

**СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА В ДИСКРЕТНОМУ ЧАСІ З ЗАДАНИМ ЧАСОМ  
ВСТАНОВЛЕННЯ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ****А.О. Стопакевич, О.А. Стопакевич**

---

Одеська національна академія зв'язку, 14, Кузнечна, Одеса, 65029, stopakevich@gmail.com  
Одеський національний політехнічний університет 1, пр. Шевченка, Одеса, 65044, stopakevich@opu.ua

---

Фактичним стандартом для промислових технологічних процесів та багатьох інших галузей автоматизації є регулятор ПІД-типу. Проблема синтезу таких регуляторів достатньо докладно вивчена в літературі. Перевагою такого регулятора, що значною мірою вплинуло на його популярність, є те, що це регулятор, в якому налаштовувач системи автоматизації при незадовільних перехідних процесах в системі автоматичного керування може емпірично змінити числові коефіцієнти (від 1 до 4 в залежності від типу регулятора), базуючись на прямих критеріях якості перехідного процесу: максимальному відхиленні, перерегулюванні, часі встановлення, а також ознак нестійкої роботи. Проблема оптимального синтезу регулятора ПІД-типу за типовими моделями можна вважати у цілому розв'язаною. З розвитком комп'ютерної техніки й інженерних математичних пакетів задача синтезу оптимального регулятора ПІД-типу для довільного об'єкта керування розв'язується шляхом поєднання частотних критеріїв й оптимізаційних алгоритмів. Застосовуються також й інші підходи, які переважно призначені для багатовимірних об'єктів керування. В роботі розв'язується задача синтезу дискретного одновимірного регулятора для стійкої лінійної моделі довільного порядку з запізненням з застосуванням інженерних математичних пакетів чи іншого спеціалізованого програмного забезпечення. Основна ідея методу – це модифікація класичного регулятора Даліна. Запропонований регулятор має наступні переваги: простота програмної реалізації, відсутність необхідності розв'язку оптимізаційної задачі, висока робастність, можливість врахування усієї динаміки, нескладна процедура налаштування. Проведено дослідження роботи регулятора для типових форм моделей й приділена увага проблемі нейтралізації стрибкоподібних збурень при керуванні об'єктами без самовирівнювання.

**Ключові слова:** дискретна система автоматичного керування, регулятор Даліна, прямий синтез, робастність, одновимірна, модель високого порядку, запізнення.

**Вступ**

Проблема синтезу промислових систем керування може бути розв'язана багатьма методами, вибір яких обґрунтовується характером моделі технологічного процесу, технологічними вимогами, ступенем простоти застосування й технічної реалізації, та просто традиціями. Більшість застосувань розглядають керування одновимірними об'єктами керування (ОК) першого чи другого порядку з запізненням за допомогою регуляторів ПІД-типу, чи керування модальними регуляторами ОК високого порядку без запізнення.

З розвитком теорії керування проблема синтезу регуляторів для ОК високого порядку з запізненням стала розв'язуватись за допомогою синтезу багатовимірних регуляторів, що є більш складними з точки зору програмно-технічної реалізації в цифрових системах, ніж регулятори ПІД-типу. В роботі запропоновано метод синтезу одновимірного цифрового регулятора для ОК з запізненням (в т. ч. високого порядку й з домінуючим запізненням), який є простим з точки зору програмно-технічної реалізації.

## Аналіз літературних джерел

При реалізації ПІД регуляторів в цифровій техніці з'являються додаткові фактори, які методи налаштування, що ставлять задачу в аналоговій формі, як правило не враховують. В роботах [1, 2] проілюстровані основні з них. Це проблеми вибору алгоритму дискретизації складових регулятора, впливу кроку дискретності на якість та стійкість САК, реалізації реального диференціатора та ін. Так, наприклад, для аналогових ПІД-регуляторів І-складова знижує запас стійкості, а Д – збільшує. Для дискретного регулятора при достатньо великому кроку дискретності ситуація може бути прямо протилежною.

Задача синтезу одновимірних САК (як і багатьох інших) – це багатоцільова задача, для якої було розроблено багато критеріїв якості, які частково дублюють один одного. Спрощено їх можливо розбити на дві категорії: швидкість – час наростання (це час, за який вихідна величина ОК зміниться від 10% до 90% сталого значення), процент перерегулювання, час регулювання, інтегральні критерії, та робастність – запас по фазі й по амплітуді, кореневе розташування.

В монографії [3] вперше запропоновано зручний критерій, який оснований на функції чутливості  $M_s = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + P(j\omega) \times C(j\omega)} \right|$ , де  $P$  – передаточна функція (ПФ)

об'єкта керування,  $C$  – ПФ регулятора (оператор  $s$  для зручності опустимо). В результаті отримується число, що має бути для ОК з самовирівнюванням в діапазоні від 1.3 до 2 (2.5 в деяких випадках) Чим більше число – тим нижча робастність, оскільки розімкнена система наближується до критичної точки на графіку Найквіста. Також можна наближено отримати величину запасів по фазі й амплітуді. Критерій показує, що в межах стійкої системи швидкість й робастність є базовою дихотомією синтезу САК.

Метод прямого синтезу – один з класичних методів розрахунку. Нехай задано ПФ замкненої одновимірної системи по завданню, тоді регулятор можна описати залежністю.

$$C = \frac{1}{P} \cdot \frac{W}{1 - W} \quad (1)$$

З першого погляду, виходячи з того, що динаміка багатьох ОК може бути описана лінійним рівнянням високого порядку, то  $W$  – це звичайно рівняння високого порядку. І з нього можливо отримати регулятор високого порядку.

Але, якщо ми хочемо отримати ПІ чи ПІД регулятор, то треба спростити задачу до рівняння ОК в вигляді першого порядку. Так, для ОК, що заданий ПФ

$$P = \frac{k_o}{T_o \cdot s + 1}$$

при заданій еталонній ПФ  $W$

$$W = \frac{1}{\lambda \cdot s + 1} \quad (2)$$

виводиться регулятор виду  $C = \frac{T_o \cdot s + 1}{k_o} \cdot \frac{1}{\lambda \cdot s} = \frac{T_o}{k_o \cdot \lambda} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_o \cdot s}\right)$  що й є ПІ-регулятором  $C = k_r \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right)$ , де  $k_r = \frac{T_o}{k_o \cdot \lambda}$ ,  $T_i = T_o$ .

Аналогічно, для ОК, що заданий ПФ (FOPDT модель)

$$P = \frac{k_o}{T_o \cdot s + 1} \cdot e^{\tau_o \cdot s}$$

можна вивести ПІД-регулятор послідовної форми з реальним диференціатором

$$C = \left( \frac{T_o}{k_o (T_r + \tau_o)} \right) \left( 1 + \frac{1}{T_o \cdot s} \right) \left( \frac{1 + \frac{\tau_o}{2} s}{1 + \left( \frac{T_r}{T_r + \tau_o} \right) \frac{\tau_o}{2} s} \right) \quad (3)$$

Як бачимо, в такій постановці розв'язується задача оптимальності з точки зору категорії «швидкість». Ідеальний перехідний процес при такій постановці має аперіодичний характер й час регулювання, 63.2% якого дорівнює  $\lambda$ . Якщо  $\lambda$  замала, то виникає перерегулювання, а якщо завелика – то САК по якості наближається до ручного управління. Для більшості процесів величина оптимальної  $\lambda$  знаходиться в інтервалі  $[T_o, 3 \cdot T_o]$ . Справедливим є твердження, що приблизно в цьому діапазоні чим менша швидкість, тим більша робастність (тобто він є певним відображенням  $M_s$ ).

Тема синтезу регуляторів ПІД-типу найбільш докладно викладена в монографії [4]. Методи налаштування таких регуляторів можливо розділити на 2 класи: інженерні (вимагають в гіршому випадку калькулятора) й комп'ютерні.

Більшість популярних інженерних методів налаштування регуляторів ПІД-типу за моделлю створювались двома способами:

- розв'язок оптимізаційної задачі на комп'ютері за заданим критерієм, побудова номограми, її апроксимація рівняннями (частіше простими);
- модифікація методу прямого синтезу зі зведенням процедури налаштування до простих рівнянь.

Інженерні методи як правило розглядають задачу вибору налаштувань регулятора ПІД-типу за FOPDT моделлю, рідше за SOPDT моделлю (2-го порядку з запізненням).

Оскільки це важливо для огляду, викладемо основні надбання в методах, заснованих на прямому синтезі. Ці методи відрізняються обраним підходом до редукції моделі. В основному є проблема з запізненням: треба розкласти його у ряд Тейлора чи Паде, а також скоротити полюси (якщо це необхідно).

Першим прийнятим промисловим виробництвом методом модифікованого прямого синтезу став ІМС-ПІД, оригінальна версія якого викладена в [5]. Цей метод використовує розкладення в ряд Паде і для FOPDT моделі має два варіанти: для ПІ і ПІД регулятора. Перша версія мала правило  $T_i = T_o$ , виявилось поганим при керуванні за збуренням. Покращена версія правил розглянута в роботі [6].

$$ПІ : k_p = \frac{T_o + \frac{\lambda}{2}}{k_o \cdot \lambda}, T_i = T_o + \frac{\tau_o}{2}, \lambda = 1.5 \cdot \tau_o \text{ (якщо } \tau_o > T_o)$$

$$ПІД : k_p = \frac{T_o}{k_o \left( \lambda \cdot + \frac{\tau_o}{2} \right)}, T_i = T_o + \frac{\tau_o}{2}, T_d = \frac{T_o \cdot \frac{\tau_o}{2}}{T_o + \frac{\tau_o}{2}}, \lambda = 0.7 \cdot \tau_o$$

В цьому, навіть модифікованому, методі виникає різке зниження якості керування для важкокерованих ОК, яке спостерігається й у методів, що побудовані за першим способом [6]. Як показано в роботі [7] застосування апроксимації Паде першого порядку для FOPDT з  $\tau_o > T_o$  в методах прямого синтезу призводить до зниження якості керування.

Подальшим розвитком методу ІМС-PID став метод SIMC [8]. В цьому методі використовується апроксимація запізнення рядом Тейлора першого порядку. Для FOPDT моделі цей метод дозволяє отримати ПІ-регулятор. Введення обмеження на інтегральну складову виду  $T_i = \min(T_o, 4 \cdot (\lambda \cdot + T_o))$  дозволяє значно покращити якість керування за збуренням й важкокерованими ОК, що показано в роботі [6]. Крім того, в порівнянні з ІМС-PID розширюється кількість типів ОК внаслідок використання в методі SIMC авторського методу редукції. Метод й надалі покращується, наприклад в роботі [9] запропоновано правило для врахування оригінального, а не апроксимованого при перетворенні SOPDT в FOPDT запізнення, правило для інтегратора 2 порядку з запізнення, фільтр для сигналу завдання.

Серед комп'ютерних методів розглянемо коротко тільки метод, який реалізовано в функції pidtune в Matlab, та запатентовано Math Works [10]. Це частотний метод, який може бути застосований для довільних ОК, в том числі для деяких нестійких. Регулятор задається в вигляді

$$C(s) = \frac{\omega_c}{s} \left( \frac{\sin \phi_z s + \omega_c \cos \phi_z}{\omega_c} \right) \left( \frac{\sin \beta s + \omega_c \cos \beta}{\sin \alpha s + \omega_c \cos \alpha} \right),$$

де  $\omega_c$  - частота зрізу, яка обирається автоматично чи користувачем, а інші параметри знаходяться шляхом розв'язку оптимізаційної задачі, що включає умови стійкості й намагається досягти величини запасу по фазі в  $60^\circ$ . Крім того, можливо задати параметр пошуку оптимального регулятора по завданню, збуренню чи компромісного.

Як показано в роботі [6] комп'ютерний метод, реалізований в функції pidtune для FOPDT моделі в цілому не кращий інженерного методу SIMC. Але його істотною перевагою є можливість отримати налаштування для ОК високого порядку. З іншої сторони, якщо модель не може бути з достатньою точністю редукована до FOPDT, то далеко не факт, що цей регулятор буде оптимальним. Це виходить з того, що ПІД – це регулятор обмеженої структури, що не може врахувати динаміку ОК високого порядку. Крім того, при застосуванні частотних критеріїв будуть виникати складності з ОК високого порядку, що мають декілька частот зрізу і, відповідно, декілька запасів по фазі.

Проблему синтезу одновимірних систем для FOPDT моделі з великим запізненням також можна розв'язати з використанням предиктора Сміта (чи однієї з його модифікацій), що досліджено в роботі [6]. В цьому випадку поведінка системи й

процедура її синтезу майже не буде залежати від відношення  $\tau_o / T_o$ . Але для більшості модифікацій предіктора ОК має бути з самовирівнюванням.

Також регулятор з FOPDT може бути виведено з використанням других методів. Наприклад, в роботі [11] запропонований інженерний метод отримання дискретного регулятора стану з наглядцем для FOPDT моделі. При використанні методу параметри оптимального регулятора стану не залежать від запізнення, а визначаються виключно постійною часу й обраним кроком дискретності. Регулятор дозволяє отримати кращі перехідні процеси за інтегральним квадратичним критерієм і прямими показниками якості у порівнянні з pidtune.

Метод прямого синтезу може бути застосований й для моделей в дискретному часі. Найбільш відомим серед дискретних регуляторів є цифровий аперіодичний регулятор (ЦАР). Для ЦАР бажана z-ПФ замкненої системи дорівнює

$$W = z^{-dk}, dk \geq 1$$

А регулятор отримується за правилом

$$C = \frac{1}{P} \cdot \frac{W}{1-W} = \frac{1}{P} \cdot \frac{z^{-dk}}{1-z^{-dk}} = \frac{1}{P} \cdot \frac{1}{z^{-dk} - 1}$$

Для ОК з запізненням величина dk має бути більшою за кількість станів, які виділені для зберігання запізнення в ОК на одиницю. ЦАР розв'язує задачу керування за перший крок, в який подає достатньо великий керуючий вплив, всі інші кроки подається керуючий вплив, що відповідає статиці ОК. По причині значної агресивності керування такі регулятори мають невелику сферу застосування.

Серед модифікацій ЦАР найбільш відомим й придатним для використання є регулятор Даліна [12]. Використовуючи таблиці z-перетворень він виводиться наступним чином. Модель FOPDT представляється наступним рівнянням:

$$P(z) = \frac{k_o \cdot (c_1 + c_2 \cdot z^{-1})}{1 - a_p \cdot z^{-1}} \cdot z^{-(k+1)},$$

де  $a_p = e^{\left(\frac{-\Delta t}{T_o}\right)}$ ,  $a = 1 - (\tau_o - k_o \cdot \Delta t)$ ,  $c_1 = 1 - e^{\left(\frac{-a \cdot \Delta t}{T_o}\right)}$ ,  $c_2 = e^{\left(\frac{-a \cdot \Delta t}{T_o}\right)} - e^{\left(\frac{-\Delta t}{T_o}\right)}$

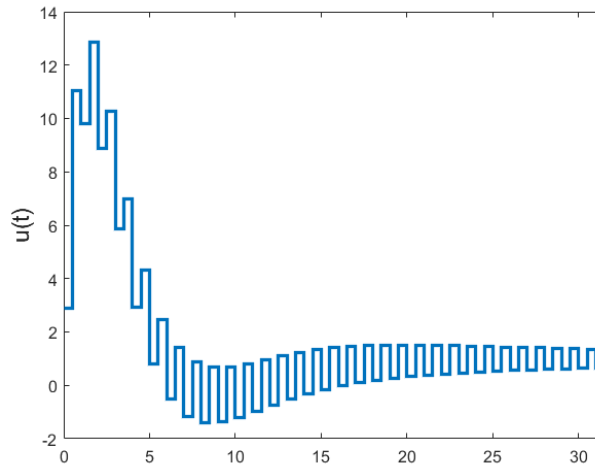
Модель еталонної z-ПФ отримується наступним чином і є еквівалентом (2)

$$W(z) = \frac{1 - e^{\left(\frac{-T_o}{\lambda}\right)}}{1 - e^{\left(\frac{-T_o}{\lambda}\right)} z^{-1}} \cdot z^{-\left(\frac{\tau_o}{\Delta t} + 1\right)},$$

Тоді регулятор Даліна буде мати вигляд:

$$C(z) = \frac{1}{P(z)} \cdot \frac{W(z)}{1-W(z)} = \frac{(1 - a_3) \cdot (1 - a_p) \cdot z^{-1}}{k_o [1 - a_3 z^{-1} - (1 - a_3) z^{-(k+1)}] \cdot (c_1 + c_2 \cdot z^{-1})}$$

З першого погляду це регулятор еквівалентний (3), оскільки отримується таким же чином, але не при всіх умовах. Докладний аналіз регулятора Даліна й декількох інших дискретних регуляторів наданий в монографії [13]. Головною проблемою регулятора Даліна, що була розглянута ще її автором [12], є пульсація керуючого впливу, приклад якої показаний на рис. 1.



**Рис. 1.** Приклад пульсації керуючого впливу

Фактична її причина – близькість розміщення полюсів ПФ регулятора до  $z=-1$  в колі з радіусом  $|z|=1$ . Далін запропонував вручну підставляти корені  $z=1$  в множники знаменників  $z$ -ПФ регулятора, які викликають коливальність. Необхідність застосування такої процедури знижує зручність використання регулятора, хоча якість керування при цьому звичайно не знижується. Аналіз причин пульсації регулятора Даліна проведений в роботі [14], показав, що пульсація не залежить від величини  $\lambda$ .

Подібність регуляторів ПД-типу, предиктора Сміта й регулятора Даліна доцільно аналізувати тільки для FOPDT моделей. Для об'єктів, що не належать до класу важкокерованих можна говорити про те що, ці регулятори є подібними. В монографії [8] показано, що при застосуванні апроксимації запізнення виду  $1-s \cdot \tau_o$ , регулятор Даліна можна звести до регулятора (3) без диференційної складової. В роботі [15] вказується, що оскільки в методі прямого синтезу ПД-регулятора запізнення не може бути враховано без апроксимації, то для ОК, з запізненням, особливо з великим, оптимального керування досягти неможливо. Більш якісне керування буде досягнуто з предиктором Сміта. А якщо предиктор реалізувати в дискретному часі, то він буде аналогічним до регулятора Даліна.

### Мета й задачі дослідження

Метою роботи є розробка методу синтезу лінійного дискретного регулятора для одновимірних лінійних ОК довільного порядку й величини запізнення з застосуванням модифікованої еталонної ПФ замкненої системи. Крім того, в роботі розглянута проблема компенсації стрибкоподібних збурень при керуванні за допомогою дискретного регулятора об'єктами без самовирівнювання.

Задача дослідження наступні.

1) Розробити алгоритм синтезу дискретного цифрового одновимірного регулятора для лінійного ОК з запізненням довільного порядку

2) Перевірити працездатність алгоритму для різних типових об'єктів при відхиленні параметрів ОК, різних типах збурень й при обмеженому керуванні.

3) Розв'язати проблему наявності статичної похибки при керуванні за збуренням ОК без самовирівнювання.

**Основна частина**

Алгоритм, що показаний на рис. . 2, рекомендовано для синтезу регулятора одновимірного лінійного ОКз запізненням (особливо високого порядку чи/та з великим запізненням) та з самовирівнюванням. Реалізація алгоритму доволі проста в сучасних інженерних математичних пакетах, таких як Matlab.

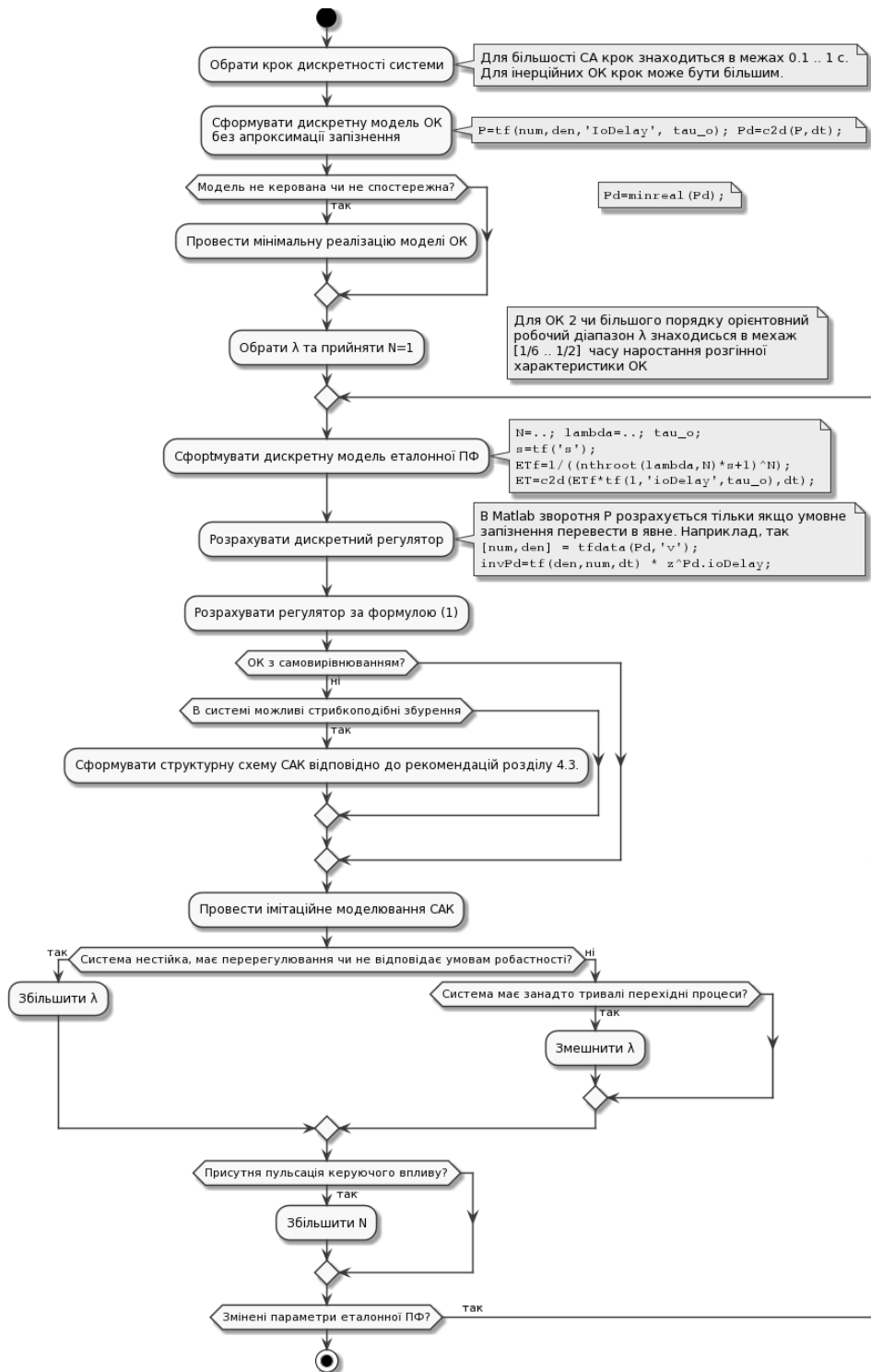


Рис. 2. Алгоритм синтезу дискретного регулятора

В якості еталонної ПФ приймається функція виду

$$W = \left( \frac{1}{\sqrt[N]{\lambda} \cdot s + 1} \right)^N \cdot e^{-\tau_0 \cdot s},$$

де  $N$  – це цілий коефіцієнт, що компенсує пульсацію керуючого впливу.

Необхідні коментарі показані на рис. 2.

Спочатку дослідимо якість керування за завданням для типових моделей ОК й ступінь відповідності  $\lambda$  0.632 часу регулювання САК, а також величину перерегулювання при істотній зміні параметрів ОК;

Дослідимо робастність систем керування з розробленим регулятором.

Перший експеримент проведемо з моделлю FOPDT  $P = k_o / (T_o \cdot s + 1) e^{-\tau \cdot s} = 1 / (10 \cdot s + 1) \cdot e^{-5 \cdot s}$  з номінальним відношенням  $\tau / T_o = 0.5$ ,  $\Delta t = 0.5$ ,  $N=1$ ,  $\lambda=3$ . Коефіцієнти моделі належать наступним діапазорам  $k_o \in [0.5, 1, 1.5]$ ,  $T_o \in [5, 10, 15]$ ,  $\tau \in [2.5, 5, 7.5]$  Результати експерименту при зміні завдання показані на рис. 3. Бачимо, що регулятор робастний. Бажаний час (відмічений зіркою) приблизно досягається у всіх випадках. При збільшенні  $k_o$  і зменшенні  $T_o$  процес перестає бути аперіодичним, хоча перерегулювання не більше 20-30%. Цікаво також, що при відхиленні параметрів ОК величина максимального керуючого впливу майже не змінюється.

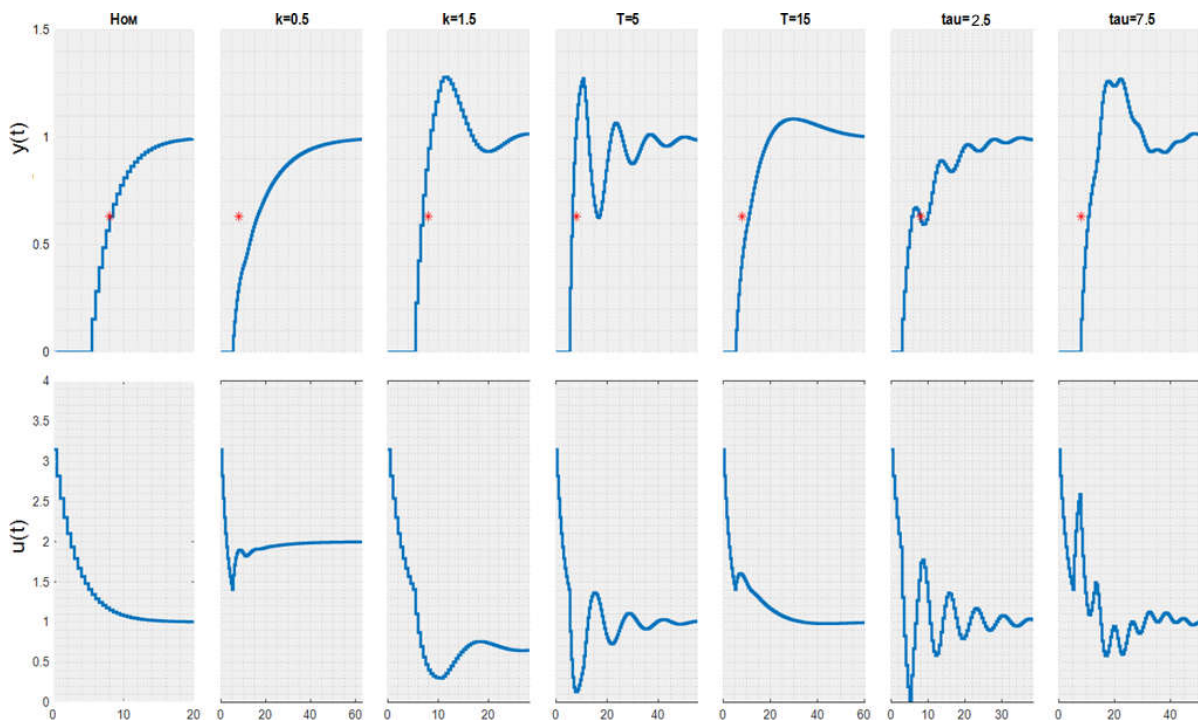


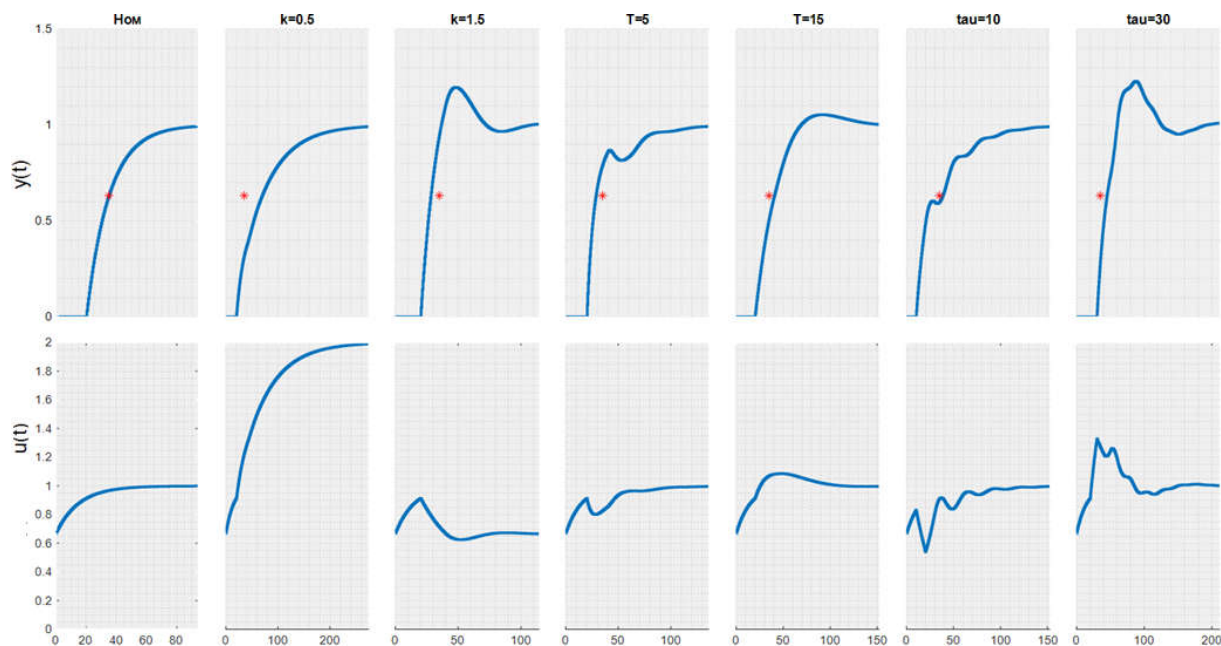
Рис. 3. Дослідження робастності САК з номінальною моделлю  $P = 1 / (10 \cdot s + 1) \cdot e^{-5 \cdot s}$

Другий експеримент проведемо з моделлю FOPDT  $P = 1 / (10 \cdot s + 1) \cdot e^{-20 \cdot s}$  з відношенням  $\tau / T_o = 2$ ,  $\Delta t = 0.5$ ,  $N=1$ ,  $\lambda=3$ . В цьому випадку регулятор дає на першому кроці агресивне керування (починає працювати подібно ЦАР). При відхиленні  $k_o$  і  $T_o$  на  $\pm 50\%$  ПП встановлюється за бажаний час, але з перерегулюванням до 50%. При відхиленні  $\tau_o$  на  $\pm 10$  САК втрачає стійкість. Причина цього в тому, що  $\lambda$  встановлена за межами рекомендації, яка наведена в блок-схемі алгоритму. Час



наростання ОК складає 47.2, тобто  $\lambda$  має бути між 23.6 і 7.87. Отже треба встановити значення  $\lambda$  в рекомендованому діапазоні. Встановимо  $\lambda = 15$  й проведемо ще один експеримент.

Третій експеримент проведено для моделі другого експерименту при встановленні  $\lambda = 15$ . Результати його показані на рис. . 4. Коефіцієнти моделі належать наступним діапазнам  $k_o \in [0.5, 1, 1.5]$ ,  $T_o \in [5, 10, 15]$ ,  $\tau \in [10, 20, 30]$ . Бачимо, що якість ПП процесів за критерієм швидкості висока й робастність САК достатньо висока.



**Рис. 4.** Дослідження робастності САК з номінальною моделлю  $P = 1 / (10 \cdot s + 1) \cdot e^{-20 \cdot s}$

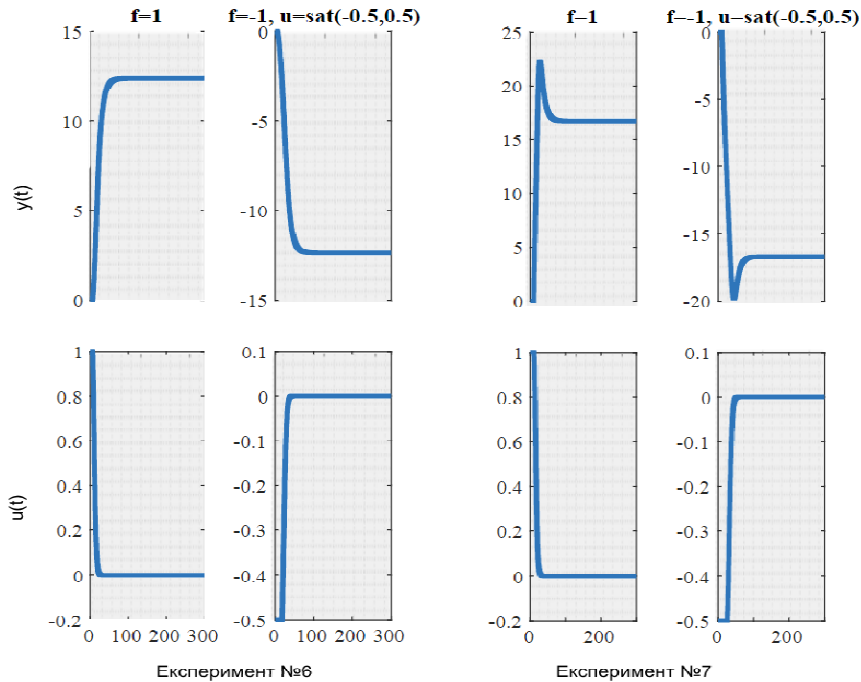
Четвертий експеримент проведемо з моделлю SOPDT  $P = 1 / ((20 \cdot s + 1)(10 \cdot s + 1)) \cdot e^{-10 \cdot s}$  з умовою  $\Delta t = 0.5$ ,  $N=3$ ,  $\lambda=10$  (час наростання моделі 51.8). В цьому випадку виникає пульсація керуючого впливу, що для ОК з номінальними параметрами показана на рис. 1. Тому треба збільшити значення  $N$  з 3 до 4 і провести ще один експеримент.

П'ятий експеримент проведений з тією ж самою моделлю, однак при  $N=4$ . В цьому випадку пульсація зникає при всіх відхиленнях параметрів ОК. Регулятор дає значний керуючий вплив на початку ПП й швидко досягає бажаного часу. Для зниження величини керуючого впливу треба збільшити  $\lambda$ .

Шостий експеримент проведений з моделлю виду  $P = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{10 \cdot s + 1} \cdot e^{-5 \cdot s}$ . В цьому випадку регулятор реалізується при умовах  $\Delta t = 0.5$ ,  $N=4$  (менше – виникає пульсація),  $\lambda=10$ . В цілому регулятор працює аналогічно рис. . 3 і . 4. Максимальний керуючий вплив – біля 0.5.

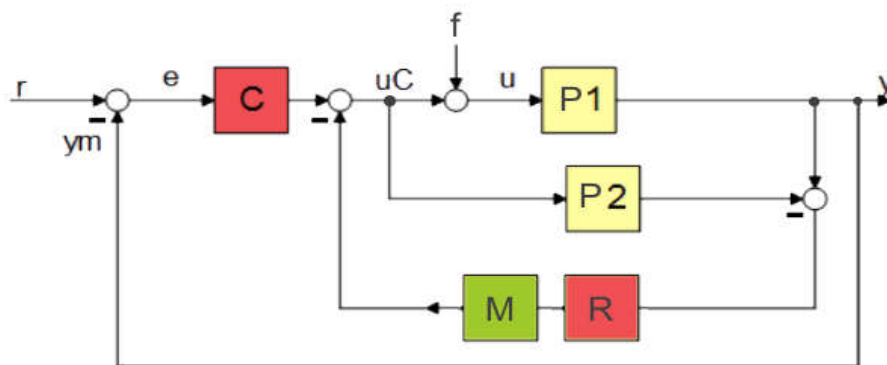
Сьомий експеримент проведений з моделлю виду  $P = \frac{1}{s} \cdot \frac{20 \cdot s + 1}{10 \cdot s + 1} \cdot e^{-10 \cdot s}$ . В цьому випадку регулятор реалізується при умовах  $\Delta t = 0.5$ ,  $N=3$  (менше - виникає пульсація),  $\lambda=10$ . В цілому регулятор також працює аналогічно рис. . 3 і . 4. Максимальний керуючий вплив дорівнює 0.07.

Таким чином, бачимо, що з модифікованою еталонною ПФ процесу можливо спростити синтез регулятора. Якість керування при цьому для розглянутих об'єктів при керуванні за завданням є задовільною. Крім того, на відміну від регуляторів ПІД-типу, в системі з розглянутим регулятором не присутня проблема насичення інтегратора. В той самий час інтегратор може й не компенсувати статичну похибку, що проявляється при збуренні стрибком по входу ОК в експериментах №6 і №7 (рис. . 5). Ця похибка не компенсується інтегратором, тому ПП встановлюються на близьких значеннях керування змінних як при наявності обмеження керування, так і без нього.



**Рис. 5.** Статична похибка в ПП при збуренні стрибком

Для подолання невідомого стрибкоподібного збурення на вході пропонується схема САК, що показана на рис. . 6.



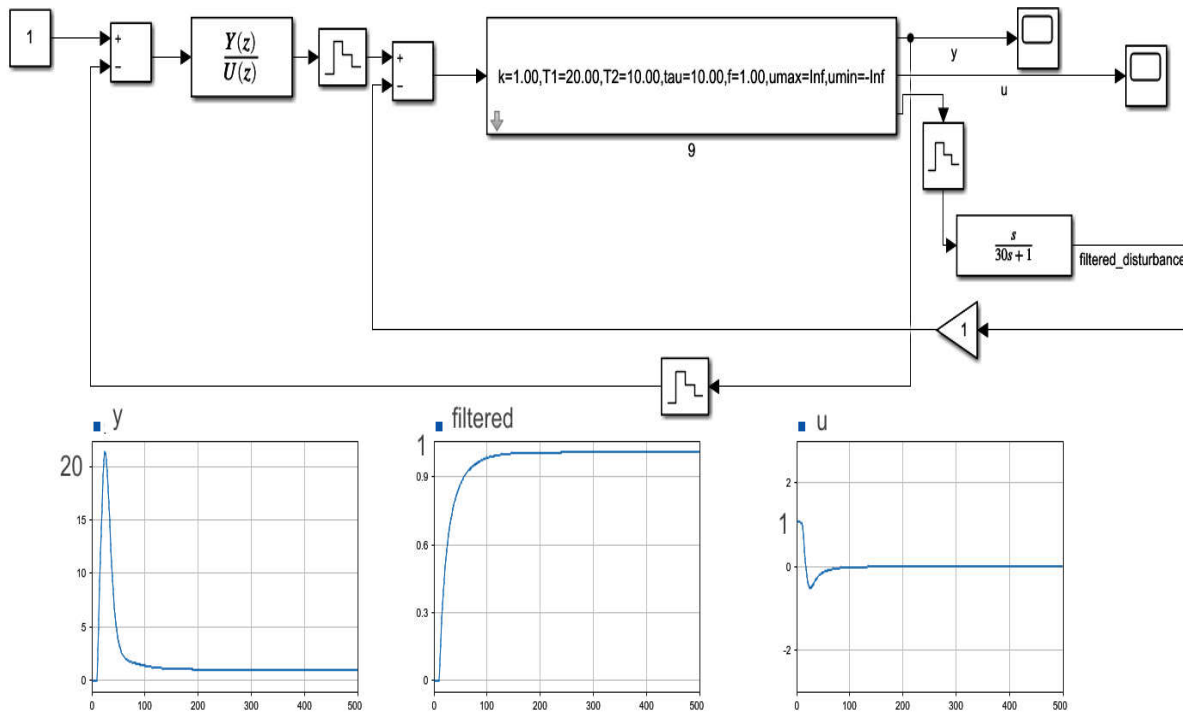
**Рис. 6.** Структурна схема САК для подолання стрибкоподібних збурень для ОК без самовирівнювання

На схемі  $P_1$  – реальний об'єкт керування (для моделювання – його точна модель),  $P_2$  – теоретична модель ОК. В випадку збурення стрибком по входу запропонованій схемі робиться спроба звести сигнал, що йде на суматор після регулятора до постійного. Сигнал  $P_1-P_2$  є інтегральним, тому щоб його перетворити до

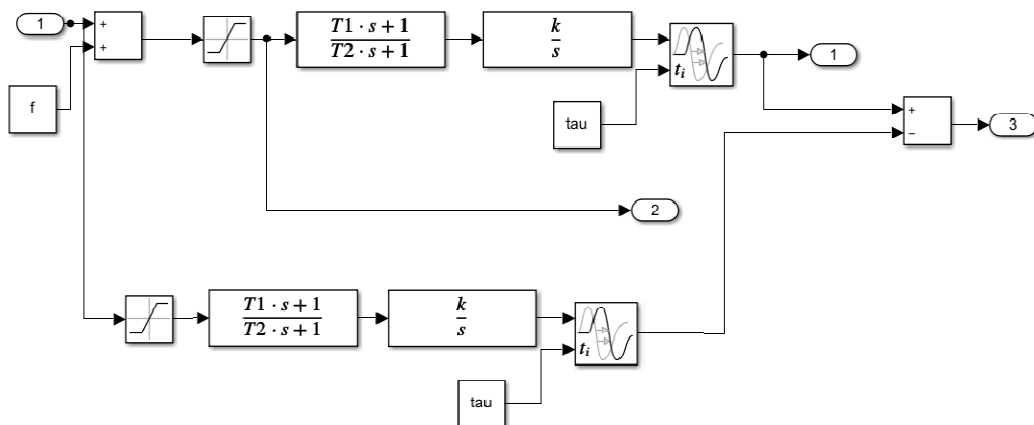
стрибокподібного він проходить через диференціатор виду  $R = \frac{s}{3 \cdot \tau_o \cdot s + 1}$ . Параметр

блоку М обирається за правилом  $M = \frac{1}{k_o}$ .

Математична модель в Simulink САК для ОК з сьомого експерименту показана на рис. 7 і 8.



**Рис. 7.** Simulink модель САК для подолання стрибкоподібних збурень для ОК без самовирівнювання

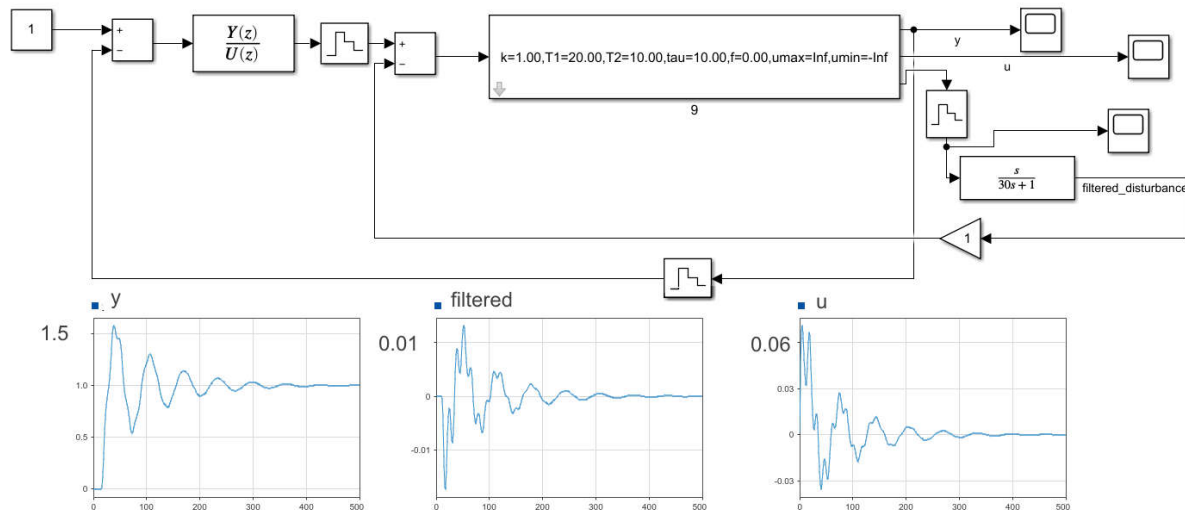


**Рис. 8.** Simulink модель блоку підсистеми моделі, показаної на рис. 7

Основою моделі є блок підсистеми, що має один вхід й три виходи. 1-й вхід – керуючий вплив регулятора, 1-й вихід - керована змінна з "реального" ОК, 2-й вихід – обмежений керуючий вплив зі збуренням по входу (при наявності), 3-й вихід – різниця

між виходом "реального" ОК й його теоретичної моделі. На рис. 7 показано, що при такій структурі регулятор подолав збурення й статична похибка відсутня.

Перехідний процес по завданню при зміні  $\tau_0$  «реального об'єкту» з 10 на 15 (рис. 9) показує, що регулятор діє також як й регулятор в звичайній замкненій САК при відхиленні параметру моделі. Компенсаційний сигнал фільтра в цьому випадку знаходиться в зоні  $\pm 0.01$ .



**Рис. 9.** Simulink модель САК для подолання стрибкоподібних збурень для ОК без самовирівнювання й перехідні процеси по завданню при невідповідності часу запізнення реального об'єкту часу запізнення, що закладено в модель дискретного регулятора.

## Висновки

Розроблено алгоритм синтезу дискретного регулятора, оптимального за часом перехідного процесу за завданням, який включає:

- модифіковану передатну функцію еталонного перехідного процесу;
- рекомендацію по інтервалу пошуку бажаного часу перехідного процесу;
- структуру САК й методи налаштування додаткових елементів в ній для розв'язку проблеми виникнення статичної похибки в об'єктах керування без самовирівнювання.

Для налагоджувача системи автоматизації алгоритм може бути зручним при його програмній реалізації не тільки в межах інженерного математичного пакета, а й, наприклад мовою Python [16], яка містить всі необхідні бібліотеки. Така програма дозволить користувачу задавати бажаний час ПП й модель об'єкту керування. Коефіцієнт  $N$  може бути знайдений автоматичним пошуковим алгоритмом.

## Список літератури

1. Laskawski M., Wcislik M. Influence of sampling on the tuning of PID controller parameters. *IFAC-Papers On Line*. 2015. №48-4. P. 430 – 435.
2. Tomov L., Garipov E. Choice of sample time in digital PID controllers. *Recent*. 2007. №2(20). V. 8. P. 169 –178.
3. Åström K., Hägglund T. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning* (2nd Edition). Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America. 1995. (16)

4. O'Dwyer A. Handbook of PI and PID controller tuning rules (3rd edition). London: Imperial Colledge Press, 2009.
5. Rivera D.E., Morari M., Skogestad S. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.* 1986.№25, P. 252-265.
6. Стопакевич А.А. Проектирование робастных регуляторов объектами с большим запаздыванием. *Восточно-европейский журнал передовых технологий.* №2 (79). Т. 1, 2016. С. 48-56.
7. Pathiran A., Prakash J. A Comparative Study on the Well-Known Feedback Controller Design Methods. *2017 Trends in Industrial Measurement and Automation (TIMA)*. Chennai, 6-8Jan 2017.
8. R. Vilanova, A. Visioli (eds.). PID Control in the Third Millennium, Advances in Industrial Control. London: Springer-Verlag, 2012.
9. Lee J., Cho W., Edgar T. Simple Analytic PID Controller Tuning Rules Revisited *Ind. Eng. Chem. Res.* 2014, №53, V. 13, P. 5038–5047.
10. Eryilmaz P., Automated PID controller design, pat. US8467888B2, 2013. URL: <https://patents.google.com/patent/US8467888>.
11. Stopakevych A., Stopakevych O., Tigariiev A., Tigarieva T. A simple method for a precise solution of the digital optimal controllers design problem for SISO objects with delay. Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2019, №2. P. 104-114.
12. Dahlin E.B. Designing and tuning digital controllers. *Instruments and control systems.* 1968, №41 (6). P. 77-84.
13. Кваско М., Піргач М. Аверіна Т. Проектування і дослідження дискретних систем автоматичного керування технологічними процесами. Київ: Політехніка, 2003.
14. Zhang W., Sun Y., Xu X. Robust digital controller design for processes with dead times: New results. *IEE Proc.-Control Theory Appl.* Vol. 145. No. 2, March 1998. С. 159-164.
15. Weidong Z. Xing X., Xiaoming X. Comparison of several well-known controllers used in process control. *ISA Transactions.* 2003, № 42. P. 317–325.
16. Стопакевич А. О., Стопакевич О. А., Тігарев А. М., Тігарева Т. Г. Розробка автономних web-сервісів для імітаційного моделювання динамічних систем в реальному часі на базі моделей MATLABSimulink. *Автоматизація технологічних і бізнес-процесів*, 2020. №12(4), С. 21-29.

**DISCRETE TIME CONTROLLER SYNTHESIS WITH THE DESIRED SYSTEM  
TRANSIENT TIME**

A. O. Stopakevych, O.A. Stopakevych

Odessa National Academy of Telecommunications, 14, Kuznechna,  
Odessa, 65029, stopakevich@gmail.com  
Odessa National Polytechnic University, 1, Shevchenko Ave.,  
Odessa, 65044, stopakevich@opu.ua

The actual standard for industrial technological processes and many other branches of automation is the PID-type controller. The problem of synthesis of such controllers has been studied in the literature in sufficient detail. The advantage of such controllers, which influenced on its wide popularity, is that it is a controller in which the automation system tuner can empirically change the numerical coefficients (from 1 to 4 depending on the controller type), based on the direct criteria of transient quality: the maximum deviation, overshoot, setting time, as well as on signs of instability. The problem of optimal synthesis of the PID-type controller based on typical models can be generally considered as solved. With the development of computer techniques and engineering mathematical software, the problem of synthesis of the optimal PID-type controller for any control object is solved by combining frequency criteria and optimization algorithms. Other approaches are also used, which are mainly designed for multivariable control objects. This paper solves the problem of synthesis of a discrete SISO (Single Input and Single Output) controller for a stable linear model of arbitrary order with dead time using engineering mathematical software. The main idea of the method is a modification of the classical Dahlin controller. The proposed controller has the following advantages: simple software implementation, no necessity to solve the optimization problem, high robustness, possibility to take into account all dynamics, and simple tuning procedure. A study of the controller's operation for typical forms of models was carried out and attention was paid to the problem of neutralization of stepwise disturbances when controlling integrating plants.

**Keywords:** Discrete automatic control system, Dahlin controller, direct synthesis, robustness, SISO controller, high-order model, dead time, delay.