт лінеаризації, що залежить від зміни переміщення виконавчого механізму; $K_{\text{лін}}(u_{pn})$ - коефіцієнт лінеаризації, що залежить від сигналу керування за переміщенням.

Враховуючи таку апроксимацію система рівнянь, що описує динаміку приводу переміщення запишеться:

$$\begin{cases} \frac{dl_m}{dt} = \frac{1}{K_{\text{лін}}\left(\frac{dl_m}{dt}\right)} \left(\frac{l_m - l}{b} \right); \\ \frac{dl}{dt} = K_{\Pi} \omega; \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{8T_{\mu}^2} \omega - \frac{1}{2T_{\mu}} \varepsilon + \frac{1}{8K_u T_{\mu}^2} K_{\text{лін}}(u_{pn}) u_{pn}. \end{cases} \quad (3)$$

При переводі математичної моделі системи в нормальній формі Коші отримуємо:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{bK_{\text{лін}}\left(\frac{dl_m}{dt}\right)} (x_1 - x_2); \\ \frac{dx_2}{dt} = K_{\Pi} x_3; \\ \frac{dx_3}{dt} = -\frac{1}{8T_{\mu}^2} x_3 - \frac{1}{2T_{\mu}} x_4 + \frac{K_{\text{лін}}(u_{pn})}{8K_u T_{\mu}^2} u_{pn}; \\ \frac{dx_4}{dt} = x_4; \end{cases} \quad (4)$$

де $x_1 = l_m$, $x_2 = l$, $x_3 = \omega$, $x_4 = \varepsilon$.

Отже, використовуючи процедуру лінеаризації за змінними коефіцієнтами можливо оптимізувати умовно лінійну математичну модель об'єкта. При цьому квадратичний функціонал

якості, що зумовлює обмеження на середньоквадратичну похибку матиме вигляд:

$$J = \int_0^{\infty} \left[\left(\frac{x_1}{x_{1\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_2}{x_{2\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_3}{x_{3\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_4}{x_{4\max}} \right)^2 + \left(\frac{u_{pn}}{u_{pn\max}} \right)^2 \right] dt. \quad (5)$$

Використовуючи процедуру синтезу аналітичного конструювання із використанням концепції методу Пірсона, що набула подальшого розвитку в роботах [5],[6] можна отримати квазіоптимальний регулятор переміщення. Ідея цього методу полягає в тому, що в кожний момент часу вирішується задача аналітичного конструювання оптимального регулятора для лінійної моделі і квадратичного функціоналу якості. Така задача може бути вирішена на базі програмованого логічного контролера з урахуванням можливості вимірювання кожної із сталих стану. При цьому в контролері оброблюється сигнал із датчика пили, а саме магнітної стрічки, вимірюється швидкість зміни переміщення та обчислюються $K_{lin}(\frac{dl_m}{dt})$ та $K_{lin}(u_{pn})$.

Ця бібліотека досить просто реалізується на контролері із можливістю програмування на текстових мовах програмування. Досить складною задачею є задача обчислення коефіцієнтів регулятора із системи нелінійних алгебраїчних рівнянь Ріккаті. Тому, в роботах [5], [6] запропонована модернізація квадратичного функціоналу якості та введенням обмеження на оптимальне керування:

$$J = \int_0^{\infty} \left[\left(\frac{x_1}{x_{1\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_2}{x_{2\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_3}{x_{3\max}} \right)^2 + \left(\frac{x_4}{x_{4\max}} \right)^2 + \left(\frac{u_{pn}}{u_{pn\max}} \right)^2 + \left(\frac{u_{оптим}}{u_{оптим\max}} \right)^2 \right] dt. \quad (6)$$

Це не призводить до якісної зміни алгоритму керування, проте дає можливість вирішувати не систему нелінійних рівнянь Ріккаті, а алгебраїчну систему рівнянь. При використанні середовища програмування Codesys 3.5 вирішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь можливо за допомогою бібліотеки Ocat32.

Практична реалізація запропонованої системи керування можлива на базі програмованого логічного контролера від компанії lenze L-force 3200c, датчика лінійного переміщення із інтерфейсом CAN, та підтримкою протоколу CANopen та сервоперетворювача Lenze 8400 topline. Підтримка швидкості передачі даних до 1Мб/с та циклу обчислення 1мс забезпечує достатню швидкодію контуру регулювання переміщення. Функціональна схема такої системи керування представлена на рис.2.

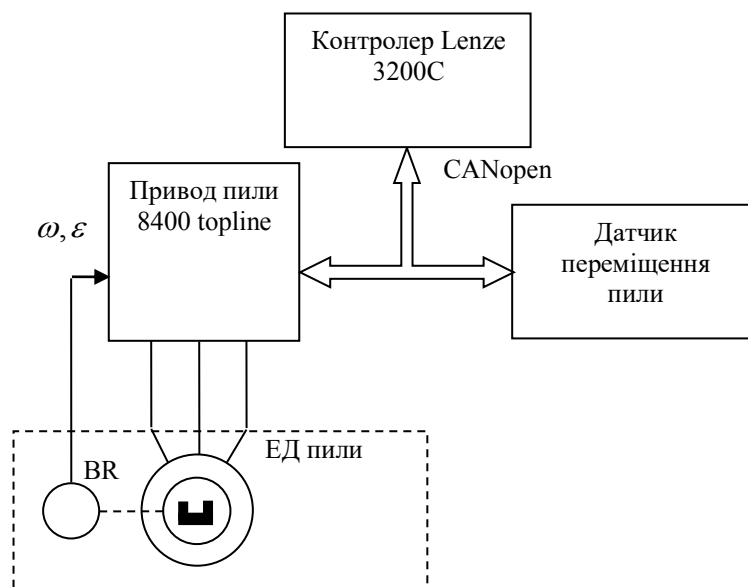


Рис.2. Функціональна схема запропонованої квазіоптимальної системи керування.

Загальний вигляд алгоритму керування описується формулою:

$$u_{pn} = K_1\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right) \cdot \Delta l_m + K_2\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right) \cdot \Delta l + K_3\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right) \cdot \Delta \omega + K_4\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right) \cdot \Delta \varepsilon, \quad (7)$$

де $K_1\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right), K_2\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right), K_3\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right), K_4\left(\frac{dl_m}{dt}, u_{pn}\right)$ - коефіцієнти регулятора, Δ - визначає відхилення від заданого значення змінної стану.

Дослідження системи керування проводилось із використанням програмного середовища Matlab, та його додатку Simulink. При цьому для спрощення процедури обчислення коефіцієнтів лінеаризації була реалізована функціональна залежність зміни коефіцієнтів квазіоптимального регулятора, отриманих для деякої області зміни $\frac{dl_m}{dt}$ та u_{pn} , відповідно. Графік перехідних процесів для класичного лінійно – квадратичного регулятора та отриманого квазіоптимального регулятора мають вигляд, представлений на рис.3 та на рис.4, відповідно.

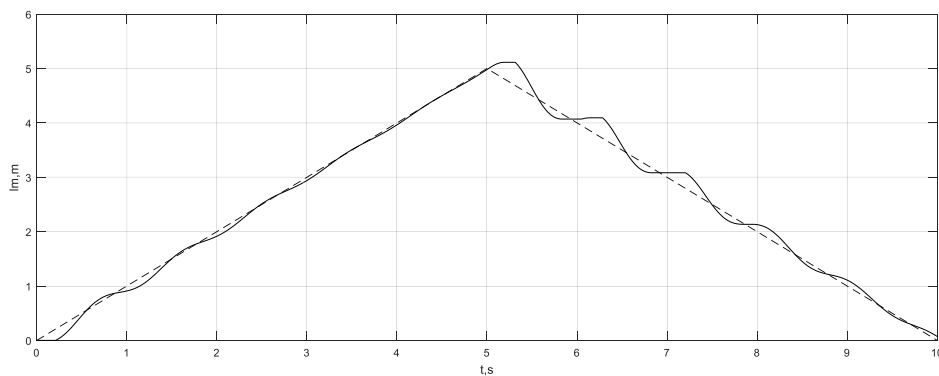


Рис.3. Графік перехідного процесу за переміщенням «летючої» пили при використанні LQR – регулятора.

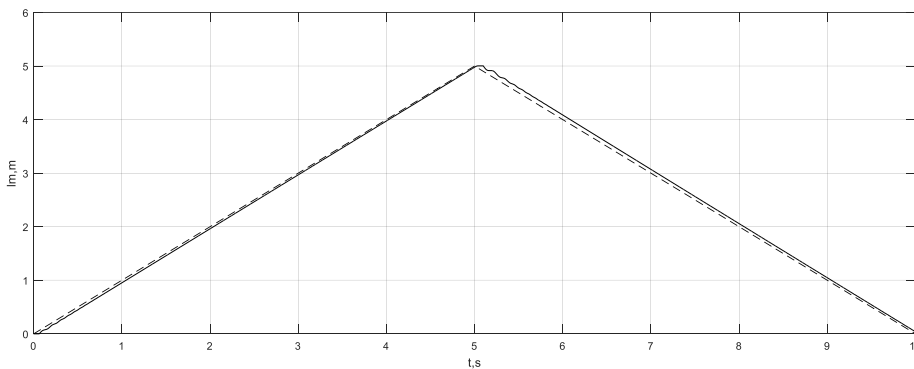


Рис.4. Графік перехідного процесу за переміщенням «летючої» пили при використанні запропонованого квазіоптимального регулятора.

Слід відзначити, що при моделюванні використовувалось дещо збільшене значення люфту для можливості наглядного представлення працездатності запропонованого алгоритму керування. Сигнал завдання формувався як лінійна функція, що відповідає завданню від зовнішнього контролера, що керує всією технологічним процесом.

Висновки.

1. Запропонований алгоритм квазіоптимального керування забезпечує значно якісніші динамічні показники електромеханічної системи.
2. Практична реалізація такого алгоритму керування можлива з використанням сучасних мікропроцесорних пристроїв керування, що широко використовуються у промисловості.

3. Подальший розвиток таких алгоритмів керування можливий з урахуванням зусиль тертя та інших суттєвих нелінійностей.

Перелік використаної літератури

1. Servo drives and servo motors for machines from 0.4 to 6 kW. Режим доступу: <https://www.se.com/ww/en/product-range-download/1162-lexium-05-%26-motors/> Дата доступу: 25.04.2020р.
2. Servo Drives 9400 HighLine. Reference manual. Режим доступу: [http://download.lenze.com/TD/E94AxHE_Servo%20Drives%209400%20HighLine%20\(from%20Firmware%2001-50\)_v15-0_EN.pdf](http://download.lenze.com/TD/E94AxHE_Servo%20Drives%209400%20HighLine%20(from%20Firmware%2001-50)_v15-0_EN.pdf) Дата доступу: 25.04.2020р.
3. Sigma-7 Servo Products Режим доступу: <https://www.yaskawa.com/products/motion/sigma-7-servo-products> Дата доступу: 25.04.2020р.
4. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Компенсация естественных нелинейностей по автоматике. М., Энергоатомиздат, 1982г. – 96с.
5. Торопов А. В. Оптимальное управление электродвигателем роторного колеса на базе ПЛК с применением концепции метода Пирсона / А. В. Торопов, Л. В. Торопова // Вісник НТУУ «КПІ». Гірництво : збірник наукових праць. – 2014. – Вип. 25. – С. 144–149.
6. Торопов А. В. Синтез квазиоптимального регулятора загрузки конвейера горнодобывающего предприятия с использованием концепции метода Пирсона/ А. В. Торопов, Л. В. Торопова // Вісник ЖДТУ. Серія "Технічні науки". – 2018. – Вип. 1(81). – С. 287–292.

Робота виконана під керівництвом доц. к.т.н. Торопова А.В.