

**ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ТИПОВИХ ЦИФРОВИХ СТАТИЧНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ПРОМИСЛОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ**

**Ю.В. Шуруб\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [yvshur@ukr.net](mailto:yvshur@ukr.net)

*Статтю присвячено розробці та дослідженню підходів до визначення параметрів налаштування типових цифрових статичних регуляторів промислових електроприводів, що можуть бути подані у вигляді дискретних передатних функцій у Z-перетворенні. Пропонується визначати параметри налаштування статичних регуляторів, виходячи із заданої статичної похибки (статизму). Обґрунтовується можливість технічної реалізації цифрового пропорційно-диференціального регулятора з ідеальним цифровим диференціатором. Показано значне покращення показників якості системи у разі використання диференціальної складової цифрового статичного регулятора. Бібл. 10, рис. 7.*

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

**Вступ.** Сучасні регулятори промислових електроприводів будуються на основі мікропроцесорних приладів та є цифровими. Найпростіші закони керування реалізуються типовими регуляторами, в яких керуюча дія лінійно залежить від відхилення регульованого сигналу від заданого (пропорційна складова – П), його інтеграла (інтегральна складова – І) та першої похідної за часом (диференціальна складова – Д). Системи автоматичного регулювання (САР) з типовими регуляторами поділяються на астатичні, в яких завдяки наявності у регуляторі інтегральної складової статична похибка дорівнює нулю, та статичні, в яких інтегральна складова у регуляторі відсутня, внаслідок чого САР має кінцеву статичну похибку. Наявність інтегральної складової у складі астатичних регуляторів зменшує запаси стійкості системи автоматичного регулювання, що може призвести до значної коливальності системи у разі змінних у часі збурюючих діях. У деяких випадках через значні діапазони зміни навантаження протягом технологічного циклу є доцільним використання статичних регуляторів для таких механізмів як компресори, змішувачі, зернодробарки, що працюють за динамічних навантажень, що змінюються за періодичними [1] та стохастичними [2] законами. При цьому найбільш поширеним методом аналізу роботи цифрових регуляторів є метод Z-перетворення, але методи їхнього синтезу саме у разі подання цифрової системи у Z-перетворенні є не настільки розвиненими як методи синтезу неперервних типових регуляторів через застосування диференціальних рівнянь динаміки електроприводу та перетворення Лапласа [3-8], в яких не враховується дискретність регулятора. Для астатичних цифрових регуляторів існує методика синтезу за заданою добротністю за швидкістю [9], що базується на компенсації полюсів дискретної передатної функції об'єкта керування. Для статичних регуляторів можливість застосування цієї методики залишається невизначеною.

**Метою роботи** є визначення процедури синтезу цифрових регуляторів промислових електроприводів, що реалізують типові статичні закони керування, яка дає змогу врахувати дискретний характер проходження сигналів через ці регулятори.

**Об'єкт керування.** В роботі розглядається система стабілізації швидкості обертання валу двигуна. 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.

Для універсальності підходу до синтезу типових регуляторів пошук оптимальних параметрів їхнього налаштування здійснюватимемо за визначенням показників якості перехідної характеристики за сталого одиничного сигналу завдання та неврахуванні сигналу збурення, а потім проаналізуємо вплив дії навантаження на точність системи з вже визначеними параметрами налаштування регулятора. Розрахунки будемо проводити у відносних одиницях, приймаючи за базові значення швидкості обертання  $\omega$  швидкість холостого ходу  $\omega_0$ , для моменту навантаження  $M$  – номінальний момент двигуна  $M_n$ .

Для визначення етапів процедури синтезу цифрових типових регуляторів розглянемо узагальнену передатну функцію регульованих електроприводів за керуючою дією [8]

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

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, вентильні електроприводи та асинхронні електроприводи з частотним скалярним керуванням. Вхідним керуючим сигналом у даному випадку є кутова швидкість холостого ходу  $\omega_0$ , що визначається напругою живлення електроприводів постійного струму та вентильних, частотою живлення асинхронних електроприводів. У роботі розрахунки проводяться для частотно регульованого двигуна 4A112M2 потужністю 7,5 кВт за  $T_e = 0,09$  сек,  $T_M = 0,68$  сек. Тоді передатна функція об'єкту керування матиме вигляд

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

Для проведення синтезу цифрової системи регулювання у Z-перетворенні знайдемо за допомогою таблиці Z-перетворень [10] дискретну передатну функцію об'єкту, що вміщує також фіксатор нульового порядку, при періоді квантування  $T = 0,001$  сек

$$W_{ок}(z) = \frac{0,00000814z + 0,00000811}{z^2 - 1,988954z + 0,98897}. \quad (3)$$

**Синтез систем із статичними регуляторами.** Під статичними будемо розуміти регулятори, що не мають інтегральної складової та реалізують пропорційний (П-регулятори) і пропорційно-диференціальний (ПД-регулятори) закони керування.

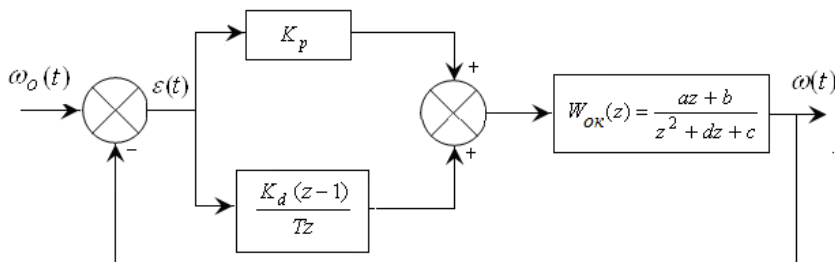


Рис. 1

Цифрова система автоматичного регулювання складається з регулятора та об'єкта керування. Структурну схему такої системи [9] з найбільш універсальним типовим статичним цифровим ПД-регулятором наведено на рис. 1.

Задля можливості застосування методу компенсації полюсів дискретної передатної

функції об'єкта керування (3) вона повинна подаватися у такому вигляді

$$W_{ок}(z) = \frac{az + b}{(z - z_1)(z - z_2)} = \frac{0,00000814z + 0,00000811}{(z - 0,9982563)(z - 0,9906977)}, \quad (4)$$

де  $z_1 = \frac{-2c}{d + \sqrt{d^2 - 4c}} = 0,9982563$ ,  $z_2 = -\frac{d + \sqrt{d^2 - 4c}}{2} = 0,9906977$  – полюси дискретної передатної функції об'єкта керування.

Згідно з виразом для передатної функції розімкненої системи  $W_{роз}(z) = W_{рег}(z) \cdot W_{ок}(z)$  коефіцієнти налаштування можуть бути визначені таким чином, щоб нулі передатної функції регулятора компенсували полюси передатної функції об'єкта.

Розглянемо окремо синтез двох згаданих типів статичних цифрових регуляторів.

1) П-регулятор. Дискретна передатна функція П-регулятора збігається з передатною функцією неперервного П-регулятора

$$W_{рег}(z) = K_p. \quad (5)$$

Передатна функція регулятора не має нулів, відповідно компенсація полюсів передатної функції об'єкта у разі використання П-регулятора є неможливою.

П-регулятор має один параметр налаштування –  $K_p$ . З'ясуємо, чи можливо для його визначення використовувати поняття добротності за швидкістю  $K_v$ , що рекомендується як заданий

показник якості у [9], та яка визначається як відношення швидкості зміни вхідного сигналу  $\frac{dx_{\text{вх}}(t)}{dt} = \dot{x}_{\text{вх}}$  до усталеної похибки  $\Delta x_{\text{уст}}$

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

За лінійної зміни вхідного сигналу  $x_{\text{вх}}(t) = kt$ . Тоді швидкість  $\dot{x}_{\text{вх}} = \text{const} = k$ .

За методикою [9] можна показати, що добротність за швидкістю систем з П- та ПД-регуляторами буде дорівнювати

$$K_V = \frac{\dot{x}_{\text{вх}}}{\Delta x_{\text{уст}}} = \frac{1}{T} \lim_{z \rightarrow 1} [(z-1)K_p W_{\text{ок}}(z)] = 0. \quad (7)$$

Отже, за лінійної зміни вхідного сигналу  $x_{\text{вх}}(t) = kt$  усталена похибка прямуватиме до нескінченності:  $\Delta x_{\text{уст}} = k / K_V \rightarrow \infty$ .

У разі східчастої вхідної дії  $x_{\text{вх}}(t) = k \cdot 1(t)$  швидкість зміни вхідного сигналу  $\frac{dx_{\text{вх}}(t)}{dt} = \dot{x}_{\text{вх}} = k \cdot \delta(t)$ , де  $\delta(t)$  – одинична імпульсна функція Дірака та за  $t > 0$  дорівнює нулю.

Виразивши з (6) усталену похибку, що визначається добротністю за швидкістю, отримаємо невизначеність 0/0. Отже для синтезу статичних регуляторів використання такого показника як добротність за швидкістю не має сенсу.

Відзначимо, що добротність за швидкістю визначається як величина, обернена коефіцієнту похибки за швидкістю  $C_1$  у разі подання динамічної похибки  $\Delta x(t)$  у вигляді нескінченного ряду [10]

$$\Delta x(t) = C_0 \cdot x_{\text{вх}}(t) + C_1 \cdot \frac{dx_{\text{вх}}(t)}{dt} + \frac{C_2}{2!} \cdot \frac{d^2 x_{\text{вх}}(t)}{dt^2} + \dots \quad (8)$$

Через нульове значення  $K_V$  коефіцієнт похибки за швидкістю  $C_1$ , що присутній у формулі (8), прямуватиме до нескінченності як і усі коефіцієнти похибки вищого порядку  $C_2, C_3, C_4, \dots$ . Це підтверджує, що усталена похибка у системі з П-регулятором матиме кінцеве значення тільки у разі східчастої вхідної дії  $x_{\text{вх}}(t) = k \cdot 1(t)$ , усі похідні від якої за  $t \rightarrow \infty$  дорівнюватимуть нулю. Відповідно, дорівнюватимуть нулю усі члени першого та вищого порядку ряду (8). У цьому випадку усталена похибка дорівнюватиме

$$\Delta x_{\text{уст}}(t) = C_0 \cdot x_{\text{вх}}(t) . \quad (9)$$

Коефіцієнт  $C_0$  має назву статизм [10] та у разі одиничної східчастої дії  $x_{\text{вх}}(t) = 1(t)$  за  $t \rightarrow \infty$  дорівнює статичній похибці, що у загальному випадку відрізняється від усталеної похибки  $\Delta x_{\text{уст}}$ , яка визначається в усталеному режимі за будь-якого виду вхідної дії. Знайдемо статизм (статичну похибку) системи з П-регулятором за допомогою Z-зображення динамічної похибки та теореми про кінцеве значення Z-перетворення [10].

Згідно з (9) статизм визначається як відношення усталеної похибки  $\Delta x_{\text{уст}}$  до східчастого вхідного сигналу  $x_{\text{вх}}(t) = k \cdot 1(t)$

$$C_0 = \Delta x_{\text{уст}} / x_{\text{вх}}(t) . \quad (10)$$

Z-зображення вхідного сигналу згідно з [10]  $X_{\text{вх}}(z) = kz / (z-1)$ . Z-зображення динамічної похибки від сигналу завдання має вигляд

$$\Delta X(z) = \frac{X_{\text{вх}}(z)}{1 + W_{\text{роз}}(z)} = \frac{X_{\text{вх}}(z)}{1 + W_{\text{рег}}(z)W_{\text{ок}}(z)} . \quad (11)$$

Усталена похибка від сигналу завдання згідно з теоремою про кінцеве значення Z-перетворення буде дорівнювати

$$\Delta x_{\text{уст}} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \Delta X(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{X_{\text{вх}}(z)}{1 + W_{\text{рег}}(z)W_{\text{ок}}(z)} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{\frac{kz}{z-1}}{1 + W_{\text{рег}}(z)W_{\text{ок}}(z)} = \frac{k}{1 + \lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{рег}}(z)W_{\text{ок}}(z)} . \quad (12)$$

Враховуючи, що за  $t \rightarrow \infty$   $x_{\text{вх}}(t) = k$ , а  $W_{\text{рег}}(z) = K_p$  отримаємо значення статизму

$$C_0 = \frac{\Delta x_{\text{уст}}}{x_{\text{вх}}(t)} = \frac{1}{1 + K_p \lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)}. \quad (13)$$

Отже, коефіцієнт налаштування П-регулятора однозначно пов'язаний із заданим статизмом. Для спрощення можна ввести коефіцієнт  $K_x = K_p \lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)$ , що у [9] названо коефіцієнтом похибки за положенням. Коефіцієнт похибки за положенням та статизм пов'язані між собою як

$$K_x = C_0^{-1} - 1. \quad (14)$$

Коефіцієнт П-регулятора визначається за формулою

$$K_p = \frac{C_0^{-1} - 1}{\lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)} \quad \text{або} \quad K_p = \frac{K_x}{\lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)}. \quad (15)$$

Отже, коефіцієнт налаштування П-регулятора можна визначити за заданою статичною похибкою. Якщо необхідно забезпечити статичну похибку (статизм) 0,01 або 1%, що є розповсюдженою вимогою до багатьох статичних систем регулювання, то коефіцієнт похибки за положенням повинен бути  $K_x = 99$ . Для заданих у даній роботі параметрів електроприводу

$$K_p = \frac{K_x}{\lim_{z \rightarrow 1} W_{\text{ок}}(z)} = \frac{99}{1,0018236} = 98,82. \quad (16)$$

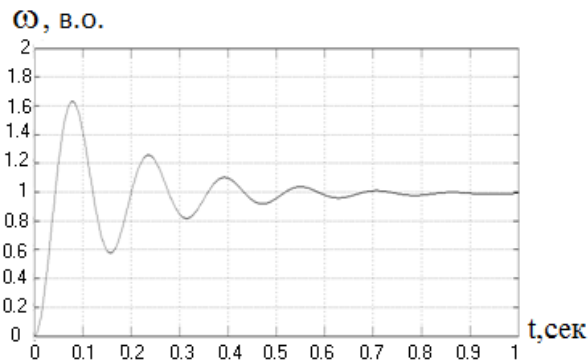


Рис. 2

Перехідну характеристику системи з П-регулятором наведено на рис. 2.

При цьому динамічні показники якості, такі як перерегулювання та час регулювання, за умови забезпечення заданої статичної похибки  $C_0 = 0,01$  не є оптимальними, проте в деяких випадках такі динамічні показники задовольняють вимогам під час налаштування САР. На рис. 3 наведено залежності перерегулювання  $\sigma$  (а), часу регулювання  $t_p$  (б) та коефіцієнту  $K_p$  (в) від заданого значення статичної похибки  $C_0$ .

Але саме під час використання цифрового статичного регулятора ці показники можна значно покращити без погіршення точності за рахунок введення до закону керування диференціальної складової, що реалізується цифровим диференціатором. Таким чином ми отримаємо пропорційно-диференціальний (ПД) регулятор.

2) ПД-регулятор. Для систем з неперервними регуляторами існує проблема технічної реалізації пропорційно-диференціального закону керування. Передатна функція неперервного ПД-регулятора має наступний вигляд:

$$W_{\text{рег}}(s) = K_d s + K_p. \quad (17)$$

Згідно з положеннями теорії автоматичного керування умовою технічної реалізації будь-якої динамічної ланки є неперевикнення порядком поліному чисельника передатної функції ланки порядку

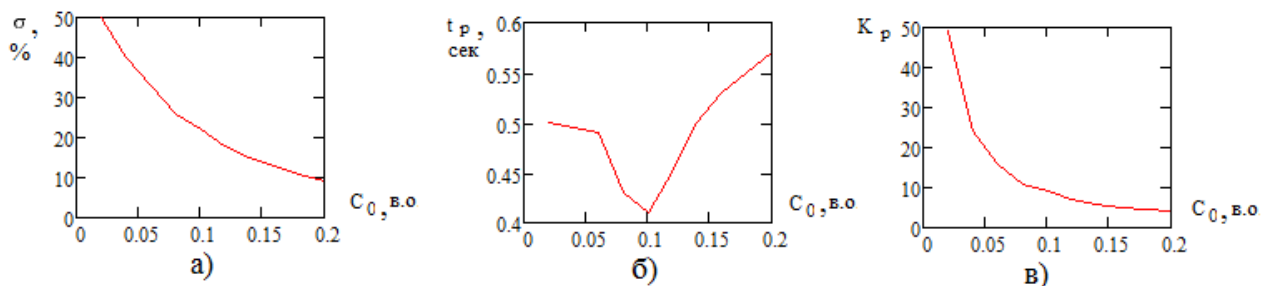


Рис. 3

поліному знаменника. У передатній функції неперервного ПД-регулятора порядок поліному чисельника дорівнює одиниці та перевищує порядок поліному знаменника, що дорівнює нулю. Отже, ідеальний неперервний ПД-регулятор не може бути технічно реалізований. Зазвичай ідеальну диференціюючу ланку доповнюють інерційною ланкою з малою постійною часу  $T_d$ , отримуючи так званий реальний диференціатор

$$W_{\text{пер}}(s) = K_d s / (T_d s + 1), \quad (18)$$

що однак спотворює закон керування та обмежує застосування неперервних ПД-регуляторів.

Дискретна передатна функція цифрового ПД-регулятора згідно з рис. 1

$$W_{\text{пер}}(z) = K_p + \frac{K_d(z-1)}{Tz} = \frac{K_p T + K_d}{Tz} \times \left( z - \frac{K_d}{K_p T + K_d} \right). \quad (19)$$

З (19) видно, що порядок поліному чисельника дорівнює порядку поліному знаменника (одиниці). Отже, ідеальний цифровий диференціатор може бути реалізований без спотворення.

Статична похибка, як і для систем з П-регулятором, визначається формулою (13). Відповідно, коефіцієнт пропорційної складової регулятора  $K_p$  визначається за формулами (15), виходячи із заданої статичної похибки. Коефіцієнт  $K_d$  визначаємо таким чином, щоб нуль передатної функції ПД-регулятора компенсував би один з полюсів (більший за модулем) дискретної передатної функції об'єкта керування

$$K_d / (K_p T + K_d) = z_1. \quad (20)$$

Звідси 
$$K_d = \frac{K_p T z_1}{1 - z_1} = \frac{98,82 \cdot 0,001 \cdot 0,9982563}{1 - 0,9982563} = 56,57377. \quad (21)$$

Перехідну характеристику системи з ПД-регулятором подано на рис. 4.

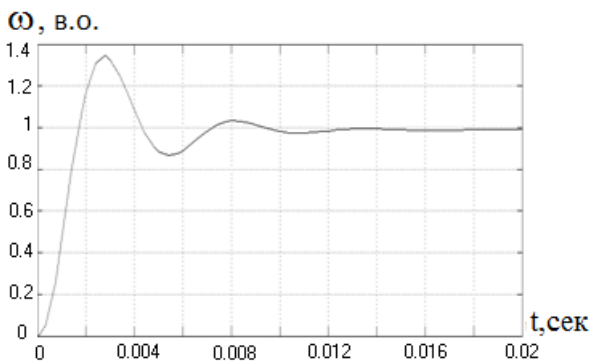


Рис. 4

Порівнюючи її з графіком на рис. 2, можна відзначити покращення динамічних показників якості системи з ПД-регулятором відносно системи з П-регулятором. Зокрема, за умови забезпечення однакової статичної похибки  $C_0 = 0,01$  час регулювання зменшився з 0,5 сек до 0,015 сек, перерегулювання зменшилося з 62 % при П-регуляторі до 31 % при ПД-регуляторі.

На рис. 5 показано залежності перерегулювання  $\sigma$  (а), часу регулювання  $t_p$  (б) та коефіцієнту  $K_d$  (в) від заданого значення статичної похибки  $C_0$  системи з ПД-регулятором. Залежність коефіцієнту  $K_p$  така ж, як у системи з П-регулятором

(рис. 3, в).

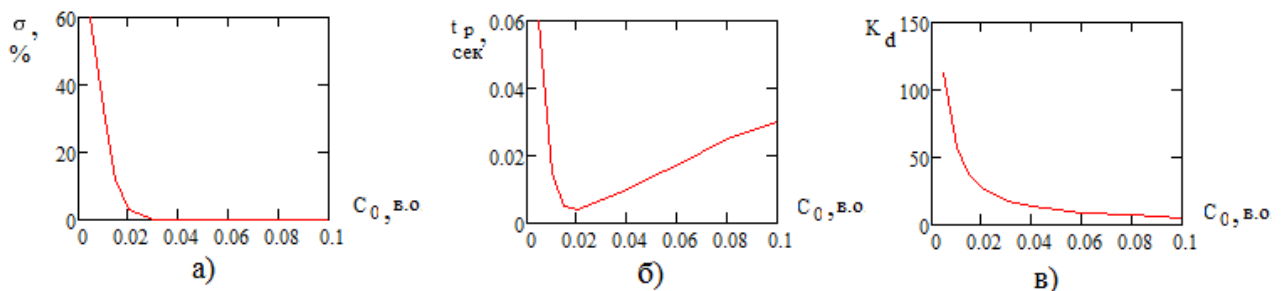


Рис. 5

З рис. 5, б видно, що мінімальне значення часу регулювання досягається за значно меншою статичною похибкою ( $C_0 = 0,02$ ), ніж у системі з П-регулятором ( $C_0 = 0,1$ ) (рис. 3, б) за кращих оптимальних значень динамічних показників якості.

Загалом слід зазначити, що в статичних САР існують протиріччя між вимогами до статичної похибки та динамічних показників якості, що у кожному конкретному випадку вимагає шукати компромісні з технологічними умовами роботи електроприводу налаштування регуляторів.

**Вплив збурення на похибку регулювання.** Точність стабілізації кутової швидкості двигуна за динамічних навантажень визначається похибкою, що має дві складові, одна з яких обумовлена дією сигналу завдання швидкості, а друга – дією змінного сигналу збурення. Друга складова похибки за таких навантажень є змінною у часі величиною та може бути оцінена для кожного конкретного виду навантаження за допомогою додаткових показників якості, наприклад, середньоквадратичного або максимального відхилень вихідного сигналу від заданого [2]. Для найпростішого випадку ступеневого накиду механічного навантаження є можливість чисельно оцінити сталі значення похибки, яка з'являється через дію збурення.

Оскільки розглядається цифрова система керування, аналіз впливу збурення будемо проводити за допомогою Z-перетворення. Z-зображення складової динамічної похибки від сигналу збурення має вигляд

$$\Delta(z) = \frac{W_{ок}^f(z)}{1 + W_{роз}(z)} \cdot f(z) = \frac{W_{ок}^f(z)}{1 + W_{рег}(z)W_{ок}(z)} \cdot f(z). \quad (22)$$

У (22)  $W_{ок}^f(z)$  – дискретна передатна функція об'єкту керування за збуренням. Передатна функція об'єкту керування за збуренням у перетворенні Лапласа вказаних вище типів електроприводів з лінеаризованою механічною характеристикою визначається наступною формулою [8]:

$$W_{ок}^f(s) = \frac{K_f(T_e s + 1)}{T_e T_M s^2 + T_M s + 1}, \quad (23)$$

де  $K_f$  – коефіцієнт передачі електродвигуна за збуренням, що є обернено пропорційною величиною до жорсткості механічної характеристики.

Для обраного двигуна  $K_f = 0,025$  у разі лінеаризації його механічної характеристики біля точки номінального навантаження. Тоді передатна функція об'єкту керування матиме вигляд

$$W_{ок}^f(s) = \frac{0,025 \cdot (0,09s + 1)}{0,0612s^2 + 0,68s + 1}. \quad (24)$$

За допомогою таблиці Z-перетворень [10] знайдемо дискретну передатну функцію об'єкту керування за збуренням

$$W_{ок}^f(z) = \frac{0,025 \cdot (0,001471z - 0,001454)}{z^2 - 1,988954z + 0,98897}. \quad (25)$$

Z-зображення ступеневого сигналу збурення згідно з [10]  $f(z) = \frac{Mz}{z-1}$ , де  $M$  – сталий момент навантаження. Усталена похибка від сигналу збурення згідно з теоремою про кінцеве значення Z-перетворення буде дорівнювати

$$\Delta = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \Delta(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{W_{ок}^f(z)}{1 + W_{рег}(z)W_{ок}(z)} \cdot f(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} \frac{W_{ок}^f(z)}{1 + \left( K_p + \frac{K_d(z-1)}{Tz} \right) W_{ок}(z)} \cdot \frac{Mz}{z-1} = \frac{M \cdot \lim_{z \rightarrow 1} W_{ок}^f(z)}{1 + K_p \cdot \lim_{z \rightarrow 1} W_{ок}(z)}. \quad (26)$$

Для заданих у даній роботі параметрів електроприводу

$$\Delta = \frac{M \cdot 0,0265625}{1 + K_p \cdot 1,0018236}. \quad (27)$$

Таким чином, з (27) видно, що статична похибка, викликана збуренням, залежить від моменту навантаження та коефіцієнту передачі П-складової регулятора. На рис. 6, а подано розраховану за (27) залежність цієї статичної похибки від моменту навантаження  $\Delta(M)$  за коефіцієнта  $K_p = 98,82$ , що згідно з (16) забезпечує статизм 0,01. На рис. 6, б наведено також розраховану за (27) залежність статичної похибки, викликаной збуренням, від коефіцієнта передачі П-складової  $\Delta(K_p)$  за номінального навантаження у відносних одиницях  $M=1$ .

Аналогічні результати було отримано під час моделювання у MATLAB за допомогою структурної схеми, поданої на рис. 7. На даній моделі об'єкт керування представлений неперервними елементами *Transfer Fcn* та *Gain2* у перетворенні Лапласа, пропорційна складова регулятора – елементом *Gain* та фіксатором нульового порядку *Zero-Order Hold*, а диференціальна складова

цифрового ПД-регулятора – елементом *Gain1* та дискретним елементом *Discrete Transfer Fcn* у Z-перетворенні.

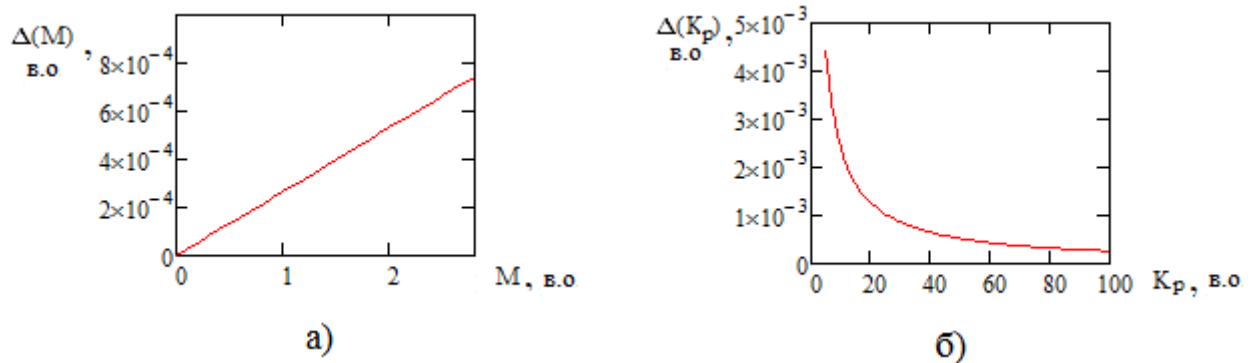


Рис. 6

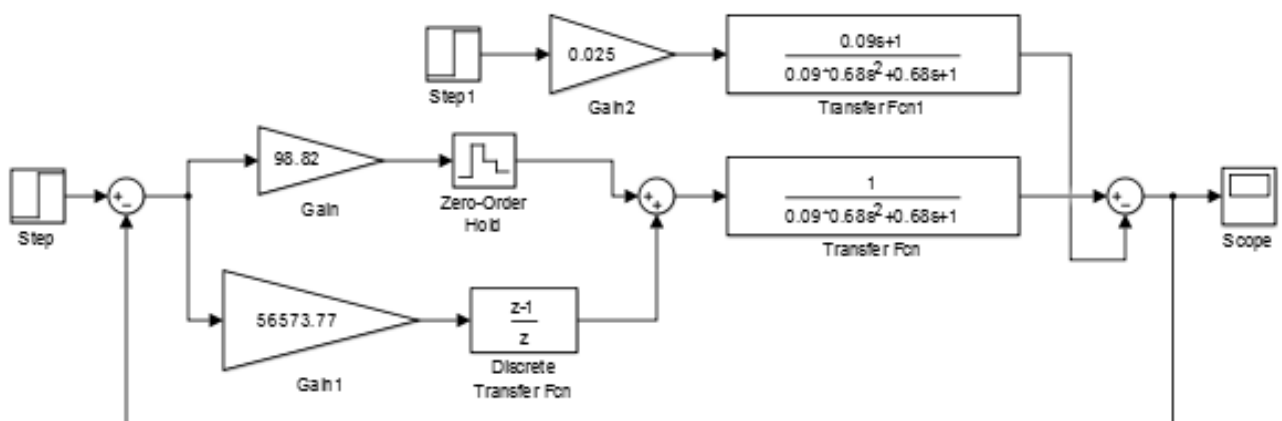


Рис. 7

З рис. 6 видно, що за номінального моменту навантаження за  $K_p=98,82$  статична похибка, викликана збуренням, дорівнюватиме  $\Delta=0,00025$ , що складає 2,5% від статичної похибки, обумовленої дією сигналу завдання,  $C_0 = 0,01$ . Сумарна статична похибка для даного електроприводу за номінального навантаження дорівнюватиме 0,01025 або 1,025%.

### Висновки.

Розглянуто методику синтезу типових цифрових статичних регуляторів промислових електроприводів. Запропоновано визначати коефіцієнт пропорційної складової статичних (П-, ПД-) регуляторів за заданою статичною похибкою, а коефіцієнт диференціальної складової ПД-регуляторів визначати таким чином, щоб компенсувати один полюс дискретної передатної функції об'єкта керування. Показано можливість технічної реалізації цифрового пропорційно-диференціального регулятора з ідеальним цифровим диференціатором на відміну від неперервного ПД-регулятора, у якому ідеальне диференціювання не може бути технічно реалізовано. Відповідно обґрунтовано доцільність застосування саме цифрового ПД-регулятора, що покращує показники якості електроприводу порівняно з застосуванням П-регулятора.

Роботу виконано за держбюджетною темою “Наукові засади та засоби комплексного проектного синтезу асинхронних машин енергоефективних і ресурсозберігаючих електромеханічних систем” (шифр «АСЕЛМА-К»). Державний реєстраційний номер 0117U007715, КПКВК 6541030.

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. *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. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.



4. Dymko S., Peresada S., Leidhold R. Torque control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, June 02-06, 2014. Pp. 251-256. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874189>.
5. Jakovljević B.B., Rapačić 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>.
6. Zigirkas G., Kalomiros J. Voltage control of single-phase induction motors using asymmetrical PWM and fuzzy logic. 5th International Conference on *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*. Thessaloniki, Greece, May 12-14, 2016. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MOCASST.2016.7495119>.
7. Romasevych Y., Loveikin V. A Novel Multi-Epoch Particle Swarm Optimization Technique. *Cybernetics And Information Technologies*. 2018. No 18(3). Pp. 62-74. DOI: <https://doi.org/10.2478/cait-2018-0039>.
8. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
9. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
10. Попович М.Г., Ковальчук О.В. Теория автоматического керування. К.: Либідь, 2007. 656 с.

## DETERMINATION OF PARAMETERS OF TYPICAL DIGITAL STATIC REGULATORS OF INDUSTRIAL ELECTRIC DRIVES

**Yu.V. Shurub**

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: [yvshur@ukr.net](mailto:yvshur@ukr.net)**

*The paper is devoted to the development of an analytical method for determining the settings of typical digital static regulators of industrial electric drives, which can be represented as discrete transfer functions in the Z-transform. It is offered to define parameters of adjustment of static regulators, proceeding from the set static error (statism). The possibility of technical realization of the digital proportional-differential regulator with an ideal digital differentiator is substantiated. Significant improvement of system performance indexes when using the differential component of a digital static controller is shown. References 10, figures 7.*

**Keywords:** regulated electric drive, digital regulator, static control laws, quality indicators.

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 Elektrodynamika*. 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. Leonard W. Control of electric drives. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2001. 460 p.
4. Dymko S., Peresada S., Leidhold R. Torque control of saturated induction motors with torque per Ampere ratio maximization. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, June 02-06, 2014. Pp. 251-256. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874189>.
5. Jakovljević B.B., Rapačić 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>.
6. Zigirkas G., Kalomiros J. Voltage control of single-phase induction motors using asymmetrical PWM and fuzzy logic. 5th International Conference on *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*. Thessaloniki, Greece, May 12-14, 2016. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MOCASST.2016.7495119>.
7. Romasevych Y., Loveikin V. A Novel Multi-Epoch Particle Swarm Optimization Technique. *Cybernetics And Information Technologies*. 2018. No 18(3). Pp. 62-74. DOI: <https://doi.org/10.2478/cait-2018-0039>.
8. Klichev V.I. Theory of electric drive: textbook for universities. Moskva: Energoatomizdat, 2001. 704 p. (Rus)
9. Kuo B. Digital control systems. New York: Oxford University Press, 1995. 751 p.
10. Popovych M.G., Kovalchuk O.V. Theory of automatic control: textbook. Kyiv: Lybid, 2007. 656 p. (Ukr)

Надійшла 01.06.2022  
Остаточний варіант 21.07.2022