

SYNTHESIS OF OPTIMUM CONTROL SYSTEMS WITH PARTIAL INDEMNIFICATION OF PERTURBATION

I. Golinko

National Technical University of Ukraine «KPI»

Key words:

Optimization
Integrated quality criteria
Pid controller
Perturbation compensation
Plant
Control system

ABSTRACT

The numerical method of digital control system optimization with partial indemnification of perturbation is suggested. The method allows to carry out parametrical synthesis of digital PID controller with perturbation compensator on integrated indicators of quality. The examples of implementation of the suggested method when modeling transition processes in a control system are considered. It can be used by automatic control systems developers for digital control systems optimization.

Article history:

Received 05.10.2012
Received in revised form
08.11.2012
Accepted 01.12.2012

Corresponding author:

I. Golinko
E-mail:
igor.golinko@conislab.net

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ІЗ ЧАСТКОВОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ ЗБУРЕННЯ

І.М. Голінко

Національний технічний університет України «КПІ»

Запропоновано чисельний метод оптимізації цифрової системи керування із частковою компенсацією збурення. Метод дозволяє проводити параметричний синтез цифрового ПІД регулятора із компенсатором збурення за інтегральними показниками якості. Розглянуто приклади реалізації запропонованого методу при моделюванні перехідних процесів у системі керування. Може використовуватися розробниками систем автоматичного керування для оптимізації цифрових систем керування.

Ключові слова: оптимізація, інтегральний критерій якості, ПІД регулятор, компенсація збурення, об'єкт керування, система керування.

Використання мікропроцесорної техніки на виробництві змінює підходи до синтезу та аналізу систем автоматичного керування (САК). Одна за одною з'являються публікації із програмною реалізацією ПІД регуляторів на основі теорії нейронних мереж, нечіткої логіки, генетичних алгоритмів і таке інше. І це не дивно, на виробництві близько 90 – 95 % використовують ПІД закон регулювання та його часткові реалізації [1]. Проте, на реальному виробництві використання теорії нейромереж, нечіткої логіки та генетичних алгоритмів дають досить скромні результати [2], що в першу чергу пов'язано із недосконалістю нелінійних алгоритмів адаптації ПІД регуляторів під особливості протікання конкретних технологічних процесів. З цих причин ПІД регулятор «оновився» та продовжує своє існування у цифрових САК. Як правило, автоматичні системи із ПІД регуляторами використовуються для

стабілізації технологічних режимів неперервних процесів. Основною задачею таких САК є компенсація збурюючих чинників на технологічний процес, а програмне відпрацювання зміни завдання системою керування стає другорядною.

Застосування мікропроцесорних засобів на виробництві підвищує вимоги до якості функціонування систем. Сучасна САК повинна забезпечувати необхідну якість керування, а також мінімізувати витрати матеріальних та енергетичних ресурсів для досягнення поставлених цілей. Здавалося, відповідь на поставлене питання повинна дати теорія оптимізації, яка базується на матричному представленні моделей САК [3]. На жаль, апарат матричного аналізу для розробки алгоритмів керування практично не використовуються. Більшість SOFTLOGIC-систем [4] не може оперувати із змінними у вигляді масивів, що виключає використання математичних методів матричного аналізу. З цих причин синтез алгоритмів оптимального керування із компенсацією збурюючих впливів є актуальним завданням.

Метою роботи є вибір критерію оптимізації та розроблення методу оптимізації для цифрової САК із компенсацією збурюючих впливів.

Розглядається цифрова САК, структурна схема якої представлена рис. 1. САК складається із об'єкта керування (ОК), суматорів, цифрового регулятора (ЦР) та пристрою вводу (ПВ) інформації про збурення. ОК містить канал регулювання W_1 та канал збурення W_2 . На ЦР подаються сигнал розузгодження $e_s = z_s - (y_s + f_s)$.

Як критерій оптимізації для динамічних систем використовується функціонал [3]:

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

тут, S_f, Q, R — вагові матриці, X — вектор стану, U — вектор керування, t_f — кінцевий момент часу. Для цифрової САК (рис. 1) дискретний аналог критерію якості (1) прийме вигляд:

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

де, q та r — вагові коефіцієнти, Nt — кількість точок спостереження із кроком дискретизації T , s — індекс часу.

Будемо розглядати ОК із позитивним самовирівнюванням, що властиво більшості технологічних апаратів. Припустимо, що САК стійка та забезпечує виконання умови $e_s \Big|_{s \geq Nt} = 0$. Сума із першим доданком критерію (2) з плином часу набуде сталого значення, оскільки $e_s \Big|_{s \geq Nt} = 0$. Для компенсації розузгодження ЦР повинен «відпрацювати» керуючий вплив із початкового стану $u_s \Big|_{s=0} = 0$ (нульові початкові умови) у кінцеве $u_s \Big|_{s=Nt} \neq 0$. Якщо

$Nt \rightarrow \infty$ та $r \neq 0$, тоді $\sum_{s=0}^{Nt-1} r u_s^2 \rightarrow \infty$, а критерій (2) втрачає сенс, графічну інтерпретацію

представлено на рис. 2, а. Іншим недоліком (2) є інтегрування величин e_s та u_s у одне числове значення, які різні за фізичною суттю. Навіть якщо нормувати сигнали e_s та u_s до одиничного значення, вага одиниці сигналів e_s та u_s буде різною.

Щоб усунути недоліки (2) пропонується розглянути критерій:

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

Тут, K — коефіцієнт передачі ОК, $K \cong \frac{y_s}{u_s} \Big|_{s \geq Nt}$. У сумі із другим доданком функціоналу (3) присутній сигнал керування u_s . Цей сигнал «масштабується до розмірності» сигналу e_s . Якщо $Nt \rightarrow \infty$ та $r \neq 0$, тоді $\sum_{s=0}^{Nt-1} r [z_s - K u_s]^2 = const$ (див. рис. 2, б), оскільки

$y_s|_{s \geq Nl} \cong K x_s|_{s \geq Nl}$, а $e_s|_{s \geq Nl} = 0$ за умовою. Доданок ru_s^2 у (2) мінімізує значення сигналу керування із вагою r . Доданок $\sum_{s=0}^{Nl-1} r[z_s - Ku_s]^2$ у (3) мінімізує відхилення сигналу керування u_s від технологічно заданого із вагою r .

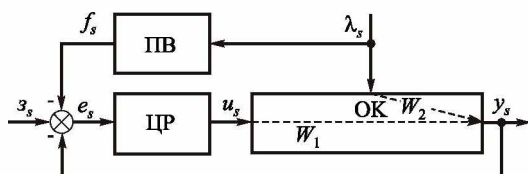


Рис. 1. Структурна схема САК
 z_s — сигнал завдання, e_s — сигнал розузгодження, f_s — сигнал компенсації збурення, λ_s — сигнал зовнішнього збурення, u_s — вхідний та y_s — вихідний сигнали ОК

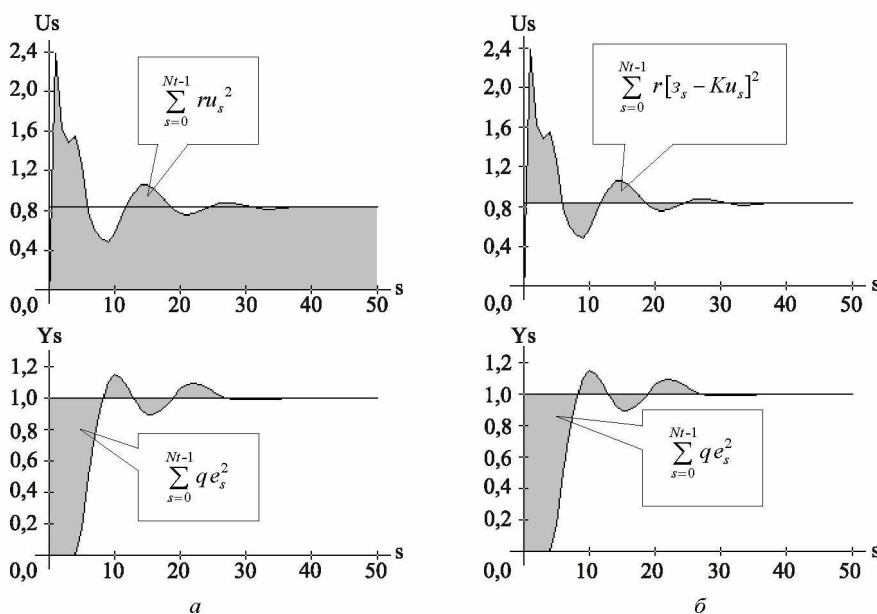


Рис. 2. Графічна інтерпретація критерію (2) та (3)

Для синтезу та дослідження динамічних характеристик САК пропонується розглянути критерій якості:

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

Міркування на користь функціоналу (4) викладено у [5].

Реалізація інваріантності САК відносно збурення λ_s наповується на проблеми ідентифікації каналів ОК та забезпечення умов інваріантності, зокрема умов фізичної реалізованості ПВ [6]. Оцінимо можливості такого способу покращення якості стабілізації регульованої величини. Як видно із схеми рис. 1 — сигнал збурення λ_s подається на суматор регулятора через ПВ.

Припустимо, що ПВ описується передатною функцією реальної диференціальної ланки

$$W_{ПВ}(p) = \frac{T_f p}{\frac{T_f}{K_f} p + 1}. \quad (5)$$

Тут T_f — час диференціювання ПВ, K_f — конструкторський параметр, що визначає граничну частоту фільтра. Передатній функції (5) відповідає гратчасте рівняння [7]:

$$f_s = a_f f_{s-1} + b_f (\lambda_s - \lambda_{s-1}), \quad (6)$$

де $a_f = \frac{T_f}{T_f + K_f T}$, $b_f = a_f K_f$.

Вибір залежності (6) обумовлений наступними міркуваннями. Вихідний сигнал f_s ПВ сумується із сигналом y_s ОК. В усталеному режимі за умови, що регулятор у своєму законі має інтегральну складову матимемо $e^* = 0$ (індекс * позначає усталені значення). Тим самим, y^* в усталеному режимі змінюватиметься на f^* , що небажано. Використання аперіодичних фільтрів в якості ПВ неприпустимо, враховуючи здатність таких ланок вносити статичну помилку у завдання САК. Усунути даний недолік можна шляхом диференціювання сигналу збурення λ_s . Теорія інваріантності для таких випадків рекомендує використання диференційних ланок високого порядку, які непогано компенсують динамічні властивості каналу збурення W_2 . Проте, така компенсація навряд чи можлива для реальних ОК. По-перше, виникає проблема фізичної реалізованості, якщо в каналі збурення присутнє транспортне запізнення. По-друге, коректно математично описати «швидкодіючі» змінні ОК досить складно, враховуючи їх фізичну суть та їх мінливість в процесі роботи технологічного обладнання, а некоректна математична модель нанівель зведе компенсаційні дії ПВ. По-третє, в роботі реальних САК присутні високочастотні збурення в каналах вимірювання, які будуть підсилюватися ПВ та вносити додаткові завади в роботу ЦР.

Прийемо, що математична модель ЦР реалізує ПД закон керування із реальною диференційною складовою [7]:

$$u_s = K_r \left(e_s + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^{s-1} e_j + a_d u_{d,s-1} + b_d (e_s - e_{s-1}) \right). \quad (7)$$

Тут $a_d = \frac{T_d}{T_d + K_f T}$, $b_d = a_d K_f$; K_r , T_i , T_d — параметри налагодження регулятора (коефіцієнт передачі, час інтегрування та час диференціювання).

Дискретна модель ОК ґрунтується на використанні інтеграла Дюамеля:

$$y_s = \sum_{j=0}^s (x_j g_{s-j} + \lambda_j r_{s-j}). \quad (8)$$

Тут $s = 0, 1, 2, \dots, Nt$; g_s — реакція ОК на імпульс одиничної величини тривалістю T за каналом регулювання W_1 , r_s — реакція ОК на імпульс одиничної величини тривалістю T за каналом збурення W_2 . Залежність (8) дозволяє визначити реакцію ОК y_s як суму реакцій на послідовність вхідних імпульсів x_s та λ_s . Такий підхід дозволяє зменшити похибку моделювання ОК за рахунок виключення етапу апроксимації ОК, а також уникнути суб'єктивного вибору структури апроксимуючої залежності. Математичне обґрунтування залежності (8) розглянуто у [7], а алгоритмізацію у [8].

Враховуючи, що динамічні властивості ОК задаються перехідною характеристикою, оптимізація САК проводиться чисельно. Вибір методу оптимізації визначається кількістю оптимумів. Для методів оптимізації динамічних систем існують теореми [9], які формулюють необхідні та достатні умови існування локального мінімуму для (1), що припускає наявність декількох оптимумів. Якщо САК синтезується за критерієм якості

(4), що має декілька екстремумів — знайти мінімальне значення критерію можливо методом сканування, або Д-розбивки у заданій області параметрів ЦР, інакше, результат оптимізації буде залежати від алгоритму пошуку екстремуму [3].

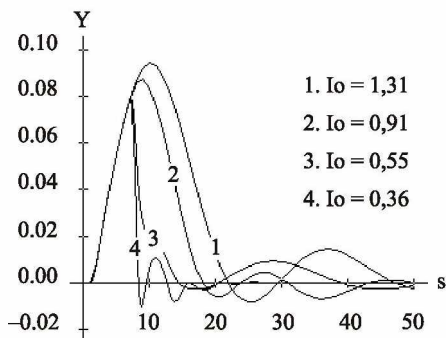
Основою для методу оптимізації САК, що розглядається є залежності (4), (6) – (8). Автором розроблено програмне забезпечення [8], що дозволяє проводити автоматичний пошук оптимальних значень K_r, T_i, T_d, T_f із використанням методу сканування та Хука-Дживса, алгоритми оптимізації розглянуто у [5].

Приклад дослідження САК із використанням розробленої програми продемонстровано нижче. Дискретна модель ОК формувалася шляхом чисельної обробки перехідних характеристик неперервного ОК для функцій передачі каналів регулювання

$$W_1(p) = \frac{1}{5p^2 + 8p + 1} e^{-5p} \text{ та збурення } W_2(p) = \frac{0.15}{5p^2 + 8p + 1}.$$

Динамічні властивості ОК вибрано без «прив'язки» до технологічного апарату, тому налаштування ЦР подано без розмірностей. Оптимізація ЦР ($T = 1, K_f = 5$) розглядалася для каналу $\lambda_s \rightarrow y_s$ за критерієм (4) ($Nk = 1, q = 1, r = 0$). Оптимізувати САК із ПВ за каналом $z_s \rightarrow y_s$ немає потреби, так як для даного каналу $\lambda_s = 0$, відповідно, ПВ не приймає участі в роботі системи керування.

Результати моделювання представлено на рис. 3. Як видно із графіків, використання ПД регулятора та ПВ (графік 4) дозволяє найкраще компенсувати вплив збурення за виключенням транспортного запізнення, що присутнє у каналі регулювання. На графіках 3, 4 компенсація збурення стрімко відбувається після плинину часу запізнення у каналі регулювання. Проте робити глобальні висновки із одичинного дослідження нецільно. Використання ПД регулятора (а можливо і ПІ регулятором) разом із ПВ визначається за динамічними властивостями каналів збурення та регулювання ОК, відношенням їх транспортного запізнення до акумулюючої здатності. Розроблене програмне забезпечення [8] дозволяє дати коректні рекомендації для конкретного ОК за відомими динамічними властивостями.



- 1. $I_o = 1,31$
- 2. $I_o = 0,91$
- 3. $I_o = 0,55$
- 4. $I_o = 0,36$

Рис. 3. Оптимізація САК

за каналом $\lambda_s \rightarrow y_s$:

- 1 — ПІ регулятор: $K_r = 1,2; T_i = 9,9;$
- 2 — ПД регулятор: $K_r = 1,3;$
 $T_i = 6,7; T_d = 2,6;$
- 3 — ПІ + ПВ: $K_r = 1,05; T_i = 7;$
 $T_v = 0,5;$
- 4 — ПД + ПВ: $K_r = 1; T_i = 5,3;$
 $T_d = 1,3; T_v = 0,5$

Висновки

Функціонал (4) коректно враховує сигнал керування u_s , який характеризує матеріальні та/або енергетичні витрати ОК. Запропонований метод оптимізації дозволяє проводити параметричний синтез цифрових ПД регуляторів із компенсатором збурення. Метод відкриває можливість синтезу ЦР без етапу апроксимації динамічних властивостей ОК, що зменшує похибку моделювання САК. Оптимізацію САК можна проводити на верхньому рівні супервізорних систем керування в якості порадики налаштувань ПД регулятора.

Важливу роль для синтезу оптимальної САК відіграє коректний вибір каналу впливу, що визначається вимогами технологічного процесу. Якщо система керування стабілізує і її основне завданням компенсація збурюючих факторів — у цьому разі слід проводити оптимізацію ПД регулятора із компенсацією збурення. У випадку, коли САК

АВТОМАТИЗАЦІЯ

відпрацьовує програмну зміну завдання, ЦР необхідно оптимізувати за каналом регулювання, а використання компенсатора збудень стає недоцільним.

Література

1. *Åström, K.J.* Advanced PID control [Text] / K.J. Åström, T. Hägglund. — ISA, 2006. — 460 p.
2. *Денисенко В.В.* Компьютерное управление технологическим процессом, экспериментом, оборудованием [Текст] / В.В. Денисенко. — М.: Горячая линия—Телеком, 2009. — 608 с., ил.
3. *Брайсон А.* Прикладная теория оптимального управления [Текст]: пер. с англ. / А. Брайсон, Хо Ю-ши. — М.: Мир, 1972. — 544 с.
4. *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.
5. *Голінко І.М.* Синтез оптимальних систем керування із мінімізацією керуючого впливу / І.М. Голінко // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. — 2012. — №2(54), — С. 79–88.
6. *Кухтенко А.И.* Проблемы инвариантности в автоматике [Текст] / А.И. Кухтенко. — Киев: Гостехиздат УССР, 1963. — 328 с.
7. *Голінко І.М.* Оптимізація цифрових систем керування із ПІ-Д- та І-ПІД-регуляторами / І.М. Голінко // Наукові вісті Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут». — 2012. — №2, — С. 50–58.
8. *Голінко І.М.* Моделювання та оптимізація систем керування [Текст]: монографія / І.М. Голінко, А.І. Кубрак. — Кам—Под.: Рута, 2012. — 262 с.
9. *Пшеничный Б.Н.* Выпуклый анализ и экстремальные задачи [Текст] / Б.Н. Пшеничный. — М.: Наука, 1980. — 320 с.

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ С ЧАСТИЧНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ВОЗМУЩЕНИЯ

И.М. Голінко

Національний технічний університет України «КПІ»

Предложен численный метод оптимизации цифровой системы управления с частичной компенсацией возмущения. Метод позволяет проводить параметрический синтез цифрового ПИД-регулятора с компенсатором возмущений по интегральным показателям качества. Рассмотрены примеры реализации предложенного метода при моделировании переходных процессов в системе управления. Может использоваться разработчиками систем автоматического управления для оптимизации цифровых систем управления.

Ключевые слова: *оптимизация, интегральный критерий качества, ПИД регулятор, компенсация возмущения, объект управления, система управления.*