

УДК 621.311:681.5

# ЦИФРОВЕ РЕГУЛЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРИ ПЕРВИННОЇ ПАРИ З ЯВНИМ ВИКОРИСТАННЯМ МОДЕЛІ ОБ'ЄКТА

**О. В. Степанець**

Асистент\*

Контактний тел.: 066-375-19-82

E-mail: aard@bk.ru

**А. П. Мовчан**

Кандидат технічних наук, доцент\*

Контактний тел.: (044) 241-75-85

E-mail: anatolymovchan@atep.ntu-kpi.kiev.ua

\*Кафедра автоматизації теплоенергетичних процесів  
Національний технічний університет України  
«Київський політехнічний інститут»  
пр. Перемоги 37, м. Київ, Україна, 03056

*У статті описується процедура розробки цифрової системи автоматичного керування температурою первинної пари з використанням регуляторів з внутрішньою моделлю, наведені розрахунки та результати моделювання*

*Ключові слова: внутрішня модель, цифрове керування, каскадна система керування*

*В статье излагается процедура разработки цифровой системы автоматического управления температурой первичного пара с использованием регуляторов с внутренней моделью, приведены расчеты и результаты моделирования*

*Ключевые слова: внутренняя модель, цифровое управление, каскадная система управления*

## 1. Вступ

Переважаюча більшість сучасних засобів автоматизації побудована на основі мікропроцесорної техніки, тобто є цифровими по своїй суті. У зв'язку з цим необхідно володіти інструментом перетворення математичного опису систем, здійсненого у неперервному часі, в цифрову форму. Дискретизація неперервних систем, зокрема регуляторів, забезпечує застосування набутого досвіду роботи з аналоговими регуляторами та одночасно використання переваг цифрової техніки у сенсі модернізації законів керування.

Задача полягає у визначенні дискретної передавальної функції, еквівалентної неперервній. Від неї легко перейти до різницевих рівнянь, придатних для програмування на промисловій обчислювальній техніці, зокрема на програмованих контролерах. Еквівалентність у цьому випадку означає збіг реакцій вихідних неперервної та дискретної систем на вхідні сигнали.

## 2. Цифрова система автоматичного керування

Перехід від неперервної системи до дискретної базується на представленні неперервного потоку інформаційних сигналів як певної послідовності значень. Це досягається за допомогою квантування. Існує три види квантування [1]: за часом, рівнем та за часом і рівнем одночасно. Квантування по часу неперервної функції  $x(t)$  виконується шляхом використання відліків функції  $x(t)$  у певні моменти часу  $t_0, t_1, t_2, \dots$ . У результаті функція  $x(t)$  замінюється набором миттєвих значень  $x(t_j)$ ,  $j=0, 1, 2, \dots, n$ . Часовий інтервал між двома сусідніми моментами часу  $T_0 = t_j - t_{j-1}$ , в яких

визначена дискретна функція, називається періодом квантування. За умови квантування по рівню вся область значень  $x(t)$  розбивається на дискретні рівні. Дискретний процес може приймати тільки значення, що відповідають обраним рівням. Квантування по часу та рівню є комбінацією двох попередніх варіантів. Для представлення динаміки систем в дискретній формі краще підходить квантування по часу.

Період квантування обирається так, щоб по дискретним значенням  $x(t_j)$  можна було з заданою точністю відтворити вихідну функцію. Для вибору періода квантування можна опиратися на теорему Котельникова-Шеннона [2]. З інженерної практики відомо [3], що орієнтовне значення  $T_0$  можна обрати залежно від динаміки об'єкта керування, при цьому повинні виконуватись співвідношення:

$$\frac{T_{95}}{15} \leq T_0 \leq \frac{T_{95}}{5}, \quad (1)$$

де  $T_{95}$  — час досягнення об'єктом 95% свого установившого значення у відповідь на ступінчате збурення на вході.

Один із способів представлення неперервної системи як дискретної - використання z-перетворення [1]. Для дискретизації неперервних передавальних функцій використовуємо метод білінійного перетворення (метод Тастина), що має більшу точність у порівнянні з поширеними прямим та модифікованим методами Ейлера:

$$s = \frac{2}{T_0} \frac{z-1}{z+1}, \quad (2)$$

або у еквівалентній формі через тактові затримки:

$$s = \frac{2}{T_0} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (3)$$

Додатні степені  $z$  означають випередження на кількість тактів, визначених у показнику степеня, що неможливо реалізувати через відсутність інформації про поведінку системи у майбутньому. Тому дискретні передавальні функції будемо описувати через елементи затримки, яким відповідає  $z$  з від'ємними степенями.

Показник степені у такому випадку визначає величину тактів затримки.

Така заміна дозволяє знайти відповідність між описом у  $s$ - та  $z$ -просторі, що використовується для подальшого аналізу системи.

Застосуємо описану методику дискретизації до неперервної каскадної системи автоматичного керування з регуляторами з внутрішньою моделлю [5]. Основними елементами цієї системи є регулятори внутрішнього  $W_{PI}(s)$  та зовнішнього контурів  $W_P(s)$ , моделей випереджаючої частини об'єкта  $W_{ВИП}(s)$  та об'єкта  $W_{ОБМ}(s)$  зовнішнього контуру, коректор  $W_{ПК}(s)$  для покращення якості керування в задачі стабілізації технологічної змінної. Розглянемо випадок, коли об'єкт керування з достатньою точністю може бути представлений інерційною ланкою першого порядку із запізненням.

Неперервні математичні моделі цих ланок представляються у вигляді

$$W_P(s) = \frac{K_{ВИПМ}(T_{ОБМ} \cdot s + 1)}{K_{ОБМ}[(\lambda_{ОБ} \cdot s + 1)(T_{ВИПМ} \cdot s + 1)]} \quad (4)$$

$$W_{PI}(s) = \frac{T_{ВИПМ} \cdot s + 1}{K_{ВИПМ}(\lambda_{ВИП} \cdot s + 1)} \quad (5)$$

$$W_{ОБМ}(s) = \frac{K_{ОБМ}(T_{ВИПМ} \cdot s + 1)}{K_{ВИПМ}[(\lambda_{ВИП} \cdot s + 1)(T_{ОБМ} \cdot s + 1)]} e^{-\tau_{ОБМ}s} \quad (6)$$

$$W_{ВИПМ}(s) = \frac{K_{ВИПМ}}{T_{ВИПМ} \cdot s + 1} e^{-\tau_{ВИПМ}s} \quad (7)$$

$$W_{ПК}(s) = \frac{\alpha s + 1}{\beta s + 1} \quad (8)$$

Розглянемо, для прикладу, зображення у дискретному вигляді регулятора внутрішнього контуру. Для цього використаємо метод Тастина (3).

$$\begin{aligned} W_{PI}(z) &= \frac{U_{ВИП}(z)}{U(z)} = \frac{T_{ВИПМ} \cdot \frac{2}{T_0} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1}{K_{ВИПМ} \left( \lambda_{ВИП} \cdot \frac{2}{T_0} \cdot \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1 \right)} = \\ &= \frac{\frac{2T_{ВИПМ}}{T_0}(1-z^{-1}) + 1 + z^{-1}}{1+z^{-1}} = \\ &= \frac{\left( \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0}(1-z^{-1}) + 1 + z^{-1} \right)}{K_{ВИПМ} \left( \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0}(1-z^{-1}) + 1 + z^{-1} \right)} = \\ &= \frac{\left( \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} + 1 \right) + \left( 1 - \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} \right) z^{-1}}{K_{ВИПМ} \left( \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} + 1 \right) + K_{ВИПМ} \left( 1 - \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} \right) z^{-1}} \Rightarrow \\ &= \left[ K_{ВИПМ} \left( \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} + 1 \right) + K_{ВИПМ} \left( 1 - \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} \right) z^{-1} \right] U_{ВИП}(z) = \\ &= \left[ \left( \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} + 1 \right) + \left( 1 - \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} \right) z^{-1} \right] U(z) \end{aligned} \quad (9)$$

За допомогою  $z$ -перетворення встановимо відповідність між дискретною передавальною функцією регулятора та різницеvim рівнянням, що описує його динаміку у просторі часу:

$$\begin{aligned} K_{ВИПМ} \left( \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} + 1 \right) u_{ВИП}(k) + K_{ВИПМ} \left( 1 - \frac{2\lambda_{ВИП}}{T_0} \right) u_{ВИП}(k-1) = \\ = \left( \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} + 1 \right) u(k) + \left( 1 - \frac{2T_{ВИПМ}}{T_0} \right) u(k-1) \end{aligned} \quad (10)$$

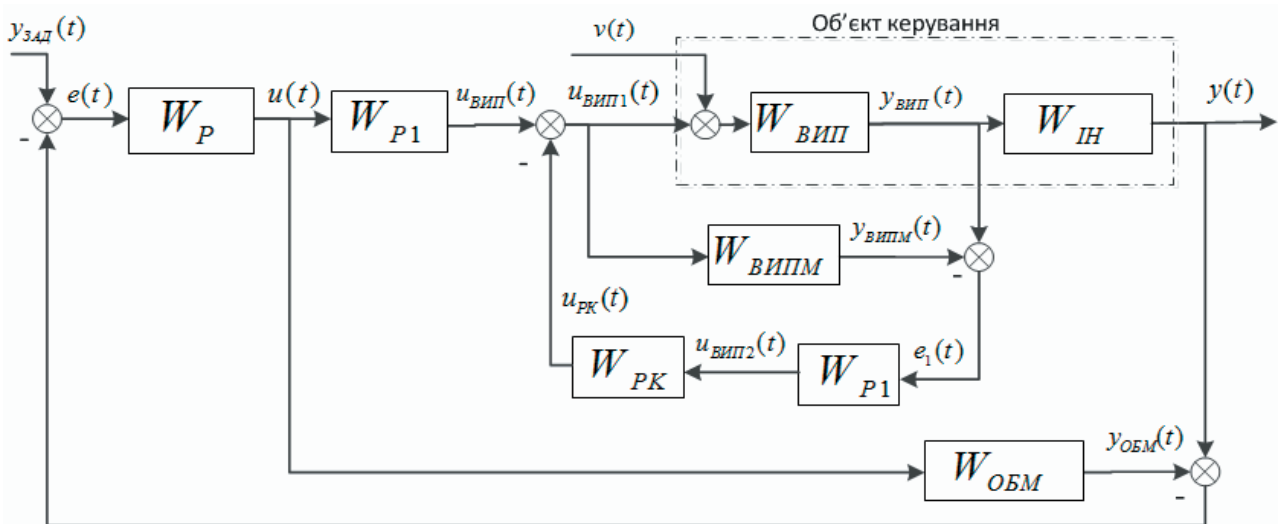


Рис. 1. Структурна схема каскадної САК

Звідси визначимо вихід регулятора на k-ому кроці:

$$u_{\text{ВІПМ}}(k) = \frac{\left(\frac{2T_{\text{ВІПМ}}}{T_0} + 1\right)u(k) + \left(1 - \frac{2T_{\text{ВІПМ}}}{T_0}\right)u(k-1) - K_{\text{ВІПМ}}\left(1 - \frac{2\lambda_{\text{ВІПМ}}}{T_0}\right)u_{\text{ВІПМ}}(k-1)}{K_{\text{ВІПМ}}\left(\frac{2\lambda_{\text{ВІПМ}}}{T_0} + 1\right)}. \quad (11)$$

Прийнявши

$$q_{\text{ОБМ0}} = \frac{2T_{\text{ВІПМ}}}{T_0}, \quad q_{\text{ВІПМ1}} = \frac{2\lambda_{\text{ВІПМ}}}{T_0} \quad (12)$$

отримаємо

$$u_{\text{ВІПМ}}(k) = \frac{(q_{\text{ОБМ0}} + 1)}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ВІПМ1}} + 1)}u(k) + \frac{(1 - q_{\text{ОБМ0}})}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ВІПМ1}} + 1)}u(k-1) - \frac{(1 - q_{\text{ВІПМ1}})}{(1 + q_{\text{ВІПМ1}})}u_{\text{ВІПМ}}(k-1) \quad (13)$$

Потрібно звернути увагу, що в каскадній структурі двічі використовується регулятор  $W_{p1}(s)$ . Це пов'язано з використанням у внутрішньому контурі регулятора з двома степенями свободи. Він дозволяє розв'язати компроміс між налаштуваннями для задачі стабілізації й відпрацювання зміни завдання. Незважаючи на однакову передавальну функцію регулятора в обох випадках, у нього різняться вхідні параметри. Тому формула внутрішнього регулятора в часовому просторі для випадку, коли він знаходиться у гілці стабілізації, визначається як

$$u_{\text{ВІПМ2}}(k) = \frac{(q_{\text{ОБМ0}} + 1)}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ВІПМ1}} + 1)}e_1(k) + \frac{(1 - q_{\text{ОБМ0}})}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ВІПМ1}} + 1)}e_1(k-1) - \frac{(1 - q_{\text{ВІПМ1}})}{(1 + q_{\text{ВІПМ1}})}u_{\text{ВІПМ2}}(k-1) \quad (14)$$

Шляхом аналогічних перетворень отримаємо z-вирази для інших елементів системи

$$W_p(z) = \frac{K_{\text{ВІПМ}}[(1 + q_{p0}) + 2z^{-1} + (1 - q_{p0})z^{-2}]}{K_{\text{ОБМ}}[(q_{p2} + q_{p1} + 1) + (2 - 2q_{p2})z^{-1} + (q_{p2} - q_{p1} + 1)z^{-2}]}, \quad (15)$$

$$W_{\text{ОБМ}}(z) = \frac{K_{\text{ОБМ}} \cdot [(1 + q_{\text{ОБМ0}}) + 2z^{-1} + (1 - q_{\text{ОБМ0}})z^{-2}] \cdot z^{-\frac{\tau_{\text{ОБМ}}}{T_0}}}{K_{\text{ВІПМ}} \cdot [(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1) + (2 - 2q_{\text{ОБМ1}})z^{-1} + (q_{\text{ОБМ2}} - q_{\text{ОБМ1}} + 1)z^{-2}]}, \quad (16)$$

$$W_{\text{ВІПМ}}(z) = \frac{K_{\text{ВІПМ}} \cdot [1 + z^{-1}]}{(q_{\text{ОБМ0}} + 1) + (1 - q_{\text{ОБМ0}})z^{-1}} z^{-\frac{\tau_{\text{ВІПМ}}}{T_0}}, \quad (17)$$

$$W_{\text{PK}}(z) = \frac{\left(\frac{2\alpha}{T_0} + 1\right) + \left(1 - \frac{2\alpha}{T_0}\right)z^{-1}}{\left(\frac{2\beta}{T_0} + 1\right) + \left(1 - \frac{2\beta}{T_0}\right)z^{-1}}. \quad (18)$$

Тут прийняті наступні позначення:

$$\begin{aligned} q_{\text{ОБМ2}} &= \frac{4T_{\text{ОБМ}} \cdot \lambda_{\text{ВІПМ}}}{T_0^2}, \\ q_{\text{ОБМ1}} &= \frac{2(T_{\text{ОБМ}} + \lambda_{\text{ВІПМ}})}{T_0}, \\ q_{\text{ОБМ0}} &= \frac{2T_{\text{ВІПМ}}}{T_0}, \\ q_{p2} &= \frac{4T_{\text{ВІПМ}} \cdot \lambda_{\text{ОБ}}}{T_0^2}, \quad q_{p1} = \frac{2(T_{\text{ВІПМ}} + \lambda_{\text{ОБ}})}{T_0}, \quad q_{p0} = \frac{2T_{\text{ОБМ}}}{T_0}, \\ q_{\text{ВІПМ1}} &= \frac{2\lambda_{\text{ВІПМ}}}{T_0} \end{aligned} \quad (19)$$

Так як рекурентна форма регуляторів та елементів системи зручніша для реалізації на ПЛК, адже вимагає менше пам'яті для зберігання проміжних результатів, то саме в такій формі запишемо кінцеві вирази для каскадної системи з регуляторами з внутрішньою моделлю.

Вихід головного регулятора каскадної системи:

$$\begin{aligned} u(k) &= \frac{K_{\text{ВІПМ}}(1 + q_{p0})}{K_{\text{ОБМ}}(q_{p2} + q_{p1} + 1)}e(k) + \\ &+ \frac{2}{K_{\text{ОБМ}}(q_{p2} + q_{p1} + 1)}e(k-1) + \\ &+ \frac{(1 - q_{p0})}{K_{\text{ОБМ}}(q_{p2} + q_{p1} + 1)}e(k-2) - \\ &- \frac{(2 - 2q_{p2})}{K_{\text{ОБМ}}(q_{p2} + q_{p1} + 1)}u(k-1) - \\ &- \frac{(q_{p2} - q_{p1} + 1)}{K_{\text{ОБМ}}(q_{p2} + q_{p1} + 1)}u(k-2), \end{aligned} \quad (20)$$

$e(k)$  - сигнал розбалансу на k-му кроці між заданим значенням та технологічною змінною:

$$e(k) = u_{\text{Зад}}(k) - y(k). \quad (21)$$

Модель об'єкта зовнішнього контуру:

$$\begin{aligned} y_{\text{ОБМ}}(k) &= \frac{K_{\text{ОБМ}}(1 + q_{\text{ОБМ0}})}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1)}u(k - \frac{\tau_{\text{ОБМ}}}{T_0}) + \frac{2}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1)}u(k - 1 - \frac{\tau_{\text{ОБМ}}}{T_0}) + \\ &+ \frac{K_{\text{ОБМ}}(1 - q_{\text{ОБМ0}})}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1)}u(k - 2 - \frac{\tau_{\text{ОБМ}}}{T_0}) - \frac{(2 - 2q_{\text{ОБМ1}})}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1)}y_{\text{ОБМ}}(k-1) - \\ &- \frac{(q_{\text{ОБМ2}} - q_{\text{ОБМ1}} + 1)}{K_{\text{ВІПМ}}(q_{\text{ОБМ2}} + q_{\text{ОБМ1}} + 1)}y_{\text{ОБМ}}(k-2) \end{aligned} \quad (22)$$

модель випереджаючої частини об'єкта керування:

$$y_{\text{ВИПМ}}(k) = \frac{K_{\text{ВИПМ}}}{(q_{\text{ОБМО}} + 1)} u_{\text{ВИП1}}(k - \frac{\tau_{\text{ВИПМ}}}{T_0}) + \frac{K_{\text{ВИПМ}}}{(q_{\text{ОБМО}} + 1)} u_{\text{ВИП1}}(k - 1 - \frac{\tau_{\text{ВИПМ}}}{T_0}) - \frac{(1 - q_{\text{ОБМО}})}{(q_{\text{ОБМО}} + 1)} y_{\text{ВИПМ}}(k - 1) \quad (23)$$

коректор збурень:

$$u_{\text{РК}}(k) = \left( \frac{2\alpha}{T_0} + 1 \right) u_{\text{ВИП2}}(k) + \left( \frac{1 - \frac{2\alpha}{T_0}}{\left( \frac{2\beta}{T_0} + 1 \right)} \right) u_{\text{ВИП2}}(k - 1) + \left( \frac{1 - \frac{2\beta}{T_0}}{\left( \frac{2\beta}{T_0} + 1 \right)} \right) u_{\text{РК}}(k - 1) \quad (24)$$

### 3. Система керування температурою первинної пари

Розглянемо процедуру перетворення неперервної системи в цифрову на прикладі САР температурою перегрітої пари на виході з котлоагрегату. Традиційно така система будується за двоконтурною схемою, де зовнішнім контуром є регулювання температури первинної пари на виході з пароперегрівача, а менш інерційним внутрішнім - температура пари після камери впорскування конденсату. Витрата конденсату регулює температуру пари. Збільшення витрати призводить до падіння температури пари, зменшення ж кількості конденсату - до росту. Технологія підготовки перегрітої пари розроблена таким чином, щоб у нормальних режимах роботи котлоагрегата завжди було певне впорскування води.

Це дозволяє мати запас регулювання в обидві сторони - збільшення та зменшення температури. Модель цього об'єкта складається з об'єкта в цілому та його випереджаючої частини, та, згідно досліджень [4] має структуру послідовного сполучення інерційної ланки із запізненням:

$$W_{\text{ОБ}}(s) = W_{\text{ВИП}}(s) \cdot W_{\text{ІН}}(s) = \frac{K_{\text{ОБ}} \cdot e^{-\tau_{\text{ОБ}}s}}{(T_{\text{ОБ2}}s + 1)(T_{\text{ОБ1}}s + 1)} = \frac{0,43e^{-15s}}{(78s + 1)(27s + 1)} \quad (25)$$

$$W_{\text{ВИП}}(s) = \frac{K_{\text{ВИП}} \cdot e^{-\tau_{\text{ВИП}}s}}{(T_{\text{ВИП2}}s + 1)(T_{\text{ВИП1}}s + 1)} = \frac{0,32e^{-5,5s}}{(5,9s + 1)(4,8s + 1)} \quad (26)$$

Динаміка виконавчого механізму вже врахована у цих моделях.

Припустимо, що цей об'єкт ідентифіковано з узятою за основу моделлю у вигляді інерційної ланки першого порядку з запізненням. Тоді моделі, що будуть у подальшому використовуватись в розрахунках регуляторів, матимуть таку структуру та чисельні значення:

$$W_{\text{ОБМ}}(s) = \frac{K_{\text{ОБМ}} \cdot e^{-\tau_{\text{ОБМ}}s}}{T_{\text{ОБМ}}s + 1} = \frac{0,43e^{-20s}}{110s + 1} \quad (27)$$

$$W_{\text{ВИПМ}}(s) = \frac{K_{\text{ВИПМ}} \cdot e^{-\tau_{\text{ВИПМ}}s}}{T_{\text{ВИПМ}}s + 1} = \frac{0,32e^{-5,8s}}{9s + 1} \quad (28)$$

Інтегральна похибка ідентифікації не перевищує 5%.

Це говорить про можливість використання спрощених моделей при синтезі САК для практичного використання.

Період квантування майбутньої цифрової системи оцінимо, проаналізувавши найшвидшу частину об'єкта, тобто ту, що має найменшу постійну часу. Для випереджаючої частини характерне значення  $T_{\text{ВИП95}}$ , яке відповідає часу досягнення технологічної змінною 95% свого сталого значення у відповідь на тестове ступінчатє збурення на вході, становить  $\approx 27$  с. Транспортне запізнення тут не враховувалося.

Отже, величина часу квантування може лежати у проміжку

$$1,8\text{с} \leq T_0 \leq 5,4\text{с},$$

хоча сучасні засоби автоматизації дозволяють використовувати час квантування до 0,1с та менше.

Як базове значення візьмемо  $T_0 = 1,8$  с.

Додатково за апріорними відомостями про моделі об'єкту визначено сталі фільтрів  $\lambda = 50\text{с}$ ,  $\lambda_{\text{ВИП}} = 10\text{с}$  та параметри коректора збурень  $\alpha = 9,4\text{с}$ ,  $\beta = 3\text{с}$ . Такі параметри дозволяють отримати технологічно виправданий перебіг перехідного процесу.

При обраному періоді квантування елементи САУ відносно своїх входів та попередніх значень виходів опишуться виразами:

$$u(k) = 0,1474e(k) + 0,0024e(k - 1) - 0,145e(k - 2) + 1,7828u(k - 1) - 0,7892u(k - 2);$$

$$y_{\text{ОБМ}}(k) = 0,0099u(k - 11) + 0,0018u(k - 12) - 0,0081u(k - 13) + 1,8186y_{\text{ОБМ}}(k - 1) - 0,8213y_{\text{ОБМ}}(k - 2);$$

$$y_{\text{ВИПМ}}(k) = 0,0291u_{\text{ВИП1}}(k - 3) + 0,0291u_{\text{ВИП1}}(k - 4) + 0,8182y_{\text{ВИПМ}}(k - 1);$$

$$u_{PK}(k) = 2.641u_{ВИП2}(k) - 2.1795u_{ВИП2}(k-1) + 0.5385u_{PK}(k-1);$$

$$u_{ВИП}(k) = 2.8383u(k) - 2.3223u(k-1) + 0.8349u_{ВИП}(k-1);$$

$$u_{ВИП2}(k) = 2.8383e_1(k) - 2.3223e_1(k-1) + 0.8349u_{ВИП2}(k-1).$$

Результати моделювання цифрової каскадної системи автоматичного керування зображені на рис. 2. На рисунку показаний результат вирішення системою задачі стабілізації температури первинної пари при імітації збурення  $v(t)$ , приведеного до входу об'єкта. Збурення носить ступінчатий характер та одиничну величину. Для імітації роботи аналогово-цифрового перетворювача сигнали з виходу неперервних об'єктів (27-28) перед потраплянням у цифрову схему регулювання пропускаються крізь фіксатор нульового порядку. Таким чином відтворюється принцип сприйняття промисловими контролерами інформації з давачів.

Розбіжність між перехідними процесами на деяких часових відрізках (рис. 2, праворуч) пояснюється похибкою округлення окремих елементів цифрової системи, зокрема транспортних запізнень моделей об'єкта. Вони дискретизуються кратними періоду квантування тактами, тому у моменти різкої зміни технологічних змінних можливі похибки. Ці похибки, однак, як видно на графіках, не мають вирішального значення на плин перехідного процесу у системі з цифровими регуляторами.

Для порівняння наведена робота неперервної системи за цих же умов.

Виконане моделювання роботи системи прив'язане до періоду квантування. Тому для дослідження

впливу цієї величини зменшимо її до  $T_0 = 0,1$  с. У такому випадку (див. рис. 2) перехідний процес у замкненій цифровій системі наближається до свого неперервного аналога.

Однак разом з цим зростає кількість даних, яку потрібно зберігати у пам'яті контролера для оперативного підрахунку керуючих дій (транспортні запізнення у моделях об'єктів).

Якщо прийняти, що значення зберігаються у пам'яті у вигляді чисел з плаваючою точкою, розмір яких зазвичай становить 8 байтів, то при  $T_0 = 1,8$  с потрібно додатково зберігати близько 230 байтів, у той час як зменшення періоду квантування до  $T_0 = 0,1$  с призведе до необхідності виділення пам'яті у розмірі понад 2 кілобайти. Хоча ця величина і не є недосяжною для сучасних засобів автоматизації, період квантування досі значно впливає на ресурси апаратної платформи і має бути врахованим в конкретній реалізації.

### Висновки

Розроблено цифрову систему автоматичного керування на базі регуляторів з внутрішньою моделлю. Каскадна САР має математичний опис, що гарантує можливість її реалізації на сучасних програмованих контролерах, з урахуванням залежності часу квантування від обраної платформи автоматизації, що втілено в параметрах рівнянь.

Проведено аналіз можливості застосування системи на ПЛК з огляду на їх апаратні можливості, вказано на відповідність апаратних вимог системи існуючому функціоналу засобів автоматизації.

Проведені математичні моделювання роботи системи показали відповідність її функціонування вихідній неперервній системі, що має високі показники якості роботи.

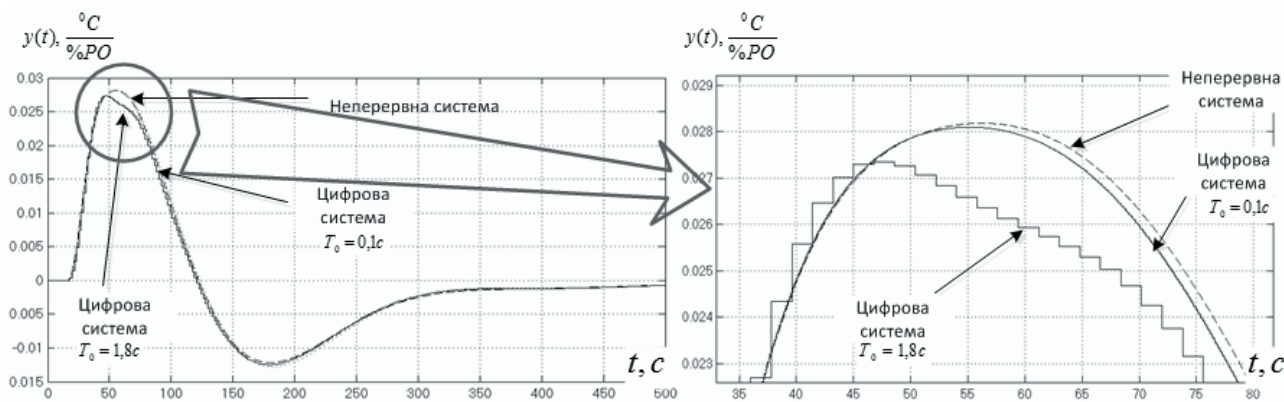


Рис. 2. Перехідні процеси в неперервній та цифровій системах керування

### Література

1. Изерман, Р. Цифровые системы управления [Текст] : пер. с англ. - М. : Мир, 1984. - 541с.
2. Вещественный интерполяционный метод в задачах автоматического управления [Текст] : учеб. пособие / А.С. Алексеев, А.А. Андропов, В.И. Гончаров и др. - Томск. : Изд-во Томского политехнического института, 2009. - 219 с.

3. Мазуров, В.М. Автоматические регуляторы в системах управления и их настройка [Текст] / В.М. Мазуров // Компоненты и технологии. - 2003. - №6. - С. 42-47.
4. Серов, Е. П.. Динамика парогенераторов [Текст] / Е. П. Серов, Б. П. Корольков. – М. : Энергоиздат, 1981. – 408с., ил.
5. Степанец А.В. Регулирующий адаптивный комплекс на основе каскадной системы с моделью объекта управления [Текст] / А.В. Степанец // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. - 2012. -№2/10(56). – С.14-18.

**Abstract**

*The article describes the conversion technique of the continuous automatic control system with controls into a digital form, for the technological processes control by modern controllers. The main purpose of the research is the adaptation of the continuous control system using the apparatus of digital transfer functions to the peculiarities of functioning of digital control equipment. The article describes the digitization procedure of components of continuous law of control, which was built on a cascade of controllers with an internal model. Attention is paid to the optimization of resultant digital algorithm to reduce the consumption of hardware resources of industrial controllers. Digital control system is designed on the example of the temperature control loop of primary steam of direct flow boiler of power station. The results obtained allow us to speak about the high quality of the control system operation, due to the characteristics of controls with internal model, and the possibility of its application on the objects of heat and power engineering*

**Keywords:** *internal model, digital control, cascade control system*