

СИНТЕЗ ТИПОВИХ ЦИФРОВИХ АСТАТИЧНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ПРОМИСЛОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Ю.В. Шуруб^{1*}, канд. техн. наук, А.О. Дудник^{2**}, канд. техн. наук, А.А. Руденський^{2***}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: yvshur@ukr.net.

² Національний університет біоресурсів і природокористування України,
вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

Статтю присвячено уточненню та узагальненню аналітичної методики синтезу типових цифрових астатичних регуляторів промислових електроприводів, що можуть бути подані у вигляді дискретних передатних функцій у Z-перетворенні, за заданою добротністю за швидкістю та розробці рекомендацій з визначення параметрів налаштування таких регуляторів. Пропонується коефіцієнт інтегральної складової визначати за заданою добротністю за швидкістю, а інші параметри налаштування визначати таким чином, щоб компенсувати два (для ПІД-регуляторів) або один (для ПІ-регуляторів) полюси дискретної передатної функції об'єкта керування. Визначені діапазони оптимальних за динамічними показниками якості значень добротності за швидкістю для ряду електроприводів. Доведено, що для збільшення швидкодії в системах з ПІ-регуляторами необхідно компенсувати більший з двох полюсів. Бібл. 10, рис. 5.

Ключові слова: регульований електропривод, цифровий регулятор, астатичні закони керування, показники якості.

Вступ. Застосування типових астатичних регуляторів (ПІД- та ПІ-регуляторів), що містять інтегральну складову, дає змогу позбутися усталеної похибки у разі статичних навантажень та постійної складової динамічної похибки за динамічних навантажень, що змінюються за періодичними [1] та стохастичними [2] законами. На сучасному етапі розвитку автоматизованих електроприводів основним видом регуляторів є цифрові. При цьому слід враховувати, що цифрові регулятори є дискретними елементами, у яких відбувається дискретизація неперервних сигналів, що надходять від об'єкта керування як за часом, так і за рівнем. Завдяки великій кількості розрядів сучасні мікропроцесорні пристрої забезпечують високу роздільну здатність аналого-цифрового перетворення, що дає можливість нехтувати ефектами квантування за рівнем в процесі синтезу цифрових регуляторів. При цьому вплив ефекту квантування за часом визначається періодом квантування та залишається суттєвим для динамічних характеристик цифрової системи регулювання.

Задача вибору раціонального періоду квантування є однією з основних проблем реалізації цифрових систем керування. Згідно теореми Найквіста-Шенона неперервний сигнал може бути описаний із заданою точністю своїми значеннями, вимірними у дискретні моменти часу із частотою, що перевищує двократну максимальну частоту, що обмежена спектром неперервного сигналу [3]. За виконання цієї умови для визначення параметрів налаштування цифрових регуляторів традиційно застосовують методи синтезу неперервних регуляторів, що базуються на застосуванні диференціальних рівнянь динаміки електроприводу та перетворення Лапласа, а вже після визначення параметрів налаштування проводять аналіз системи на стійкість та якість за допомогою методу Z-перетворення, що враховує дискретність регулятора.

За такого підходу виникають дві проблеми. Перша пов'язана з тим, що реальні сигнали, що надходять з датчиків до об'єкту керування електроприводів, мають необмежений частотний спектр, відповідно, максимальна частота, що обмежена спектром неперервного сигналу, прямує до нескінченності. Друга проблема виходить з першої та пов'язана із суб'єктивністю підходів проектувальників до завдання необхідної точності відтворення неперервного сигналу. Зменшення періоду квантування, що є величиною обернено пропорційною до частоти вимірювання, збільшує точність керування цифровою системою, але при цьому також збільшуються навантаження мікропроцесора та, відповідно, необхідна його продуктивність та вартість всієї системи. Також мінімальний період квантування може бути обмежений технічними можливостями промислових серійних регуляторів, особливо, якщо електропривод є виконавчим механізмом систем регулювання інерційними

© Шуруб Ю.В., Дудник А.О., Руденський А.А., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2735-4613>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9797-3551>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-4288-3572>

технологічними процесами вищого рівня ієрархії таких як систем регулювання параметрів мікроклімату, де для уникнення накладання спектрів сигналів внутрішнього та зовнішнього контурів регулювання доцільно погоджувати періоди їх квантування. У разі збільшення періоду квантування втрачається важлива інформація про сигнал, що може призвести до неможливості відтворення вихідного сигналу за дискретними вибірками та втрати стійкості системи. Тому для врахування впливу періоду квантування та дискретного характеру сигналів на динамічні характеристики цифрової системи при визначенні параметрів налаштування саме у стадії синтезу доцільно застосовувати методи *синтезу* регулятора при поданні цифрової системи у Z -перетворенні, що є не настільки розвиненими, як методи *аналізу* дискретних систем у Z -перетворенні.

Зазначимо, що для неперервних систем поширеними є аналітичні методи синтезу типових регуляторів, що базуються на компенсації великих сталих часу інерційних ланок, наприклад, методи налаштування на технічний оптимум або симетричний оптимум [4]. Необхідно врахувати, що для дискретних (цифрових) систем, поданих у Z -перетворенні, не існує поняття сталих часу. Тому для таких систем слід говорити про компенсацію полюсів дискретної передатної функції об'єкта керування за аналогією з компенсацією сталих часу неперервної передатної функції, поданої у перетворенні Лапласа для неперервних систем.

Для цифрових ПД-регуляторів відома методика синтезу слідкуючих систем за лінійного сигналу завдання за заданою добротністю за швидкістю [3], що базується на компенсації двома нулями дискретної передатної функції регулятора двох полюсів дискретної передатної функції об'єкта керування, при цьому вказане джерело не дає рекомендацій, які саме значення добротності доцільно задавати як вихідний параметр задля подальшого визначення параметрів налаштування. Для прикладу, у вказаних методах компенсації великих сталих часу неперервних систем таким вихідним параметром є відношення сталої часу інтегрування контуру струму до некомпенсованої сталої часу, що для умов технічного оптимуму повинне дорівнювати 2, для умов нульового перерегулювання повинне бути не менше 4. Також у [3] не надається обґрунтованих рекомендацій по застосуванню цієї методики для синтезу цифрової системи регулювання з об'єктом другого порядку для широко поширеного ПІ-регулятора при використанні іншого широко поширеного, особливо у системах підпорядкованого регулювання, виду типових астатичних регуляторів – ПІ-регулятора. В останньому випадку проблема полягає у невідповідності кількості полюсів передатної функції об'єкта кількості нулів передатної функції регулятора.

Метою даної роботи є розробка рекомендацій з визначення параметрів налаштування цифрових регуляторів промислових електроприводів, що реалізують типові астатичні закони керування, за допомогою уточнення методики синтезу цифрових ПД-регуляторів за лінійного сигналу завдання за заданою добротністю за швидкістю, що дає змогу враховувати дискретний характер проходження сигналів через ці регулятори *на етапі їхнього синтезу*, шляхом визначення діапазонів оптимальних за динамічними показниками якості значень добротності за швидкістю, а також узагальнення даної методики на інші можливі види типових цифрових астатичних регуляторів та сигналів завдання.

Об'єкт досліджень. В роботі розглядається система стабілізації швидкості обертання валу електродвигуна. САР має статичний об'єкт керування, що не містить інтегруючої ланки. Датчик кутової швидкості двигуна вважається безінерційним з одиничним коефіцієнтом передачі, неперервним або дискретним з періодом квантування, що дорівнює періоду квантування цифрового регулятора. Розрахунки будемо проводити у відносних одиницях, приймаючи за базове значення швидкості обертання ω швидкість холостого ходу ω_0 . Вибір конкретного типу регулятора кожного електроприводу залежить від технологічних умов його роботи, може відбуватися за різними методиками [4–9] та у даній статті не розглядається. Тобто, вона присвячена параметричному синтезу регуляторів, коли їхня структура є заданою, а невідомими є параметри налаштування.

Задля визначення етапів процедури синтезу цифрових типових регуляторів розглянемо узагальнену передатну функцію регульованих електроприводів за керуючою дією [4]

$$W_{ок}(s) = \frac{1}{T_e T_M s^2 + T_M s + 1}, \quad (1)$$

де T_e – електромагнітна стала часу; T_M – електромеханічна стала часу.

До такої передатної функції можуть бути зведені з деякими припущеннями регульовані за напругою електроприводи постійного струму з незалежним збудженням та вентильні

електроприводи, асинхронні електроприводи з частотним скалярним керуванням [4]. Вхідним керуючим сигналом у даному випадку є кутова швидкість холостого ходу ω_0 , що визначається напругою живлення електроприводів постійного струму та вентильних, частотою живлення асинхронних електроприводів. У даній роботі розрахунки будуть проводитися для частотно-регульованого двигуна 4A112M2 потужністю 7,5 кВт за $T_e = 0,09$ с, $T_M = 0,68$ с. Тоді передатна функція об'єкту керування матиме вигляд

$$W_{ок}(s) = \frac{1}{0,0612s^2 + 0,68s + 1}. \quad (2)$$

Задля проведення синтезу цифрової системи регулювання у Z-перетворенні знайдемо за допомогою пакету MATLAB дискретну передатну функцію об'єкту, що має також фіксатор нульового порядку, за періоду квантування $T = 0,1$ с

$$W_{ок}(z) = \frac{0,05755z + 0,03979}{z^2 - 1,232z + 0,3292} = \frac{az + b}{z^2 + dz + c}. \quad (3)$$

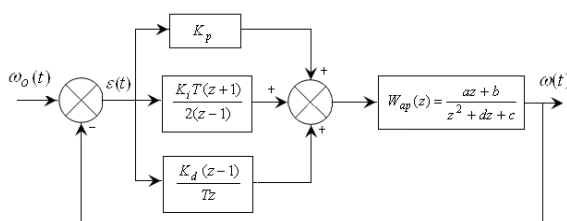


Рис. 1

Цифрова система автоматичного регулювання складається з регулятора та об'єкту керування. Структурну схему такої системи з найбільш універсальним типовим цифровим ПІД-регулятором, дискретні передатні функції складових якого подані у Z-перетворенні з цифровим інтегруванням за методом трапецій як найбільш точним, зображено на рис. 1.

Синтез ПІД-регулятора. Передатна функція цифрового ПІД-регулятора згідно зі схемою на рис. 1

$$W_{пер}(z) = K_p + \frac{K_i T (z + 1)}{2(z - 1)} + \frac{K_d (z - 1)}{Tz} = \frac{K_i T^2 + 2K_d + 2K_p T}{2Tz(z - 1)} \cdot \left(z^2 + \frac{K_i T^2 - 2K_p T - 4K_d}{K_i T^2 + 2K_d + 2K_p T} z + \frac{2K_d}{K_i T^2 + 2K_d + 2K_p T} \right). \quad (4)$$

ПІД-регулятор має два нулі, що дорівнюють кореням поліному у дужках виразу (4). Синтез цифрового ПІД-регулятора полягає у визначенні значень коефіцієнтів налаштування K_p , K_i та K_d . Параметри регулятора можливо вибирати так, щоб знаменник передатної функції об'єкту дорівнював виразу у дужках передатної функції ПІД-регулятора (4). Тоді два нулі передатної функції регулятора компенсують два полюси передатної функції об'єкту, що дорівнюють кореням поліному у знаменнику (3). При цьому отримуємо систему двох рівнянь з трьома невідомими

$$\begin{cases} \frac{K_i T^2 - 2K_p T - 4K_d}{K_i T^2 + 2K_d + 2K_p T} = d = -1,232; \\ \frac{2K_d}{K_i T^2 + 2K_d + 2K_p T} = c = 0,3292. \end{cases} \quad (5)$$

Оскільки рівняння (5) мають зайву змінну, то один з параметрів слід визначати за додатковими технологічними умовами. Наприклад, у [3] рекомендовано, щоб коефіцієнт інтегральної складової регулятора визначався за добротністю за швидкістю K_V , яка визначається як відношення швидкості зміни вхідного сигналу $\frac{dx_{вх}(t)}{dt} = \dot{x}_{вх}$ до усталеної похибки $\Delta x_{уст}$

$$K_V = \frac{\dot{x}_{вх}}{\Delta x_{уст}} \quad (6)$$

за лінійної зміни вхідного сигналу $x_{вх}(t) = kt$. Можна показати, що для астатичних регуляторів добротність за швидкістю K_V визначається тільки коефіцієнтом K_i та параметрами передатної функції об'єкту керування та не залежить від K_p та K_d :

$$K_V = \lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z) \cdot K_i. \quad (7)$$

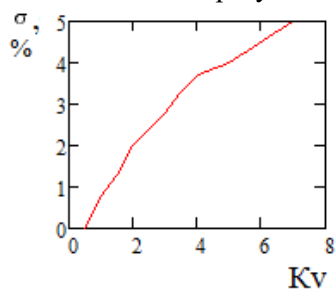
Тоді коефіцієнт інтегральної складової регулятора визначається за формулою

$$K_i = \frac{K_V}{\lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)}. \quad (8)$$

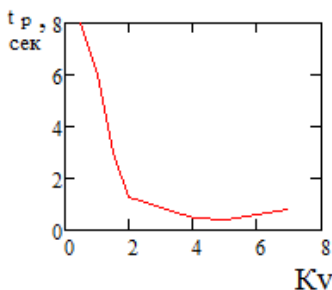
Хоча поняття добротності має фізичний сенс тільки за лінійної зміни вхідного сигналу, але завдяки властивості (7), цей показник може бути рекомендований для визначення коефіцієнту інтегруючої складової регулятора при будь-якій формі вхідного сигналу, у тому числі й у вигляді східчастої функції. Після визначення коефіцієнту K_i інші два параметри налаштування ПД-регулятора визначаються за допомогою розв'язку системи двох рівнянь (5).

Залишається питання, яке саме значення добротності слід задавати для визначення K_i . Вираз (6) показує, що за східчастої вхідної дії усталена похибка астатичної системи за будь-якого значення добротності буде дорівнювати нулю. У випадку лінійного вхідного сигналу усталена похибка буде мінімальною і дорівнюватиме нулю за добротності $K_V = \infty$, що фізично не може бути реалізовано. Таким чином, визначення оптимальної добротності потребує додаткових критеріїв оптимізації.

Можемо сказати, що мінімальний час регулювання, що визначається за перехідною характеристикою, буде мінімізувати динамічну похибку за будь-якої зміни вхідного сигналу. Отже, мінімальний час регулювання може розглядатися як такий додатковий критерій оптимізації. Іншим



а



б

Рис. 2

динамічним показником якості перехідної характеристики є перерегулювання. Графіки залежностей пере регулювання σ (рис. 2, а) та часу регулювання t_p (рис. 2, б) від добротності при використанні ПД-регулятора для

двигуна з дискретною передатною функцією (3) подані на рис. 2.

З цих графіків випливає, що оптимальним значенням добротності буде $K_V = 5$, що відповідає мінімуму часу регулювання у разі перерегулювання, що не

перевищує 5%. Перехідну характеристику системи з ПД-регулятором за цього значення добротності та визначених за (8) та

(5) параметрах налаштування $K_p = 3,197$, $K_i = 4,995$ та $K_d = 0,169$ наведено на рис. 3.

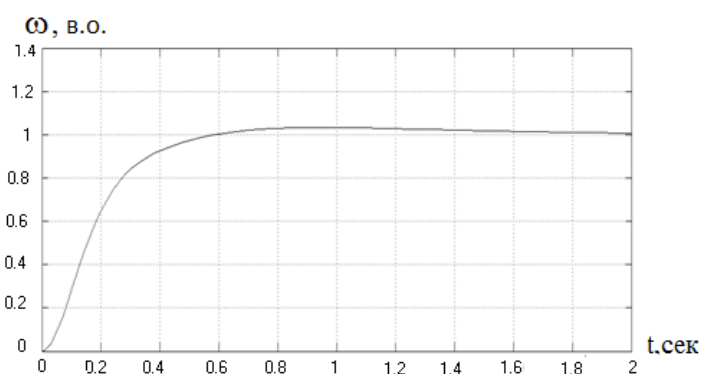


Рис. 3

Аналіз динамічних показників якості системи, визначених за рис. 3, показав, що їхні значення $\sigma = 4\%$ та $t_p = 0,5$ с близькі до показників якості системи, налаштованої на технічний оптимум ($\sigma = 4,3\%$ та $t_p = 4,7T_{\mu} = 0,47$ с у разі прийняття за малу сталу часу T_{μ} періоду квантування цифрового регулятора T).

Дослідження, проведені для ряду електроприводів, які мають електромеханічні сталі часу у діапазоні 0,05..1 с, що відповідає реальним параметрам значної частини промислових електроприводів, та менші значення електромагнітної сталої часу, показали, що оптимальні значення добротності за швидкістю для них у разі застосування ПД-регуляторів знаходяться у межах 3..6, що дає змогу рекомендувати значення з цього діапазону для використання у процедурі синтезу цифрових ПД-регуляторів під час визначення коефіцієнту інтегральної складової за заданою добротністю. Причому, зазначимо, коливання значень динамічних показників якості у разі зміни добротності у вказаному діапазоні для систем з цифровими ПД-регуляторами знаходяться у межах значень, що близькі до умов технічного оптимуму під час налаштування неперервних регуляторів.

Синтез ПІ-регулятора. Передатна функція цифрового ПІ-регулятора

$$W_{\text{пер}}(z) = K_p + \frac{K_i T(z+1)}{2(z-1)} = \frac{K_i T + 2K_p}{2(z-1)} \left(z + \frac{K_i T - 2K_p}{K_i T + 2K_p} \right). \quad (9)$$

ПІ-регулятор має один нуль, що дорівнює вільному члену поліному у дужках виразу (9) з протилежним знаком. У цьому випадку компенсується одна інерційна ланка. При цьому передатна функція системи другого порядку (3) повинна подаватись у такому вигляді:

$$W_{\text{ок}}(z) = \frac{az + b}{(z - z_1)(z - z_2)}, \quad (10)$$

де $z_1 = -\frac{d + \sqrt{d^2 - 4c}}{2} = 0,84$, $z_2 = \frac{-2c}{d + \sqrt{d^2 - 4c}} = 0,392$ – полюси передатної функції об'єкту керування.

Згідно з виразом $W_{\text{поз}}(z) = W_{\text{пер}}(z) \cdot W_{\text{ок}}(z)$ коефіцієнти налаштування K_p та K_i можуть бути визначені таким чином, щоб нуль передатної функції ПІ-регулятора компенсував би один з полюсів передатної функції незмінної частини.

Тоді отримаємо одне рівняння з двома невідомими

$$\frac{K_i T - 2K_p}{K_i T + 2K_p} = -z_1. \quad (11)$$

За аналогією до систем з ПІД-регулятором для визначення коефіцієнту K_i можна скористатися формулою (8). Визначивши цей коефіцієнт, з (11) можна визначити другий коефіцієнт K_p .

У загальному випадку полюси z_1 і z_2 не дорівнюють одне одному. Виникає питання, який полюс, менший чи більший за модулем, є доцільним компенсувати. Для його вирішення звернемося до порівняння з системами з неперервними регуляторами. Згідно з методикою налаштування ПІ-регулятора системи другого порядку на технічний оптимум [4] слід компенсувати інерційну ланку з найбільшою сталою часу. Подамо передатну функцію об'єкту керування (2) у вигляді передатної функції послідовного з'єднання двох інерційних ланок

$$W_{\text{ок}}(s) = \frac{1}{(0,573s + 1)(0,107s + 1)} = \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}. \quad (12)$$

Знайдемо Z-перетворення цієї передатної функції, використовуючи теореми Z-перетворення [10],

$$\begin{aligned} W_{\text{ок}}(z) &= Z \left[\frac{1 - e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{1}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \right] = (1 - z^{-1}) \cdot Z \left[\frac{A}{s} + \frac{B}{s + \frac{1}{T_1}} + \frac{C}{s + \frac{1}{T_2}} \right] = \\ &= (1 - z^{-1}) \left(Z \left[\frac{A}{s} \right] + Z \left[\frac{B}{s + \frac{1}{T_1}} \right] + Z \left[\frac{C}{s + \frac{1}{T_2}} \right] \right), \end{aligned} \quad (13)$$

де $Z[F(s)]$ – Z-перетворення відповідних функцій оператора Лапласа, що знаходяться у квадратних дужках.

Згідно з таблицями Z-перетворень [10] вираз (13) запишемо у такому вигляді:

$$W_{\text{ок}}(z) = \frac{z-1}{z} \left(\frac{Az}{z-1} + \frac{Bz}{z - e^{-\frac{T}{T_1}}} + \frac{Cz}{z - e^{-\frac{T}{T_2}}} \right) = \frac{Dz + E}{(z - e^{-\frac{T}{T_1}})(z - e^{-\frac{T}{T_2}})}. \quad (14)$$

Позначимо $z_1 = e^{-\frac{T}{T_1}}$ та $z_2 = e^{-\frac{T}{T_2}}$ як полюси дискретної передатної функції об'єкту керування

(14). Якщо $T_1 > T_2$, то $e^{-\frac{T}{T_1}} > e^{-\frac{T}{T_2}}$, тобто $z_1 > z_2$. Отже, інерційній ланці з більшою сталою часу відповідає поліном з більшим полюсом у дискретній передатній функції об'єкту керування. Таким чином, компенсувати у (10) слід більший за модулем полюс $z_1 = 0,84$.

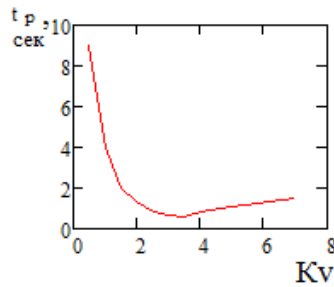
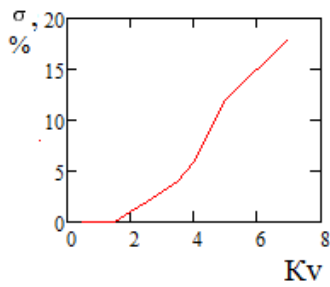


Рис. 4

Графіки залежностей перерегулювання (а) та часу регулювання (б) від добротності у разі використання ПІ-регулятора для двигуна, що розглядається, подано на рис. 4. З цих графіків виходить, що оптимальним значенням добротності буде $K_V = 3,5$.

чених за (8) та (11) параметрах налаштування $K_p = 2,011$ та $K_i = 3,497$ наведено на рис. 5.

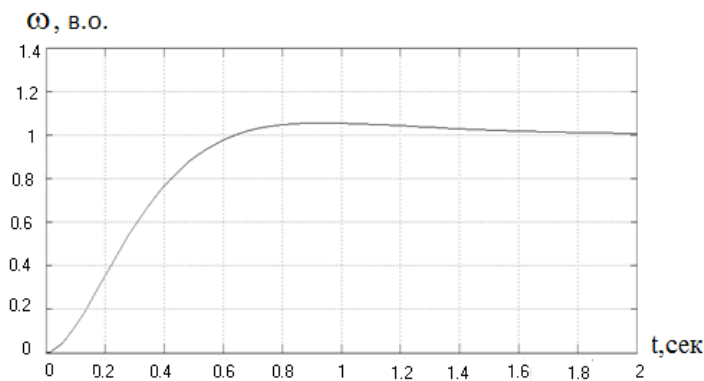


Рис. 5

Перехідну характеристику системи з ПІ-регулятором за цього значення добротності та визна-

чених за (8) та (11) параметрах налаштування $K_p = 2,011$ та $K_i = 3,497$ наведено на рис. 5. Аналіз динамічних показників якості системи, що досліджується, з ПІ-регулятором, визначені за рис. 5, показав що їхні значення $\sigma = 4,4\%$ та $t_p = 0,53$ с також близькі до показників якості системи, налаштованої на технічний оптимум. Оптимальні значення добротності за швидкістю у разі застосування ПІ-регуляторів, визначені для того ж ряду електроприводів, як і під час дослідження систем з ПІД-регулятором, що відповідають умовам, близьким до технічного оптимуму при налаштуванні неперервних регуляторів, для них знаходяться у межах 2..5, що дає змогу рекомендувати значення з цього

діапазону для використання у процедурі синтезу цифрових ПІ-регуляторів.

Висновки. Використання аналітичної методики синтезу цифрових типових астатичних регуляторів у Z-перетворенні за заданою добротністю за швидкістю дає змогу визначати параметри їхнього налаштування із урахуванням дискретного характеру проходження сигналів через ці регулятори на етапі їхнього синтезу, що дає змогу спростити процедуру синтезу цифрових систем регулювання електроприводу порівняно з методами, що базуються на представленні цифрових регуляторів неперервними передатними функціями, оскільки не потребує подальшого аналізу на стійкість та якість при урахуванні дискретності регулятора за заданих періодах квантування.

Для ряду електроприводів з визначеними електромеханічними та електромагнітними сталими часу встановлено діапазони оптимальних за динамічними показниками якості значень добротності за швидкістю, що дає змогу рекомендувати ці значення як вихідний параметр під час аналітичного синтезу цифрових типових астатичних регуляторів, що дає можливість отримати показники якості цифрової системи на рівні оптимальних показників якості неперервних систем.

Розглянута методика синтезу найбільш універсального типового цифрового ПІД-регулятора за лінійного сигналу завдання узагальнена на інші можливі види типових астатичних регуляторів (ПІ-регулятор) та сигналів завдання (зокрема, у вигляді східчастої функції). Пропонується коефіцієнт інтегральної складової регуляторів визначати за заданою добротністю за швидкістю, а інші параметри налаштування необхідно визначати таким чином, щоб компенсувати два (для ПІД-регуляторів) або один (для ПІ-регуляторів) полюси передатної функції незмінної частини системи.

Запропоновано в регульованих електроприводах з цифровими ПІ-регуляторами та об'єктом керування другого порядку компенсувати більший з двох полюсів, що дає змогу збільшити швидкодію цифрової системи.

1. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Yu.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 1. С. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>.

2. Shurub Y., Dudnyk A., Vasilenkov V., Lavinskiy D. Application of a Kalman filter in scalar form for discrete control of electromechanical systems. *IEEE International Conference on Problems of Automated Electrodrive. Theory and*

Practice (PAEP). Kremenchuk, Ukraine, September 21–25, 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240805>.

3. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
4. Ключев В. И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
5. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
6. Deur J., Koledić T., Perić N. Optimization of speed control system for electric drives with elastic coupling. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on *Control Applications*. Trieste, Italy, 04–04 September 1998. Pp. 319–325.
7. Åström K.J., Hägglund T. PID Controllers: Theory Design and Tuning. Research Triangle Park. NC: Instrument Society of America, 1995. 344 p.
8. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*. 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2004.01.002>.
9. Jakovljević B.B., Rapaić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 18th International Conference on *System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. Sinaia, Romania, October 17–19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
10. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування. К.: Либідь, 2007. 656 с.

SYNTHESIS OF TYPICAL DIGITAL ASTATIC REGULATORS OF INDUSTRIAL ELECTRIC DRIVES

Yu.V. Shurub¹, A.O. Dudnyk², A.A. Rudenskiy²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: yvshur@ukr.net.

² National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Heroyiv Oborony st., 15, Kyiv, 03041, Ukraine.

The paper is devoted to the clarification and generalization of the analytical methodology for the synthesis of typical digital astatic regulators of industrial electric drives, which can be presented in the form of discrete transfer functions in the Z-transformation, according to the given speed quality factor, and the development of recommendations for determining the setting parameters of such regulators. It is proposed to determine the coefficient of the integral component according to the given speed quality factor, and determine the other setting parameters in such a way as to compensate for two (for PID-regulators) or one (for PI-regulators) poles of the discrete transfer function of the control object. The ranges of speed quality factor values for a number of electric drives that are optimal in terms of dynamic performance indexes have been determined. It has been proven that to increase the speed in systems with PI controllers, it is necessary to compensate for the larger of the two poles. References 10, figures 5.

Keywords: regulated electric drive, digital regulator, astatic control laws, performance indexes.

1. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Y.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Tekhnichna Elektrodynamic*. 2020. No 1. Pp. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.033>.
2. Shurub Y., Dudnyk A., Vasilenkov V., Lavinskiy D. Application of a Kalman filter in scalar form for discrete control of electromechanical systems. IEEE International Conference on *Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*. Kremenchuk, Ukraine, September 21–25, 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240805>.
3. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
4. Klichuev V.I. Theory of electric drive: textbook for universities. Moskva: Energoatomizdat, 2001. 704 p. (Rus)
5. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
6. Deur J., Koledić T., Perić N. Optimization of speed control system for electric drives with elastic coupling. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on *Control Applications*. Trieste, Italy, 04–04 September 1998. Pp. 319–325.
7. Åström K.J., Hägglund T. PID Controllers: Theory Design and Tuning. Research Triangle Park. NC: Instrument Society of America, 1995. 344 p.
8. Åström K.J., Hägglund T. Revisiting the Ziegler-Nichols step response method for PID control. *Journal of Process Control*. 2004. Vol. 14. Pp. 635–650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2004.01.002>.
9. Jakovljević B.B., Rapaić M.R., Jelčić Z.D., Šekara T.B. Optimization of fractional PID controller by maximization of the criterion that combines the integral gain and closed-loop system bandwidth. 2014 18th International Conference on *System Theory, Control and Computing (ICSTCC)*. Sinaia, Romania, October 17–19, 2014. Pp. 64–69. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSTCC.2014.6982392>.
10. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. Theory of automatic control: textbook. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)

Надійшла 10.04.2024
Остаточний варіант 07.05.2024