

УДК 681.513.2

**СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ ПІД-РЕГУЛЯТОРІВ ПО ЗАДАНОМУ РОЗТАШУВАННЮ
НУЛІВ НА Z-ПЛОЩИНІ****Лісовець С. М., Сіренко С. А.**

Київський національний університет технологій та дизайну

Мета. *Покращення якості перехідних процесів в типових аперіодичних об'єктах керування 1-го і 2-го порядків, яка полягає в зменшенні статичної помилки, зменшенні часу керування, зменшенні перерегулювання і досягненні аперіодичного характеру перехідних процесів.*

Методика. *Синтез цифрових ПІД-регуляторів автоматизованих систем керування таким чином, щоб нулі цих регуляторів займали на z-площині потрібне положення, шляхом компенсації цими нулями полюсів аперіодичних об'єктів керування 1-го і 2-го порядків.*

Результати. *На прикладі аперіодичного об'єкта керування 2-го порядку, який є типовим для деяких теплових об'єктів легкої промисловості, показана можливість синтезу цифрового ПІД-регулятора шляхом виконання нескладних розрахунків. Крім того, показано, що для отримання перехідних процесів потрібної якості необхідно одночасно використовувати три канали керування: підсилюючий, інтегруючий і диференціюючий.*

Наукова новизна. *Показана можливість достатньо легко синтезувати цифрові ПІД-регулятори автоматизованих систем керування, які застосовуються для керування аперіодичними об'єктами 1-го і 2-го порядків, шляхом розміщення потрібним чином нулів цих регуляторів на z-площині.*

Практична значимість. *Застосування існуючої методики синтезу цифрових ПІД-регуляторів автоматизованих систем керування до типових аперіодичних об'єктів керування 1-го і 2-го порядків дозволяє підвищити якість перехідних процесів в таких об'єктах, що може сприяти підвищенню якості продукту, який випускається, із застосуванням таких автоматизованих систем керування.*

Ключові слова: *автоматизована система керування, екстраполятор нульового порядку, квантування, об'єкт керування, передатна функція, сигнал розузгодження, технологічний параметр, цифровий регулятор*

Неперервні пропорційно-інтегрально-диференціальні регулятори (ПІД-регулятори) знайшли широке застосування в різних галузях промисловості [1]. При правильному розрахунку своїх параметрів відповідно до заданих критеріїв якості перехідних процесів в автоматизованих системах керування такі регулятори можуть забезпечити якість керування, яка є прийнятною для переважної більшості промислових об'єктів [1, 2]. Неperервні ПІД-закони керування є достатньо вивченими, а методики розрахунку їх параметрів наведені в більшості підручників і навчальних посібників з теорії автоматичного керування [1].

Існує кілька різних варіантів представлення передатної функції $W(s)$ неперервних ПД-регуляторів, але найчастіше вона має наступний вигляд:

$$W(s) = k_P + \frac{k_I}{s} + \frac{k_D s}{T_D s + 1}, \quad (1)$$

де k_P – коефіцієнт підсилення; k_I – коефіцієнт інтегрування; k_D – коефіцієнт диференціювання; T_D – невелика постійна часу.

Реалізовані в програмованих логічних контролерах і іншому аналогічному обладнанні неперервні ПД-регулятори зазвичай для виконання операції диференціювання використовують не диференціюючу, а аперіодичну диференціюючу ланку – таким чином вдається дуже суттєво зменшити рівень шумів і збільшити точність такої ланки. В останні роки багато уваги приділялося застосуванню дискретних ПД-регуляторів замість відповідних їм неперервних ПД-регуляторів.

Основною перевагою дискретних ПД-регуляторів є стабільність їх характеристик. Не менш важливою перевагою також є простота реалізації різних математичних операцій, які відповідають за формування відповідних їм законів керування (в тому числі і нелінійних, зокрема, формування зони нечутливості або зон обмеження мінімального і максимального значення сигналу): наприклад, для реалізації І-закону керування застосовується численне інтегрування, а для реалізації Д-закону керування застосовується численне диференціювання.

Так як дискретні ПД-регулятори в основному реалізуються за допомогою програмованих засобів обчислювальної техніки, то всі їх програмні налаштування можуть бути достатньо легко змінені шляхом зміни відповідного програмного забезпечення.

При проектуванні як неперервних, так і дискретних автоматизованих систем керування необхідно розв'язувати, по суті, одні і ті ж самі задачі. Зазвичай вихідними даними для цього є критерії якості перехідних процесів, які мають місце в таких системах [3].

Класична структура цифрової автоматизованої системи керування наведена на рис. 1.

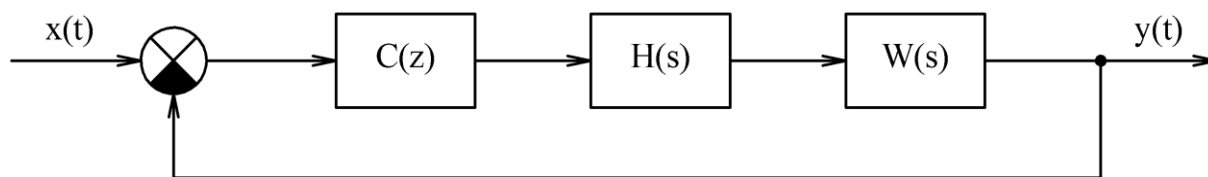


Рис. 1. Класична структура цифрової автоматизованої системи керування

Як правило, структура автоматизованої системи керування, включаючи цифровий регулятор і об'єкт керування (певний параметр технологічного процесу), задається ще на початку проектування такої системи. А синтез цифрового регулятора здійснюється вже для існуючої структури [3]. Так як цифровий регулятор з передатною функцією $C(z)$ по суті є дискретним, а об'єкт керування з передатною функцією $W(s)$ є неперервним, то для їх узгодження використовується екстраполятор (фіксатор) з передатною функцією $H(s)$, який дуже часто має нульовий порядок. Передатна функція екстраполятора нульового порядку має наступний вигляд:

$$H(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}. \quad (2)$$

Об'єкт керування зазвичай характеризується певною інерційністю (наприклад, тепловий об'єкт в вигляді сушарки). Якщо об'єкт керування не має чистого запізнення або має таке чисте запізнення, яким можна знехтувати, то він зазвичай описується або інерційною ланкою 1-го порядку з передатною функцією

$$W(s) = \frac{K}{T_1s + 1}, \quad (3)$$

або інерційною ланкою 2-го порядку з передатною функцією

$$W(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (4)$$

де K – коефіцієнт підсилення; T_1, T_2 – сталі часу.

Постановка завдання

Як відомо, ПІД-керування в неперервних автоматизованих системах керування полягає (в переважній більшості випадків) в отриманні сигналу розузгодження і в формуванні сигналу керування шляхом підсилення, інтегрування і диференціювання цього сигналу розузгодження. В дискретних автоматизованих системах цифрові ПІД-регулятори виконують, по суті, ту ж саму операцію.

Операція підсилення реалізується шляхом простого множення вхідної послідовності на коефіцієнт підсилення K_P :

$$y[k] = K_P x[k], \quad (5)$$

де $x[k]$ – вхідна послідовність з інтервалом T ; $y[k]$ – вихідна послідовність з інтервалом T .

Таким чином, дискретна передатна функція $C_P(z)$ каналу підсилення матиме наступний вигляд:

$$C_P(z) = K_P. \quad (6)$$

Операцію інтегрування можна реалізувати різними шляхами. Наприклад, операція інтегрування методом трапецій реалізується наступним чином:

$$y[k] = y[k-1] + K_I \frac{T}{2} (x[k] + x[k-1]), \quad (7)$$

де K_I – коефіцієнт інтегрування.

Таким чином, дискретна передатна функція $C_I(z)$ каналу інтегрування матиме наступний вигляд:

$$C_I(z) = \frac{K_I T (z+1)}{2(z-1)}. \quad (8)$$

Операція диференціювання зазвичай реалізується так:

$$y[k] = K_D \frac{x[k] - x[k-1]}{T}, \quad (9)$$

де K_D – коефіцієнт диференціювання.

Таким чином, дискретна передатна функція $C_D(z)$ каналу диференціювання матиме наступний вигляд:

$$C_D(z) = \frac{K_D (z-1)}{Tz}. \quad (10)$$

Дискретна передатна функція $C(z)$ такого цифрового ПІД-регулятора матиме наступний вигляд:

$$C(z) = C_P(z) + C_I(z) + C_D(z) = K_P + \frac{K_I T (z+1)}{2(z-1)} + \frac{K_D (z-1)}{Tz}. \quad (11)$$

Структура такого цифрового ПІД-регулятора наведена на рис. 2.

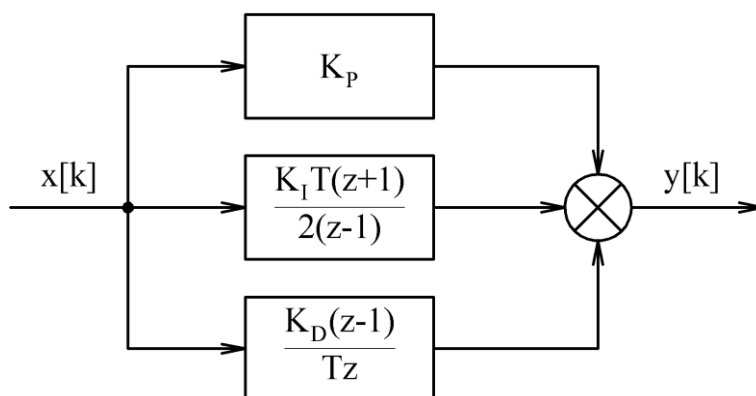


Рис. 2. Структура цифрового ПІД-регулятора

Результати досліджень

Синтез цифрових ПІД-регуляторів зазвичай полягає в розрахунку значень K_p , K_I і K_D при відомих вимогах до якості автоматизованих систем керування [3].

Розглянемо автоматизовану систему керування з об'єктом керування 2-го порядку з передатною функцією

$$W(s) = \frac{1}{(50s + 1)(250s + 1)}, \quad (12)$$

і цифровим ПІД-регулятором з передатною функцією (11). Коефіцієнт K підсилення об'єкта керування (див. формулу (4)), наприклад, можна прийняти таким, що дорівнює 1 – при неправильному початковому виборі цього коефіцієнта загальні коефіцієнти передачі автоматизованої системи керування в розімкненому стані по каналах підсилення, інтегрування і диференціювання будуть скомпенсовані зміною відповідно коефіцієнтів K_p , K_I і K_D цифрового ПІД-регулятора. В якості екстраполятор можна обрати екстраполятор нульового порядку (див. формулу (2)). Постійні часу T_1 і T_2 об'єкта керування (див. формулу (4)) можна прийняти, наприклад, такими, що дорівнюють 50 і 250 (тобто це 50 і 250 с) – такі значення є типовим для деяких теплових об'єктів легкої промисловості.

Типовий час опитування одного аналогового входу технічних засобів автоматизації виробництва, наприклад, ТОВ «ВО ОВЕН» (таких як програмовані логічні контролери, модулі введення аналогових сигналів тощо) становить (0,5...1,0)с. З урахуванням того, що такі пристрої можуть бути об'єднані в розподілену мережу і їх опитування буде здійснюватися в певному порядку, можна прийняти, що інтервал T

квантування становить 10 с. Таким чином, неперервна передатна функція аналогової частини автоматизованої системи керування буде мати наступний вигляд:

$$H(s)W(s) = \frac{1 - e^{-10s}}{s(50s+1)(250s+1)}. \quad (13)$$

Звідси дискретна передатна функція аналогової частини автоматизованої системи керування буде мати наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{z-1}{z} Z\{H(s)W(s)\} &= \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{1 - e^{-10s}}{s(50s+1)(250s+1)}\right\} = \\ &= \frac{0,00369589z + 0,00341178}{(z - 0,81873075)(z - 0,96078944)} = \frac{0,00369589z + 0,00341178}{z^2 - 1,77952019z + 0,78662786}. \end{aligned} \quad (14)$$

Припустимо, що передатна функція $C(z)$ такого цифрового ПД-регулятора

$$C(z) = 1. \quad (15)$$

Іншими словами, використовується тільки канал підсилення при $K_p = 1$. Тобто по суті присутній тільки цифровий П-регулятор з одиничним коефіцієнтом підсилення. Закнемо автоматизовану систему керування від'ємним одиничним зворотним зв'язком. Таким чином, передатна функція $\Phi(z)$ такої замкненої системи буде мати наступний вигляд:

$$\Phi(z) = \frac{\left(-\frac{0,04531731}{z - 0,81873075} + \frac{0,04901320}{z - 0,96078944}\right)}{1 + \left(-\frac{0,04531731}{z - 0,81873075} + \frac{0,04901320}{z - 0,96078944}\right)} = \frac{0,00369589z + 0,00341178}{z^2 - 1,77582430z + 0,79003964}. \quad (16)$$

Отриману замкнену автоматизовану систему можна перевірити на стійкість. Характеристичне рівняння $z^2 - 1,77582430z + 0,79003964 = 0$ має наступні корені:

$$z_1 = -0,88791215 + 0,04064052i \quad (17)$$

i

$$z_2 = 0,88791215 - 0,04064052i. \quad (18)$$

Так як виконуються умови

$$|z_1| = |-0,88791215 + 0,04064052i| = 0,88884174 < 1 \quad (19)$$

i

$$|z_2| = |-0,88791215 - 0,04064052i| = 0,88884174 < 1, \quad (20)$$

то така автоматизована система керування в замкненому стані буде стійкою.

Для одиничного ступінчастого вхідного сигналу $x(t)=1(t)$, який має z -перетворення $X(z) = z/(z-1)$, усталене значення вихідного сигналу $x(t)$ має наступний вигляд:

$$\lim_{z \rightarrow 1} \Phi(z) = \frac{0,00369589z + 0,00341178}{z^2 - 1,77582430z + 0,79003964} = 0,5. \quad (21)$$

А статична помилка, відповідно, має значення

$$1 - \lim_{z \rightarrow 1} \Phi(z) = \frac{0,00369589z + 0,00341178}{z^2 - 1,77582430z + 0,79003964} = 1 - 0,5 = 0,5. \quad (22)$$

Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови (15) наведена на рис. 3.

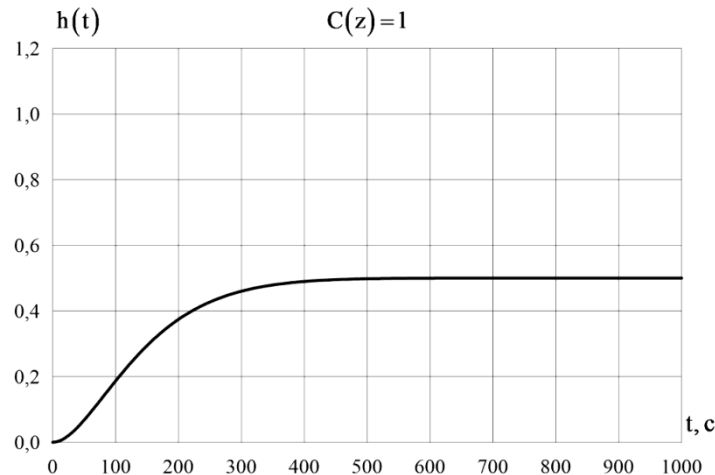


Рис. 3. **Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 1$**

Перехідна характеристика будувалася в пакеті Simulink математичного пакета MatLAB згідно з моделлю автоматизованої системи з цифровим ПІД-регулятором (див. рис. 4).

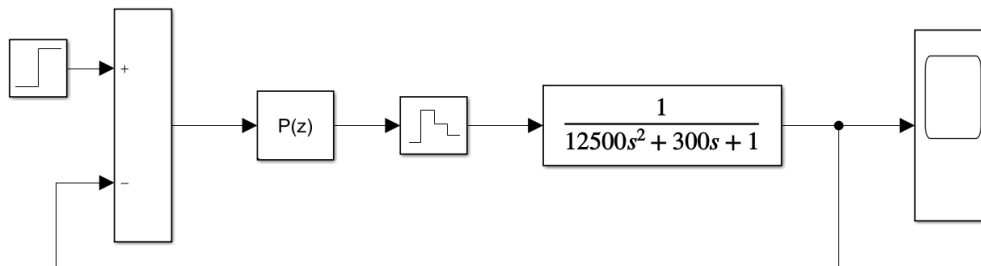


Рис. 4. **Модель в пакеті Simulink математичного пакета MatLAB**

Значення $K_P = 1$ забезпечує дуже велику статичну помилку. Припустимо статистичну помилку, наприклад, на рівні 15 % від рівня одиничного ступінчастого вхідного сигналу $1(t)$. Відповідно до формул (16) і (22) маємо, що

$$1 - \lim_{z \rightarrow 1} \Phi(z) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{K_P \left(-\frac{0,04531731}{z-0,81873075} + \frac{0,04901320}{z-0,96078944} \right)}{1 + K_P \left(-\frac{0,04531731}{z-0,81873075} + \frac{0,04901320}{z-0,96078944} \right)} = \frac{K_P}{1 + K_P} = 0,85, \quad (23)$$

звідки $K_P = 5,667$. Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667$ наведена на рис. 5. Для її побудови використовувалася та ж сама модель (див. рис. 4), тільки з іншими налаштуваннями. З одного боку, за рахунок збільшення коефіцієнта підсилення K_P статична помилка стала менше (зменшилася з 50 до 15 %), але вона все ще є досить значною. З іншого боку, збільшувати K_P не має сенсу, так як перехідний процес стає коливальним і починає з'являтися перерегулювання. Тобто таке значення K_P є відносно оптимальним.

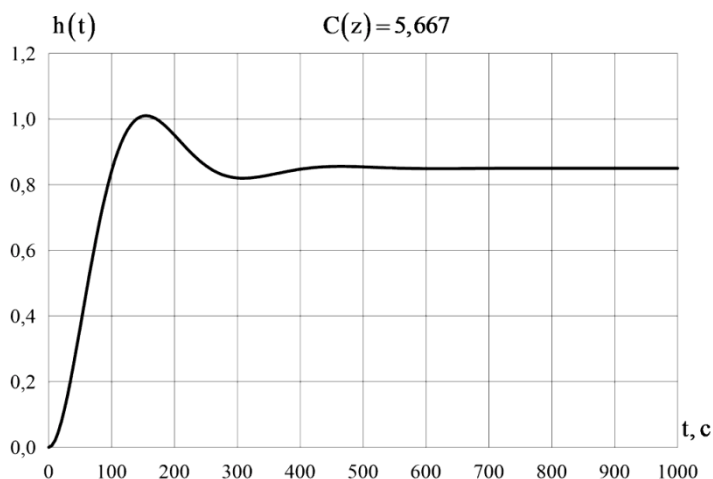


Рис. 5. Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667$

Щоб усунути статичну помилку, в закон керування необхідно увести інтегруючу складову. Припустимо, що передатна функція $C(z)$ цифрового ПІД-регулятора

$$C(z) = K_P + \frac{K_I T (z+1)}{2(z-1)} = \frac{(2K_P + K_I T)z + K_I T - 2K_P}{2(z-1)}. \quad (24)$$

Тобто по суті присутній тільки цифровий ПІ-регулятор. Для того, щоб автоматизована система стала астатичною, можна розрахувати параметри цифрового ПІ-

регулятора таким чином, щоб його нуль компенсував один з полюсів дискретної передатної функції аналогової частини автоматизованої системи керування (див. формулу (14)): наприклад, полюс 0,96078944. З формули (24) можна отримати, що

$$(2K_P + K_I T)z + K_I T - 2K_P = 0, \quad (25)$$

звідки

$$z = \frac{2K_P - K_I T}{2K_P + K_I T}. \quad (26)$$

Таким чином,

$$\frac{2K_P - K_I T}{2K_P + K_I T} = 0,96078944. \quad (27)$$

Звідси можна отримати що

$$K_I = \frac{2(1 - 0,96078944) K_P}{(1 + 0,96078944) T}. \quad (28)$$

З урахуванням $K_P = 5,667$ отримаємо, що $K_I = 0,022664$. Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667 + 0,113318(z+1)/(z-1)$ наведена на рис. 6.

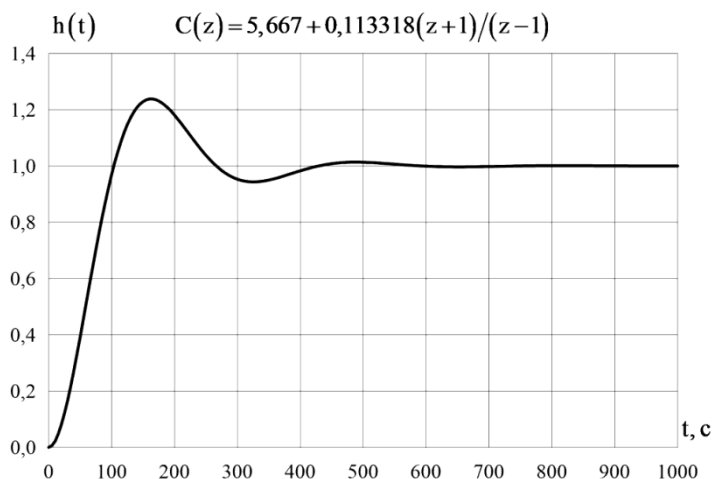


Рис. 6. Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667 + 0,113318(z+1)/(z-1)$

Таким чином, за рахунок уведення інтегруючої складової статична помилка була практично усунута. Але при цьому як було, так і осталося приблизно 24% перерегулювання (див. рис. 5). Аналіз перехідної характеристики автоматизованої

системи (див. рис. 6) показує, що отримати високу якість такого перехідного процесу, використовуючи тільки цифровий ПІ-регулятор (тобто змінюючи тільки коефіцієнт підсилення K_P і коефіцієнт інтегрування K_I), практично неможливо. Для цього необхідно додатково застосувати канал диференціювання, тобто застосувати цифровий ПД-регулятор. Передатну функцію цифрового ПД-регулятора (див. формулу (11)) можна представити наступним чином:

$$C(z) = \frac{(2K_P T + K_I T^2 + 2K_D)z^2 + (-2K_P T + K_I T^2 - 4K_D)z + 2K_D}{2Tz(z-1)}. \quad (29)$$

Так як чисельник передатної функції цифрового ПД-регулятора (див. формулу (29)) має другий порядок, то він має, відповідно, два нулі. Розрахуємо параметри цифрового ПД-регулятора таким чином, щоб його нулі компенсували обидва полюси дискретної передатної функції аналогової частини автоматизованої системи керування (див. формулу (14)): тобто, полюси 0,81873075 і 0,96078944. При цьому можна залишити $K_P = 5,667$. Таким чином, можна прирівняти між собою нулі передатної функції цифрового ПД-регулятора і полюса дискретної передатної функції аналогової частини автоматизованої системи керування:

$$\begin{aligned} z^2 + \frac{-2K_P T + K_I T^2 - 4K_D}{2K_P T + K_I T^2 + 2K_D} z + \frac{2K_D}{2K_P T + K_I T^2 + 2K_D} &= \\ &= z^2 - 1,77952019z + 0,78662786. \end{aligned} \quad (30)$$

Отже, необхідно забезпечити рівність наступних коефіцієнтів:

$$\frac{-2K_P T + K_I T^2 - 4K_D}{2K_P T + K_I T^2 + 2K_D} = -1,77952019 \quad (31)$$

і

$$\frac{2K_D}{2K_P T + K_I T^2 + 2K_D} = 0,78662786. \quad (32)$$

Так як T і K_P є відомими, а невідомими є K_I і K_D , то знайти їх досить легко, розв'язавши систему з двох лінійних рівнянь. Якщо позначити перший з коефіцієнтів як $A_1 = -1,77952019$, а другий як $A_0 = 0,78662786$, то можна отримати наступне:

$$\begin{pmatrix} T^2 - A_1 T^2 & -4 - 2A_1 \\ -A_0 T^2 & 2 - 2A_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_I \\ K_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2A_1 K_P T + 2K_P T \\ 2A_0 K_P T \end{pmatrix}. \quad (33)$$

В результаті розрахунків було отримано, що $K_I = 0,019196$ (значення, близьке до попереднього значення $K_I = 0,022664$ (див. формулу (28))) і $K_D = 212,448$.

Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667 + 0,095980(z+1)/(z-1) + 21,245(z-1)/z$ наведена на рис. 7. У порівнянні з попередньою перехідною характеристикою (див. рис. 6) можна побачити, що уведення каналу диференціювання дало наступне: практично зникло перерегулювання (тобто перехідний процес став практично аперіодичним) і більше ніж в два рази зменшився час керування.

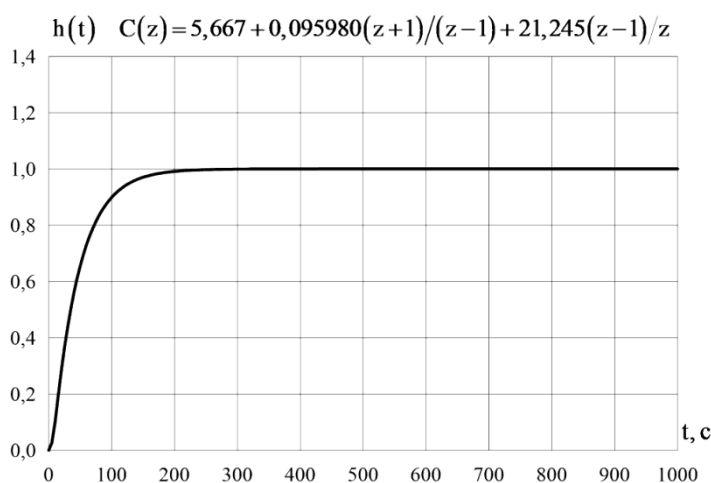


Рис. 7. Перехідна характеристика автоматизованої системи за умови $C(z) = 5,667 + 0,095980(z+1)/(z-1) + 21,245(z-1)/z$

Отже, передатна функція $\Phi(z)$ такої замкненої системи буде мати наступний вигляд:

$$\Phi(z) = \frac{\left(5,667 + \frac{0,022664 \cdot 10(z+1)}{2(z-1)} + \frac{212,448(z-1)}{10z} \right)}{1 + \left(5,667 + \frac{0,022664 \cdot 10(z+1)}{2(z-1)} + \frac{212,448(z-1)}{10z} \right)} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{\left(-\frac{0,04531731}{z-0,81873075} + \frac{0,04901320}{z-0,96078944} \right)}{\left(-\frac{0,04531731}{z-0,81873075} + \frac{0,04901320}{z-0,96078944} \right)} = \frac{0,09981671z + 0,09214362}{z^2 - 0,90018329z + 0,09214362} \quad (34)$$

Таким чином, цифровий ПІД-регулятор з параметрами настроювання $K_P = 5,667$, $K_I = 0,022664$ і $K_D = 212,448$ синтезовано.

Висновки

Показано, що для аперіодичних об'єктів 1-го і 2-го порядків цифрові ПІД-регулятори можна відносно просто синтезувати шляхом компенсації нулями цих регуляторів полюсів таких об'єктів.

Список використаних джерел

1. Юревич Е. И. Теория автоматического управления. Учебное пособие. – СПб.: БХВ-Петербург, 2016. – 560 с.
2. Вадутов О. С. Синтез дискретных систем с ПИД-регулятором / О. С. Вадутов // Известия Томского политехнического университета. – 2008. – Т. 312. – №5. – С. 48-52.
3. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: Пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с., ил.

References

1. Yurevich, E.I. (2016). *Teoriya avtomaticheskogo upravleniya. Uchebnoe posobie* [Theory of automatic control. Manual]. SPb.: BHV-Petersburg [in Russian].
2. Vadutov, O.S. (2008). *Sintez diskretnykh sistem s PID-regulyatorom* [Synthesis of discrete systems with PID regulator] *Izvestiya Tomskogo politekhnicheskogo universiteta – News of Tomsk polytechnic university, Vol. 312, 5, 48-52* [in Russian].
3. Kuo, B. (1986). *Teoriya i proektirovanie tsifrovyykh sistem upravleniya* [Digital control systems theory and design]. Moscow: Mashinostroenie [in Russian].

Lisovets SerhiiORCID: <https://orcid.org/0000-0003-3643-046X>ser.lis.290171@gmail.comKyiv National University of
Technologies and Design**Sirenko Serhii**cba2013@ukr.netKyiv National University of
Technologies and Design**Синтез цифровых ПИД-регуляторов по заданному расположению нулей на z-плоскости****Лисовец С. Н., Сиренко С. А.**

Киевский национальный университет технологий и дизайна

Цель. Улучшение качества переходных процессов в типичных аперіодических объектах управления 1-го и 2-го порядков, которое заключается в уменьшении статической ошибки, уменьшении времени управления, уменьшении перерегулирования и достижении аперіодического характера переходных процессов.

Методика. Синтез цифровых ПИД-регуляторов автоматизированных систем управления таким образом, чтобы нули этих регуляторов занимали на z-плоскости нужное положение, путём компенсации этими нулями полюсов аперіодических объектов управления 1-го и 2-го порядков.

Результаты. На примере аперіодического объекта управления 2-го порядка, который является типичным для некоторых тепловых объектов лёгкой промышленности, показана возможность синтеза цифрового ПИД-регулятора путём выполнения несложных расчётов. Кроме того, показано, что для получения переходных

процессов нужного качества необходимо одновременно использовать три канала управления: усиливающий, интегрирующий и дифференцирующий.

Научная новизна. Показана возможность достаточно легко синтезировать цифровые ПИД-регуляторы автоматизированных систем управления, которые применяются для управления аperiodическими объектами 1-го и 2-го порядков, путём размещения нужным образом нулей этих регуляторов на z -плоскости.

Практическая значимость. Применение существующей методики синтеза цифровых ПИД-регуляторов автоматизированных систем управления к типовым аperiodическим объектам управления 1-го и 2-го порядков позволяет повысить качество переходных процессов в таких объектах, что может способствовать повышению качества продукта, который выпускается с применением таких автоматизированных систем управления.

Ключевые слова: автоматизированная система управления, экстраполятор нулевого порядка, квантование, объект управления, передаточная функция, сигнал рассогласование, технологический параметр, цифровой регулятор

Synthesis of digital PID-regulators by a given Z-plane zeroing

Lisovets S., Sirenko S.

Kyiv national university of technologies and design

Purpose. Improvement of the quality of transient processes in typical aperiodic control objects of the 1st and 2nd orders, which consists in reduction of static error, reduction of control time, reduction of re-regulation and achievement of aperiodic nature of transient processes.

Methodology. Synthesis of digital PID-regulators of automated control systems in such a way that zeros of these regulators occupy the required position on the z -plane, by compensating by these zeros the poles of aperiodic control objects of the 1st and 2nd orders.

Findings. The example of an aperiodic control object of the 2nd order, which is typical for some thermal objects of the light industry, shows the possibility of synthesis of a digital PID-regulator by performing simple calculations. In addition, it has been shown that in order to obtain transients of the required quality, it is necessary to use three control channels simultaneously: reinforcing, integrating and differentiating.

Originality. It is shown that it is quite easy to synthesize digital PID-regulators of automated control systems, which are used to control aperiodic objects of the 1st and 2nd orders, by placing zeros of these regulators on the z -plane as necessary.

Practical value. The application of the existing method of synthesis of digital PID-regulators of automated control systems to typical aperiodic control objects of the 1st and 2nd orders allows to improve the quality of transients in such objects, which can contribute to the improvement of the quality of the product produced using such automated control systems.

Keywords: automated control system, zero-order extrapolator, quantization, control object, transfer function, mismatch signal, process parameter, digital regulator