

УДК 681.5.015.8:519

І.М. ГОЛІНКО

Національний технічний університет України «КПІ», Україна

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ІЗ МІНІМІЗАЦІЄЮ КЕРУЮЧОГО ВПЛИВУ

Розглядається алгоритм оптимізації цифрової системи керування із модифікаціями пропорційно-інтегрально-диференційного (ПІД) регулятора за інтегральними показниками якості. Запропонований алгоритм дозволяє проводити параметричний синтез цифрових ПІД, ПІ-Д та І-ПІД регуляторів за інтегральними показниками якості із мінімізацією керуючого впливу. Чисельно досліджено взаємозв'язок інтегральних критеріїв якості з характером перехідних процесів у системі керування. Показано залежність якості перехідних процесів від параметрів критерію, каналу впливу та модифікації ПІД закону керування. Проведено аналіз впливу неідеальності модифікацій ПІД регулятора на якість перехідних процесів у системі керування. Розглянуто приклади реалізації запропонованого алгоритму при моделюванні перехідних процесів у системі керування. Алгоритм може використовуватися розробниками систем автоматичного керування для оптимізації цифрових систем керування.

Ключові слова: оптимізація, інтегральні критерії якості, ПІД регулятор, ПІ-Д регулятор, І-ПІД регулятор, об'єкт керування, система керування.

Вступ

З появою дешевих мікропроцесорних засобів автоматизації зріс інтерес до програмних реалізацій ПІД регулятора [1]. Серед регуляторів, що застосовуються на виробництві, близько 90-95% використовують ПІД закон регулювання та його часткові реалізації [2, 3]. За довгі роки використання класичного ПІД регулятора виявлено ряд недоліків функціонування. В ПІД регуляторі три параметри налаштування, що в деяких випадках не дозволяє забезпечити необхідну якість керування, особливо для систем із великим транспортним запізненням, або розподіленістю параметрів та для систем, де одночасно необхідно висока якість ослаблення збурюючих факторів та слідкування за завданням. Як наслідок, почали з'являтися модифікації ПІД закону регулювання [3, 4]. Серед таких модифікацій слід виділити ПІ-Д та І-ПІД регулятори, які широко використовують фірми ABB, Honeywell, Fisher-Rosemount, Foxboro, SATT Instruments, Toshiba та інші [5]. ПІ-Д та І-ПІД регулятори розглядають як окремий тип реалізації закону керування [4, 6].

Використання мікропроцесорних засобів підвищило вимоги до якості функціонування систем автоматичного керування (САК). На сьогоднішній день САК повинна забезпечувати необхідну якість керування, а також мінімізувати витрати матеріальних та енергетичних ресурсів для досягнення поставлених цілей. Огляд сучасних SOFTLOGIC-систем [7, 8] показав, що програмне забезпечення контро-

лерів використовує у своєму арсеналі тільки модифікації ПІД законів керування. З іншого боку, теорія оптимізації динамічних систем базується на векторно-матричному представленні моделей САК [9 – 11]. На жаль, для розробки алгоритмів керування, що застосовуються у промислових контролерах, математичний апарат векторно-матричного аналізу не знайшов широкого практичного застосування. Більшість SOFTLOGIC-систем не може оперувати із змінними у вигляді масивів, що виключає використання математичних методів векторно-матричного аналізу. З цих причин синтез оптимальних систем із модифікаціями ПІД закону керування є актуальним завданням.

Постановка задачі

Метою роботи є вибір критерію оптимізації для цифрової САК та розроблення алгоритму оптимізації систем керування із ПІ-Д, І-ПІД та ПІД регуляторами за даним критерієм якості.

Вибір критерію оптимізації

Розглядається одноконтурна цифрова САК, структурна схема якої представлена рис. 1. САК складається із об'єкта керування (ОК), суматорів та цифрового регулятора (ЦР). В загальному випадку сигнал зовнішнього збурення λ_s може прикладатися в різних точках ОК. Коли конкретне місце збурення не визначено, вважають, що збурення діє на вхід ОК

як максимально можливе. Прикладом такого збурення може бути зміна витрати матеріального потоку, що регулюється у трубопроводі, при сталому положенні штока регулюючого клапана. Іншим прикладом може служити неконтрольована зміна температури теплоносія при регулюванні його витратою і таке інше. На ЦР подається два сигнали u_s та e_s про що буде сказано нижче.

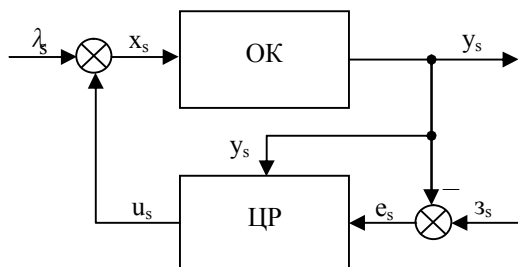


Рис. 1. Структура схема САК, z_s – сигнал завдання, e_s – сигнал розузгодження, u_s – сигнал керування, λ_s – сигнал зовнішнього збурення, x_s – вхідний та y_s – вихідний сигнали ОК

Теорія оптимізації динамічних систем [9 – 11] для синтезу САК пропонує використання інтегрально-квадратичної форми критерію якості, оскільки така постановка задачі має загальний аналітичний розв'язок:

$$I = \frac{1}{2} X^T S_f X \Big|_{t_f} + \frac{1}{2} \int_0^{t_f} (X^T Q X + U^T R U) dt, \quad (1)$$

тут, S_f , Q – вагові додатні напіввизначені матриці, R – вагова симетрична додатна матриця, X – вектор стану ОК, U – вектор керування ОК, t_f – кінцевий момент часу. Термінальна складова критерію є квадратичною нормою відхилення фактичного кінцевого стану $X|_{t_f}$ від нульового (заданого) із вагою S_f .

Інтегральна складова критерію дозволяє оцінити динамічну поведінку вектора стану X із вагою Q та вектора керування U із вагою R .

Для одноконтурної цифрової САК, що зображена на рис. 1 дискретний аналог критерію якості (1) прийме вигляд:

$$I = \frac{1}{2} T \sum_{s=0}^{Nt-1} (q e_s^2 + r u_s^2), \quad \text{якщо } e_s|_{s \geq Nt} = 0, \quad (2)$$

де, q та r – вагові коефіцієнти, Nt – загальна кількість точок спостереження перехідного процесу із кроком дискретизації T ($t_f = Nt \cdot T$), s – поточний індекс дискретного часу.

Проведемо аналіз критерію (2). Будемо розглядати ОК із позитивним самовирівнюванням, оскільки більшість технологічних апаратів мають такі властивості. Припустимо, що САК стійка та настройки ЦР при зміні завдання САК (або відпрацювання

збурення) забезпечують виконання умови $e_s|_{s \geq Nt} = 0$ ($e_s = \zeta_s - \acute{o}_s$). Таким, чином сума із першим доданком критерію (2) з плином часу набуде сталого значення, оскільки $e_s|_{s \geq Nt} = 0$ за умовою.

Для компенсації розузгодження у кінцевий момент часу ($e_s|_{s \geq Nt} = 0$) ЦР повинен перевести сигнал керування із початкового стану $u_s|_{s=0} = 0$ (нульові початкові умови) у кінцеве $u_s|_{s=Nt} \neq 0$. Якщо

$Nt \rightarrow \infty$ та $r \neq 0$, тоді $\sum_{s=0}^{Nt-1} r u_s^2 \rightarrow \infty$, а критерій яко-

сті (2) втрачає сенс. Іншим недоліком критерію (2) є інтегрування величин e_s та u_s у одне числове значення, які різні по своїй фізичній суті. Навіть, якщо нормувати сигнали e_s та u_s до одиничного значення, враховуючи вагові коефіцієнти q та r , вага одиниці сигналу e_s та u_s буде різною.

Щоб усунути перелічені недоліки критерію (2) пропонується розглянути наступну інтегрально-квадратичну форму:

$$I = T \sum_{s=0}^{Nt} (q e_s^2 + r [\zeta_s - K x_s]^2). \quad (3)$$

Тут, K – коефіцієнт передачі ОК, $K \equiv \frac{y_s}{x_s} \Big|_{s \geq Nt}$.

У сумі із другим доданком функціоналу (3) присутній сигнал керування x_s , але цей сигнал “масштабується до розмірності” сигналу e_s . Для критерію (3), якщо $Nt \rightarrow \infty$ та $r \neq 0$ сума із другим дода-

нком $\left(\sum_{s=0}^{Nt-1} r [\zeta_s - K x_s]^2 \right)$ набуває сталого значення,

оскільки $\acute{o}_s|_{s \geq Nt} = K x_s|_{s \geq Nt}$, а

$$e_s|_{s \geq Nt} = (\zeta_s - \acute{o}_s)|_{s \geq Nt} = 0$$

за умовою. При цьому змінюється фізична суть доданку. Доданок $r u_s^2$ критерію (2) мінімізує значення сигналу керування із вагою r .

Доданок $\sum_{s=0}^{Nt-1} r [\zeta_s - K x_s]^2$ критерію (3) мінімі-

зує відхилення сигналу керування x_s від технологічного заданого значення із вагою доданку r .

Таким чином, для синтезу та дослідження динамічних характеристик САК пропонується розглянути критерій якості:

$$I = \begin{cases} T \sum_{s=0}^{Nt} (q |e_s| + r |\zeta_s - K x_s|), & Nk = 1; \\ T \sum_{s=0}^{Nt} (q e_s^2 + r [\zeta_s - K x_s]^2), & Nk = 2. \end{cases} \quad (4)$$

Вибір показника якості (4) обумовлений наступними міркуваннями. Можливості сучасних комп'ютерів дозволяють сумістити переваги прямих показників якості із узагальненням оцінки у вигляді числового значення критерію якості (4). Графік перехідної характеристики САК несе в собі максимум необхідної інформації для безпосередньої оцінки процесу керування. Для різних ОК варіюються додаткові умови в формуванні критерію (4), як-то допустимість та величина перерегулювання, темп зростання сигналу на початковому відрізку перехідного процесу (отже і час існування значних відхилень від заданого рівня) і таке інше. З цих причин, користувачеві надається можливість порівняти між собою (візуально, шляхом співставлення) графіки оптимальних перехідних характеристик САК, які отримані для різних N_k , q , r показника якості (4) і вибрати "кращий серед кращих".

Синтез алгоритму

Дискретну математичну модель ОК будемо визначати із використанням суми дискретної згортки [12]:

$$y_s = \sum_{j=0}^{N_t} x_j g_{s-j} \quad (5)$$

Тут g_s – дискретна імпульсна характеристика (ДІХ) ОК. Залежність (5) дозволяє визначити реакцію цифрового ОК y_s як суму реакцій g_s на послідовність вхідних імпульсів x_s . Такий підхід дозволяє не тільки зменшити похибку моделювання ОК за рахунок виключення етапу апроксимації перехідної характеристики імпульсною передатною функцією, а також уникнути суб'єктивного вибору структури апроксимуючої залежності.

Детальніше із методикою отримання математичної моделі ОК та її алгоритмізацією можна ознайомитися у [12 – 14].

Математична реалізація ПІ-Д та І-ПД закону керування дещо відрізняється від ПІД. Відповідні рівняння для ПІ-Д, І-ПД та ПІД регуляторів, що використовуються для промислових аналогових регуляторів, в операторній формі мають вигляд [4, 6]:

$$u(p) = K_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) e(p) - K_r \frac{T_d p}{T_d p + 1} y(p), \quad (6)$$

$$u(p) = K_r \frac{1}{T_i p} e(p) - K_r \left(1 + \frac{T_d p}{T_d p + 1} \right) y(p), \quad (7)$$

$$u(p) = K_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} + \frac{T_d p}{K_f p + 1} \right) e(p), \quad (8)$$

тут K_r , T_i , T_d – параметри налагодження регулятора, (відповідно коефіцієнт передачі, час інтегрування та час диференціювання); K_f – коефіцієнт, що визначає граничну частоту фільтра Д-складової регулятора ($K_f = 2 \dots 20$) [3], $\frac{T_d}{K_f}$ – стала часу фільтра; p – оператор Лапласа.

Отримаємо кінцево-різницеви рівняння ЦР для розглянутих законів керування. Спочатку розглянемо інтегральний член для (6) – (8):

$$I(p) = \frac{1}{T_i p} e(p). \quad (9)$$

Перейдемо від зображення (9) до оригіналу:

$$I(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt. \quad (10)$$

Використаємо метод лівих прямокутників для чисельного інтегрування (10):

$$I_s = \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{s-1} e_j. \quad (11)$$

Розглянемо диференційний член для ПІД регулятора (8) із аперіодичним фільтром першого порядку:

$$u_d(p) = \frac{T_d p}{T_d p + 1} e(p). \quad (12)$$

Перейдемо від зображення (12) до оригіналу:

$$\frac{T_d}{K_f} \frac{u_d(t)}{dt} + u_d(t) = T_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (13)$$

Замінюючи диференціали у (13) скінченними різницями, перейдемо до різницевого рівняння. Після спрощення отримаємо рекурентне рівняння для визначення впливу Д-складової ПІД регулятора:

$$u_{d,s} = a_d u_{d,s-1} + b_d (e_s - e_{s-1}), \quad (14)$$

тут $a_d = \frac{T_d}{T_d + K_f T}$, $b_d = a_d K_f$. Із урахуванням сигналу y_s залежність (14) справедлива для (6) та (7).

Враховуючи (11), (14) дискретні аналоги рівнянь (6) – (8) для ЦР приймуть вигляд:

$$u_s = K_r \left(e_s + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{s-1} e_j \right) - K_r (a_d u_{d,s-1} + b_d (y_s - y_{s-1})), \quad (15)$$

$$u_s = K_r \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{s-1} e_j - K_r (y_s + a_d u_{d,s-1} + b_d (y_s - y_{s-1})), \quad (16)$$

$$u_s = K_r \left(e_s + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{s-1} e_j + a_d u_{d,s-1} + b_d (e_s - e_{s-1}) \right). \quad (17)$$

Як бачимо, на відміну від цифрового ПД (17) закону керування, ПД (15) та І-ПД (16) закони керування для формування керуючої дії крім сигналу розузгодження e_s використовують вихідний сигнал ОК y_s , рис. 1.

Вибір чисельного методу оптимізації визначається кількістю локальних оптимумів. Для методів оптимізації динамічних систем [9 – 11] існують теореми, які формулюють необхідні та достатні умови існування локального мінімуму функціоналу (1), що припускає наявність декількох локальних оптимумів. Якщо САК синтезується за критерієм якості (4), що має декілька локальних екстремумів – знайти мінімальне значення критерію можливо тільки методом сканування [16] у заданій області параметрів ЦР. Інакше, результат оптимізації буде залежати від алгоритму пошуку екстремуму.

Розглянемо алгоритм оптимізації цифрової САК за методом сканування із використанням математичної моделі ОК, що визначається на основі залежності (5).

1. Задається перехідна характеристика ОК $h(t)$, яка може бути визначена шляхом обробки результатів експерименту на реальному виробництві, або розрахована за аналітичною моделлю ОК. Знаходиться імпульсна характеристика ОК $g(t) = h(t) - h(t-T)$ шляхом чисельного диференціювання. Імпульсна характеристика $g(t)$ “оцифровується” та перетворюється у ДІХ g_s з кроком дискретизації T [12]. Також задаються: параметри критерію оптимізації параметрами N_k , q та r ; крок дискретизації T цифрової САК; тип закону керування; область пошуку параметрів ЦР та величина кроку їх зміни dK_r , dT_i , dT_d ; K_f – коефіцієнт диференційного фільтра; u_{\max} – максимальне значення вихідного сигналу, що обмежує область пошуку параметрів ЦР в межах зони стійкості САК.

2. Використовуючи (5) та (15) – (17) (в залежності від вибраного закону керування) чисельно розраховується перехідний процес у цифровій САК [14, 15].

3. Для отриманої перехідної характеристика САК визначається значення критерію якості I за залежністю (4).

4. За п.2 та п.3 сканується область параметрів ЦР $K_r^{i+1} = K_r^i + dK_r$, $T_i^{i+1} = T_i^i + dT_i$, $T_d^{i+1} = T_d^i + dT_d$ та визначається мінімальне значення критерію I . Параметри ЦР, що забезпечують мінімальне значення

I , визначаються як оптимальні. Не виключено, що під час розрахунку САК може виявитись нестійкою (для такої системи керування будь-який показник якості буде рівний нескінченності). Умова $|y_s| < u_{\max}$ дозволяє перевірити стійкість системи керування із заданими параметрами ЦР. У випадку нестійкої САК ($|y_s| > u_{\max}$) показник якості не обчислюється.

Представлений алгоритм програмно реалізований для виявлення локальних екстремумів цільового функціоналу (4). При розробці програмного забезпечення була передбачена можливість формування зображення поверхні показника I системою ізоліній в просторі параметрів настройки модифікацій ПД регулятора (або ПД регулятора при фіксованому значенні T_d), що дозволяє отримати уявлення про характер поверхні показника I . У випадку, коли оптимізується САК для модифікацій ПД регулятора, реалізовано “алгоритм згортки”, що дозволяє оцінити характер поведінки показника якості I для модифікацій ПД закону керування. Приклад дослідження цифрової САК із використанням розробленої програми продемонстровано нижче. Дискретна математична модель ОК у вигляді ДІХ формувалася шляхом чисельного диференціювання перехідної характеристики $h(t)$ неперервного ОК із передатною функцією:

$$W_{OK}(p) = \frac{K}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)} e^{-\tau p} \quad (18)$$

за методикою, що приведена у [12]. Динамічні властивості ОК вибрано довільно без прив'язки до конкретного технологічного апарату: $K=1,2$; $T_1=1$; $T_2=5$; $\tau=3$. З цих причин динамічні властивості ОК та налаштування ЦР представляються без розмірностей. На рис. 2 представлені результати моделювання рельєфу поверхні для критерію (4) в координатах $I = f(K_r, T_i)$ із цифровим ПД регулятором ($T_d=0$, $T=1$) за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$. Рельєфи поверхні показника якості I для САК із І-ПД регулятором мають схожі зображення.

Криві 1 - 4, що зображені на рис. 3, представляють залежності оптимальних налагоджувачів K_r та T_i від диференційної складової T_d ($K_f=5$) для модифікацій ПД регулятора.

Крива 1 характеризує САК із І-ПД регулятором за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$, 2 – із ПД регулятором за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$, 3 – із ПД регулятором за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$, крива 4 характеризує САК за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ для усіх розглянутих модифікацій ПД регулятора. Аналізуючи криву 4 (рис. 3), можна зробити висновок, що оптимальні настройки ЦР для законів керування (15) – (17) за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ мають однакове значення.

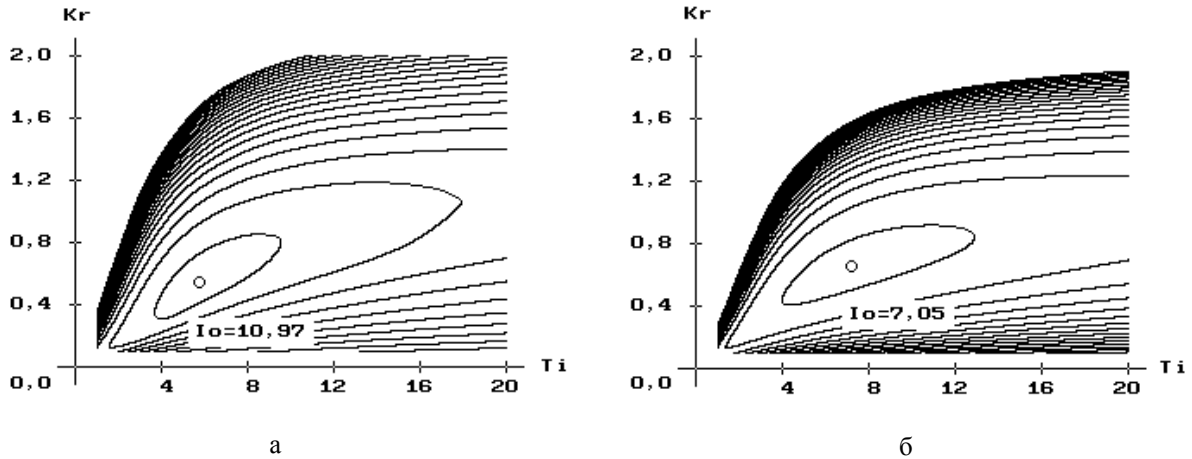


Рис. 2. Рельєфи поверхні показника якості $I = f(K_r, T_i)$ для ПІ регулятора за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$: а – модульний критерій якості ($N_k=1, q=1, r=1$); б – квадратичний критерій якості ($N_k=2, q=1, r=1$)

Справді, якщо $e_s = \zeta_s - y_s$, то при $z_s=0$ залежності (15) – (17) стають тотожними.

Оптимізація САК проводилася для різних співвідношень T_1/T_2 та $\tau/(T_1, T_2)_{\max}$ ОК. Узагальнені результати дослідження будуть опубліковані окремою статтею. За результатами можна стверджувати, що маємо справу із однокстремальним функціоналом при оптимізації САК. Особливістю даного функціоналу є те, що він приймає скінченні значення лише в області, де САК є стійкою. Для нестійкої САК показник якості (4) стає рівним нескінченності та втрачає сенс.

Основний недолік методу сканування – обчислення значень критерію (4) для заданої ділянки області параметрів ЦР. Якщо оптимізується три параметра ЦР це потребує значних обчислювальних ресурсів. Як було показано, САК, що оптимізується за критерієм (4), має один екстремум. Тому основний алгоритм комп'ютерної оптимізації САК реалізовано відповідно до методу Хука-Дживса [16]. Такий

підхід потребує значно менші ресурси на обчислення та скорочується час пошуку. Основою для алгоритму оптимізації цифрової САК за методом Хука-Дживса є залежності (4), (5), (15) – (17). Коротко прокоментуємо запропонований алгоритм оптимізації САК.

1. Задається перехідна характеристика ОК $h(t)$, за якою визначається ДІХ ОК (див. п.1 методу сканування). Задаються: параметри критерію (4); крок дискретизації T цифрової САК; тип закону керування; початкові значення параметрів ЦР K_r, T_i, T_d та величина кроку їх зміни dK_r, dT_i, dT_d ; K_f – коефіцієнт диференційного фільтра; y_{\max} – максимальне значення вихідного сигналу, що обмежує область пошуку параметрів ЦР в межах стійкої САК.

2. Використовуючи (5) та (15) – (17) (в залежності від вибраного закону керування) чисельно розраховується перехідний процес у цифровій САК [14, 15]. Не виключено, що під час комп'ютерної оптимізації САК може виявитись нестійкою. Умова

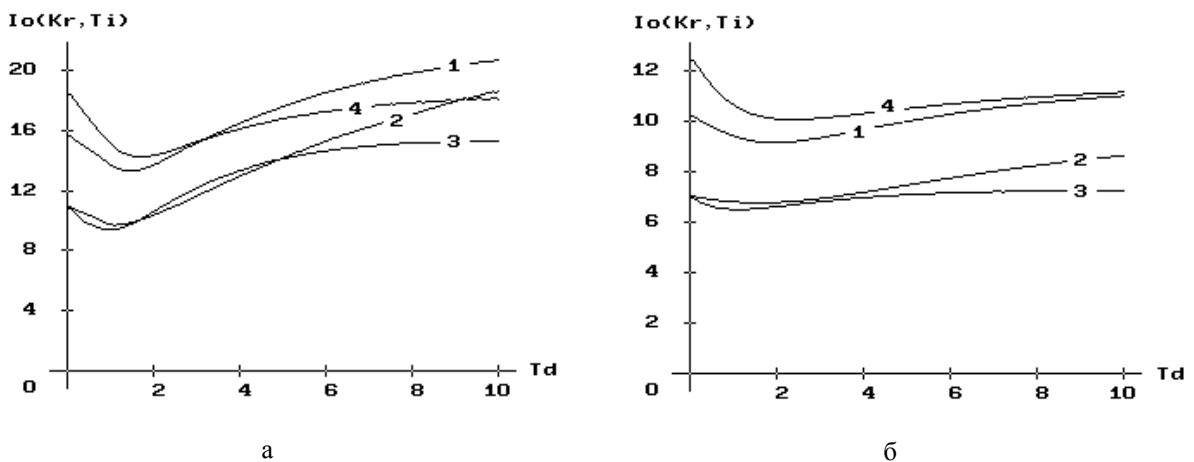


Рис. 3. Показник якості I для модифікацій ПІД регулятора за каналами $\zeta_s \rightarrow y_s$ та $\lambda_s \rightarrow y_s$: а – модульний критерій якості ($N_k=1, q=1, r=1$); б – квадратичний критерій якості ($N_k=2, q=1, r=1$)

$|y_s| < y_{\max}$ під час розрахунків дозволяє перевірити стійкість системи керування із заданими параметрами ЦР. У випадку нестійкої САК ($|y_s| > y_{\max}$) показник якості не обчислюється.

3. Для отриманої перехідної характеристика САК визначається значення критерію якості I за залежністю (4).

4. Змінюючи приріст параметрів налагодження ЦР $K_r \pm dK_r$, $T_i \pm dT_i$, $T_d \pm dT_d$ визначається напрям уздовж якого функціонал цілі I найбільше зменшується (процедура вибору напрямку пошуку, послідовно виконуються п.2, п.3).

5. Для знайденого напрямку продовжуємо виконувати кроки пошуку, доки не буде отримано мінімальне значення I для даного напрямку (процедура оптимізації параметрів ЦР за знайденим напрямком пошуку, послідовно виконуються п.2 та п.3).

6. Якщо за знайденим напрямком критерій (4) мінімізований, переходять до пошуку нового напрямку уздовж якого функціонал цілі I зменшується найбільше п.4. У випадку, якщо пошук нового напрямку не дав позитивного результату – робота завершується.

Представлений алгоритм є спрощеною модифікацією методу Хука-Дживса. Тут кроки приросту параметрів налагодження ЦР dK_r , dT_i , dT_d постійні.

Вони визначають точність із якою оптимізуються параметри ЦР. Програмна реалізація алгоритму підтвердила ефективність такого підходу.

Розглянемо вплив параметрів критерію (4) на результат оптимізації цифрової САК. Для спрощення, в усіх подальших дослідженнях використано дискретну математичну модель ОК у вигляді ДІХ, якій відповідає передатна функція (18). Щоб інформаційно не перевантажувати дослідження, оптимальні значення налаштувань ЦР представляти не будемо (зрозуміло, що вони існують та вони – єдині) – для нас головне чисельні значення критерію та вид перехідних характеристик, що забезпечує ЦР. Для усіх досліджень період дискретизації САК $T=1$, коефіцієнт диференційного фільтра ЦР $K_f = 5$.

На рис. 4 представлено результати моделювання оптимальної САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ для ПІД регулятора. Для запропонованого критерію (4) вагові коефіцієнти r та q ефективно впливають на результат оптимізації. Для граничних випадків мінімується: 1) модуль ($N_k=1$) або квадрат ($N_k=2$) сигналу розузгодження, якщо $r=0$; 2) модуль ($N_k=1$) або квадрат ($N_k=2$) сигналу керування, якщо $q=0$. Оптимізація САК за середньоквадратичним сигналом розузгодження ($N_k=2$, $r=0$) забезпечує підвищену схильність до коливань перехідного процесу у порі-

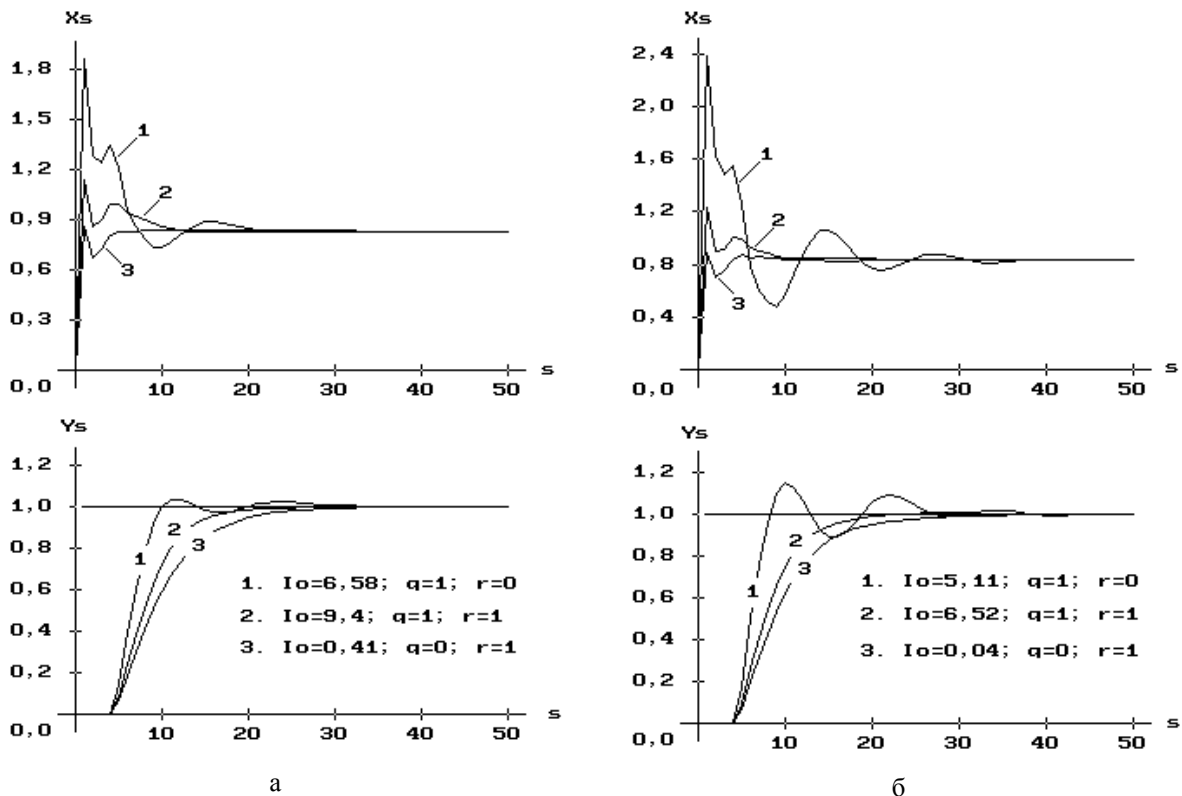


Рис. 4. Оптимізація САК із ПІД регулятором за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$:
а – модульний критерій якості ($N_k=1$); б – квадратичний критерій якості ($N_k=2$)

вняні із модульним критерієм ($Nk=1, r=0$). Також не слід забувати, що критерій (4) в залежності від вибраних вагових коефіцієнтів q та r мінімізує співвідношення площ для кривих x_s та y_s перехідного процесу САК. З цих причин, скажімо, числові значення критерію якості (4) для кривих 2 та 3 (рис. 4, а) порівнювати між собою некоректно.

Як було показано на рис. 4, крива 4 характеризує настройки ЦР для розглянутих модифікацій ПІД закону керування за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$, оскільки залежності (13) – (15) стають тотожними, якщо $z_s=0$ ($e_s = \zeta_s - y_s$). На рис. 5. представлено результати оптимізації САК за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ ($Nk=1, q=1, r=1$). Крива 1 забезпечила оптимальний показник якості $I_0=14,24$ (настройки ЦР: $K_f=0,92; T_i=4,77; T_d=1,71; K_f=5; T=1$). За каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ отримані настройки ЦР забезпечують перехідні процеси у САК: крива 2 для ПІ-Д закону керування, крива 3 для І-ПІД закону керування, крива 4 для ПІД закону керування. Незважаючи на те, що за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ числові значення критерію якості для модифікацій ПІД закону керування близькі, І-ПІД закон

керування забезпечує мінімальне перерегулювання перехідного процесу. Отже, у випадку оптимізації САК за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ І-ПІД закон керування забезпечує найкращу динаміку САК.

Наступна серія перехідних процесів у системі керування представлена на рис. 6. Тут САК оптимізується за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ ($Nk=1, q=1, r=1$). Крива 1 відповідає за оптимальний перехідний процес із ПІД регулятором (настройки: $K_f=0,58; T_i=5,61; T_d=0,94; K_f=5; T=1$). Крива 2 представляє перехідний процес за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ із даними настройками ПІД регулятора. Крива 3 характеризує оптимальний перехідний процес із ПІ-Д регулятором (настройки ЦР: $K_f=0,62; T_i=6,01; T_d=1,04; K_f=5; T=1$). Крива 4 представляє перехідний процес за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ із ПІ-Д регулятором. І відповідно, крива 5 представляє оптимальний перехідний процес із І-ДП регулятором (настройки ЦР: $K_f=1; T_i=5,15; T_d=1,53; K_f=5; T=1$), а крива 6 характеризує перехідний процес у системі керування за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$ із І-ДП регулятором. Із представлених графіків, видно, що ПІД та ПІ-Д регулятори забезпечують найкращу

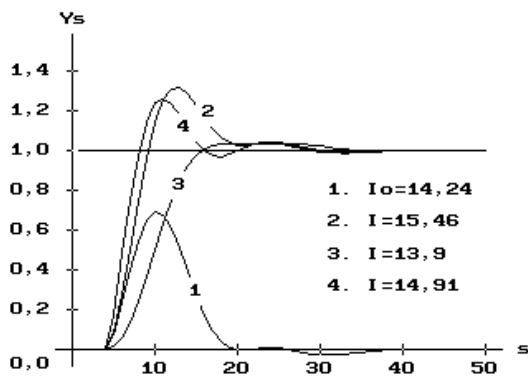


Рис. 5. Оптимізація САК за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$

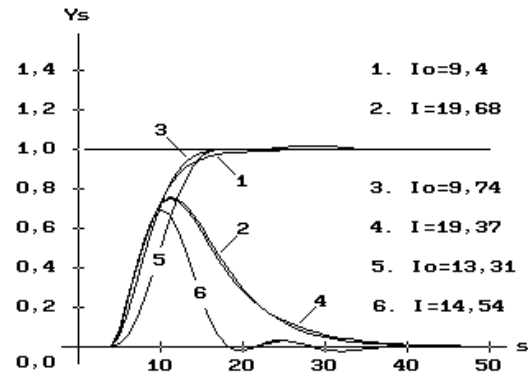
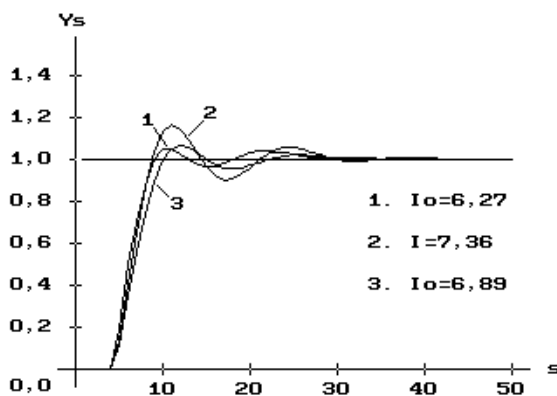
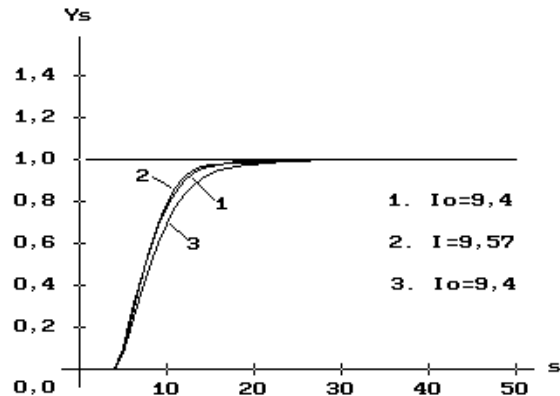


Рис. 6. Оптимізація САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$



а



б

Рис. 7. Вплив K_f на оптимальні перехідні процеси у САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$:

а – модульний критерій якості ($Nk=1, q=1, r=0$); б – модульний критерій якості ($Nk=1, q=1, r=1$)

динаміку САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$, проте збурення компенсують не так ефективно як І-ПД регулятор. Динаміка САК із ПД регулятором близька до динаміки САК із ПД регулятором. Найгірша динаміка за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ у САК із І-ПД регулятором, проте компенсація збурення відпрацьовується найкраще.

Важливим параметром для практичного проектування цифрових САК є неідеальність диференційної складової ЦР K_f . Якщо в аналогових регуляторах цей параметр був присутній як прояв конструктивної обмеженості, то для ЦР даний параметр навмисно програмується для фільтрації високочастотних збурень. Розглянемо вплив неідеальності реалізації Д-складової в ПД регуляторі на значення оптимальних налаштувань та результат оптимізації. На рис. 7 представлені перехідні процеси у САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$ для критерію якості (4). Крива 1 (рис. 7, а) – оптимальна перехідна характеристика САК, знайдена при використанні ідеального ПД регулятора (налаштування ЦР: $K_f=0,84$; $T_i=5,47$; $T_d=1,87$; $K_f=10000$; $T=1$). Якщо врахувати неідеальність ПД регулятора, а саме прийняти, що $K_f=2$, то при даних налаштуваннях регулятора матимемо перехідну характеристику, показану кривою 2 (рис. 7, а). Криві 1 та 2 відрізняються своєю динамікою. В даному випадку неідеальність регулятора погіршує функціонування системи керування. Повторимо пошук оптимальної налаштування із урахуванням неідеальності регулятора. Отримаємо оптимальний ЦР: $K_f=0,76$; $T_i=5,61$; $T_d=1,51$; $K_f=2$; $T=1$; та криву 3 в як оптимальну перехідну характеристику САК. Крива 3 відрізняється від кривої 1 але значно менше ніж крива 2. На рис. 7, б представлені перехідні процеси для дослідження, який аналогічний попередньому із мінімізацією функціоналу (4) ($N_k=1$, $q=1$, $r=1$). Криві 1 – 3 (рис. 7, б) суттєво не відрізняються. Очевидно, що при пошуку оптимальної налаштування ЦР необхідно звернути увагу на параметр K_f ЦР, значення якого визначається зашумленістю корисного сигналу датчика.

Наступна серія досліджень демонструє вплив критеріїв (2) та (3) якості оптимізації САК із цифровим ПД регулятором. Динамічні властивості ОК (18) залишилися без зміни. На рис. 8 представлені рельєфи поверхні показників якості (2) та (3) для ПД регулятора та відповідні перехідні процеси у САК за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$. Як видно із графіків (рис. 8, в) оптимізація САК за критерієм (2) призводить до синтезу ПД регулятора, який наближається до І регулятора та намагається знайти “золоту середину” між мінімізацією сигналу розузгодження e_s та сигналом керування u_s . При цьому, числове значення критерію $I_0=27,4$ досить умовне враховуючи, що чисельне інтегрування критерію проводилося до

$Nt=50$. Із збільшенням часу спостереження перехідного процесу САК – числове значення (2) зростатиме, що свідчить про його некоректність. Система ізоліній (рис. 8, а) для критерію (2) показує, що оптимум знаходиться на межі заданої області параметрів ПД регулятора, тобто ПД регулятор прямує до П закону керування, якщо збільшити область дослідження. Для більшості САК синтез П регулятора неприйнятний. На відміну від критерію (2) у показників якості (3) та (4) перелічені недоліки відсутні (див. рис. 8, б, г).

Висновки

Запропонований показник якості (4) та алгоритм оптимізації цифрових САК є ефективним для синтезу ПД, І-ДП та ПД регуляторів із урахуванням неідеальності диференційної складової закону керування. Алгоритм оптимізації відкриває можливість синтезу ЦР без етапу апроксимації динамічних властивостей ОК, що дозволяє зменшити похибку моделювання САК за рахунок виключення етапу апроксимації. Представлений алгоритм оптимізації САК можна використовувати на верхньому рівні супервізорних систем керування в якості поради налаштувань ЦР із ПД модифікаціями закону керування.

Як показано, синтез САК за критерієм якості (4) відноситься до однокремальних задач оптимізації. З цих причин, розглянутий алгоритм синтезу цифрової САК може базуватися на будь-якому чисельному методі пошуку локального мінімуму. Враховуючи значну потужність сучасних ПЕОМ час пошуку суттєво не зміниться. Основою даного алгоритму є використання законів регулювання (15) – (17), математичної моделі ОК, що базується на (5). Використання показника якості (4) дає змогу оцінити динамічні властивості САК та обрати такі вагові параметри критерію (N_k , q , r) для налагодження системи керування, що буде задовольняти вимогам технологічного процесу.

Важливу роль для синтезу оптимальної САК відіграє коректний вибір каналу впливу, що визначається вимогами технологічного процесу. Як показали дослідження, якщо система керування є стабілізуюча і її основним завданням є компенсація збурюючих факторів – у цьому разі слід використовувати І-ДП закон регулювання. У випадку коли САК відпрацьовує програмну зміну завдання, ПД закон регулювання забезпечує кращі динамічні характеристики системи керування. ПД закон керування за своїми динамічними властивостями у САК наближається до ПД закону керування. На випадок коли САК повинна компенсувати збурюючі фактори та відпрацьовувати програмну зміну завдання, важко

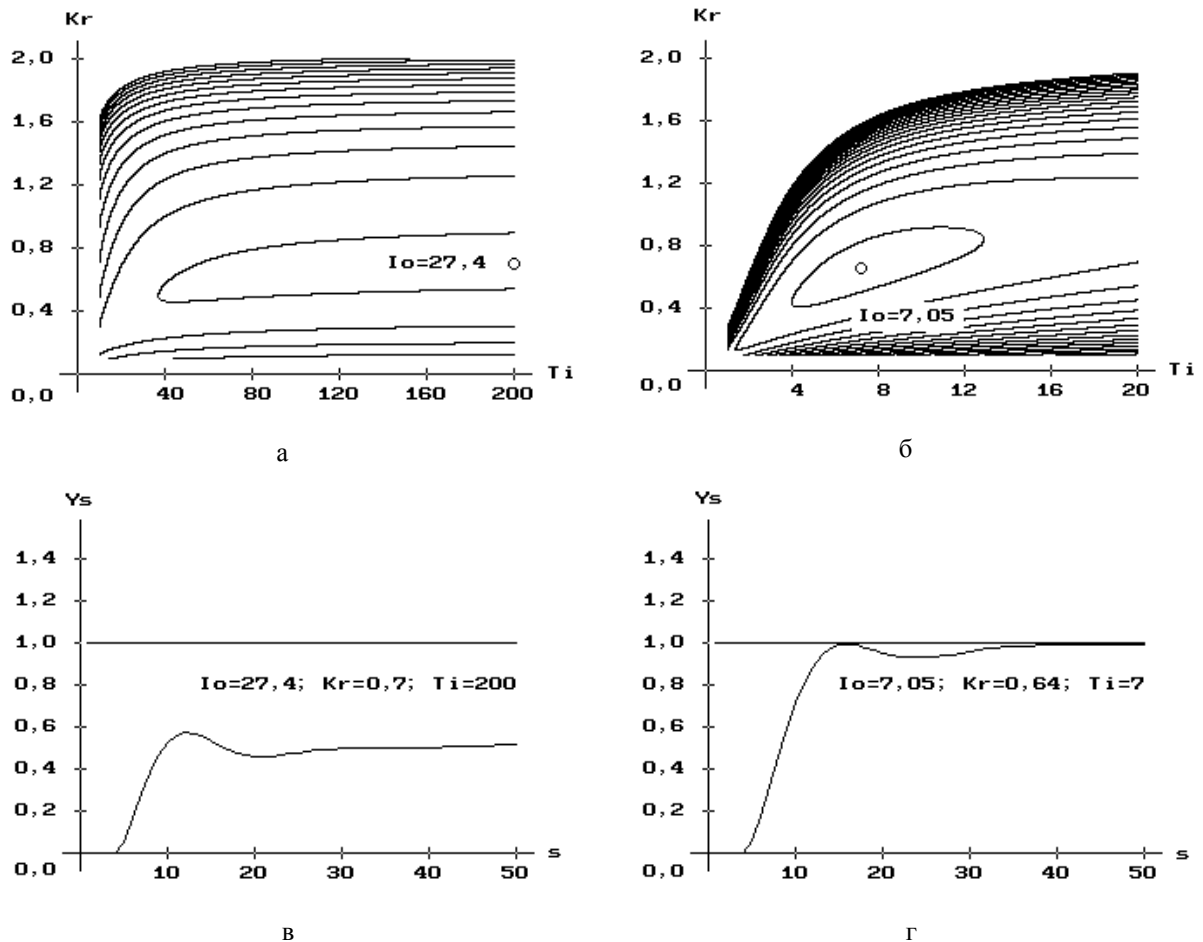


Рис. 8. Оптимізація САК за критеріями (2) та (3) із цифровим ПІ регулятором за каналом $\zeta_s \rightarrow y_s$: а – рельєф поверхні показника якості (2); б – рельєф поверхні показника якості (3); в – перехідний процес у САК для показника якості (2) $q=1, r=1$; г – перехідний процес у САК для показника якості (3) $q=1, r=1$

дати коректні рекомендації, так як це залежить від частоти факторів впливу за каналом зміни завдання та збурення, що визначається технологічним процесом. З цих причин зупинитись на якійсь конкретній модифікації ПІД закону регулювання важко без додаткових умов, що характеризують протікання технологічного процесу.

Література

1. Quevedo, J. *Digital Control 2000: Past, Present and Future of PID Control [Text]* / J. Quevedo, T. Escobet // *Proceedings of the IFAC Workshop, Eds., Terrassa, Spain, 5–7 Apr. 2000.* – 618 p.
2. Ang, K.H. *PID control system analysis, design, and technology [Text]* / K.H. Ang, G. Chong // *IEEE Transactions on Control Systems Technology.* – 2005. – Vol. 13, № 4. – P. 559–576.
3. Åström, K.J. *Advanced PID control [Text]* / K.J. Åström, T. Hägglund. – ISA, 2006. – 460 p.
4. Aidan, O'Dwyer *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules [Text]* / O'Dwyer Aidan. – Dublin

Institute of Technology, 2006. – 545 p.

5. McMillan, G.K. *Tuning and control loop performance - a practitioner's guide [Text]* / G.K. McMillan. – Instrumentation Systems &, 1994. – 453 p.

6. Johnson, A. *PID Control. New Identification and Design Methods [Text]* / Michael A. Johnson, Mohammad H. Moradi. – Springer, 2005. – 543 p.

7. Патрахин, В.А. *Средства программирования PC-совместимых контроллеров [Текст]* / В.А. Патрахин // *Информатизация и системы управления в промышленности.* – 2004. – №3. – С. 3-8.

8. Слободюк, М.В. *Огляд сучасних засобів програмування PC-BASED контролерів [Текст]* / М.В. Слободюк, І.М. Голінко // *Сучасні проблеми наукового забезпечення енергетики: матеріали ІХ Міжнар. наук.-практ. конф., Київ, 18-22 квіт. 2011 р.* – С. 304.

9. Брайсон, А. *Прикладная теория оптимального управления [Текст]: пер. с англ.* / А. Брайсон, Хо Ю-ши. – М.: Мир, 1972. – 544 с.

10. Рей, У. *Методы управления технологическими процессами [Текст]: пер. с англ.* / У. Рей. – М.: Мир, 1983. – 368 с.

11. Жученко, А.І. Динамічна оптимізація з використанням MATLAB та SIMULINK [Текст]: моногр. / А.І. Жученко, Л.Р. Ладієва, Р.М. Дубік. – К.: СПД Моляр, 2010. – 210 с.

12. Голінко, І.М. Синтез цифрової системи керування за інтегральними показниками якості [Текст] / І.М. Голінко, А.І. Кубрак, В.Г. Трезуб // Наукові вісті Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”. – 2011. – № 6. – С. 54-60.

13. Голінко, І.М. Комп'ютерна оптимізація системи керування за інтегральними показниками якості [Текст] / І.М. Голінко, А.І. Кубрак // Комп'ютерні системи та інформаційні технології. – 2011. – № 2(50). – С. 55-59.

14. Голінко, І.М. Аналіз гібридної системи керування за імпульсною характеристикою об'єкта [Текст] / І.М. Голінко, Ю.М. Ковриго // Наукові вісті Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”. – 2010. – № 2. – С. 30-33.

15. Голінко, І.М. Налаштування системи керування за імпульсною характеристикою об'єкта [Текст] / І.М. Голінко, Ю.М. Ковриго, А.І. Кубрак // ААЕКС. – 2010. – № 1. – С. 6-10.

16. Ладієва, Л.Р. Оптимізація технологічних процесів [Текст]: навч. посібн. / Л.Р. Ладієва; Мінво освіти і науки України, Нац. техн. ун-т України “КПІ”. – К.: ІВЦ Видавництво “Політехніка”, 2004. – 192 с.

Надійшла до редакції 12.04.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри автоматизації процесів управління А.П. Ладанюк. Національний університет харчових технологій, Київ, Україна.

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С МИНИМИЗАЦИЕЙ УПРАВЛЯЮЩЕГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

И.М. Голинко

Рассматривается алгоритм оптимизации цифровой системы управления с модификациями пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора по интегральным показателям качества. Предложенный алгоритм позволяет проводить параметрический синтез цифровых ПИД, ПИ-Д и И-ПД регуляторов по интегральным показателям качества с минимизацией управляющего воздействия. Численно исследована взаимосвязь интегральных критериев качества с характером переходных процессов в системе управления. Показана зависимость качества переходных процессов от параметров критерия, канала влияния и модификации ПИД закона регулирования. Проведен анализ влияния неидеальности модификаций ПИД регулятора на качество переходных процессов в системе управления. Рассмотрены примеры реализации предложенного алгоритма при моделировании переходных процессов в системе управления. Алгоритм может использоваться разработчиками систем автоматического управления для оптимизации цифровых систем управления.

Ключевые слова: оптимизация, интегральные критерии качества, ПИД регулятор, ПИ-Д регулятор, И-ПД регулятор, объект управления, система управления.

SYNTHESIS OF OPTIMUM CONTROL SYSTEMS WITH CONTROL ACTION MINIMISATION

I.M. Golinko

The optimization algorithm of a digital control system from modification proportional-integral-derivative (PID) control on integrated quality criteria is considered. The offered algorithm allows to build parametrical synthesis of a digital PI-D and I-PD controller on integrated quality criteria. The integrated quality criteria of interrelation with character of transients in a control system is numerically investigated. Dependence of criteria parameter, quality transients and modification PID controller on the influence channel is shown. The carried out analysis of influence the imperfect modification PID control on quality of transients in a control system. The examples realization offered algorithm are considered at modeling of transients in a control system. The algorithm can be used by developers of automatic control systems for optimization of digital control systems.

Keywords: optimization, integrated quality criteria, PID controller, PI-D controller, I-PD controller, plant, control system

Голінко Ігор Михайлович – канд. техн. наук, доц., доц. кафедри автоматизації теплоенергетичних процесів Національного технічного університету України «КПІ», Київ, Україна, e-mail: igor.golinko@conislab.net.