ЕНЕРГЕТИКА ТА НОВІ ЕНЕРГОГЕНЕРУЮЧІ ТЕХНОЛОГІЇ

УДК 62-503.57

Ю.М. Ковриго, Т.Г. Баган

МЕТОДИКА НАСТРОЮВАННЯ Н¥-ПІД-РЕГУЛЯТОРА ДЛЯ ОБ'ЄКТІВ ІЗ ЗАПІЗНЮВАННЯМ

Given the widespread use of PID controller and the presence of uncertainties for thermal facilities, the synthesis method should be developed. It can be instrumental in obtaining sufficient robustness and providing practically important quality indicators of the closed-loop system within the set limits of uncertainty besides unconditional stabilization facility with delay. Using the optimality criterion as H∞ norm closed system, we obtain PID controller settings for objects with delay. We show that by changing the parameter settings λ of the controller we can achieve the desired compromise between the quality metrics and the system robustness. Optimality criterion as H∞ norm of the closed-loop system enables easy and quick setting of the PID controller for objects of the 1st and 2nd order with delay. These settings will definitely depend on the object parameters and the value of λ. By changing this ratio we can guarantee that a specified direct indicator of quality which is rather convenient in practice can be elaborated. Alternatively we can achieve the desired combination of several indexes of quality for the worst system case, thus ensure its robustness.

Вступ

Специфіка багатьох теплоенергетичних об'єктів управління полягає в тому, що вони мають значне запізнювання. Особливо це стосується таких найбільш відповідальних параметрів, як температура пару та навантаження. Керування об'єктами із запізнюванням становить певну складність у теорії управління. Останнім часом було запропоновано чимало способів вирішення цієї проблеми на базі традиційних ПІ-, ПІД-алгоритмів та упереджувача Смітта. Проте в перших із них співвідношення часу запізнювання до сталої часу обмежене, а інші не мають достатньої робастності й дуже чутливі до змін параметрів об'єкта. Застосування традиційних методик для настроювання об'єктів із великим часом запізнювання призводить до поганої якості або нестійкості системи.

Запізнювання характерне для більшості теплових об'єктів. Причини його різні: процеси транспортування речовини, енергії тощо; комунікації в лініях зв'язку; затримки на вимірювання та обчислення; апроксимація простою моделлю процесів високого порядку та/або процесів із розподіленими параметрами; зони нечутливості елементів системи тощо.

Незважаючи на сучасні досягнення в теорії управління, найпопулярнішою стратегією керування на практиці, як і раніше, залишається ПІД-регулятор. За оцінками експертів, його використання в системах керування сягає 96–98 % [5].

Постановка задачі

Враховуючи широке поширення і використання ПІД-регулятора, а також наявність невизначеностей для теплових об'єктів, постає завдання отримати методику синтезу, внаслідок якої, крім безумовної стабілізації об'єкта із запізнюванням, отримаємо достатню робастність і гарантовано приведемо до забезпечення важливих для практики показників якості роботи замкненої системи в заданих межах невизначеності. Методика повинна мати теоретичне обґрунтування та висновки, але також бути зрозумілою та прийнятною для інженерів.

Аналіз шляхів розв'язання задачі

Нехай $e(t)$ позначає відхилення виходу від заданого значення, а $u(t)$ – вихід регулятора. Ідеальний ПІД-регулятор може бути описаний таким рівнянням:

$$u(t) = k_{\text{р}} \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right],$$

де $k_{\text{р}}$ – коефіцієнт передачі регулятора; T_i – інтегральна стала часу; T_d – час диференціювання.

Ідеальний ПІД-регулятор має чистий диференціатор і, отже, фізично не реалізується. Практичні його реалізації мають передавальні функції (1) або (2), у яких є фільтр, що пригнічує високочастотну компоненту:

$$W_{\text{р}}(s) = k_{\text{р}} \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{T_f s + 1} \right), \tag{1}$$

$$W_{\text{р}}(s) = k_{\text{р}} \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \frac{1}{T_f s + 1}, \tag{2}$$

де T_f – стала часу фільтра, яка зазвичай береться за $0{,}1T_d$.

Для забезпечення потрібної якості замкненої системи управління слід настроювати певним чином три параметри ПІД-регулятора.

Широко поширеними є емпіричні методи настроювання ПІД-регуляторів, проте, вони недосконалі, оскільки використовують часткову інформацію і дають очікувані результати лише при виконанні певних умов і обмежень. Для проектувальника важливо знати, якою мірою внаслідок синтезу система наближається до оптимального стану, як настроїти регулятор для забезпечення кількісних показників якості й запасу стійкості і як досягнути розумного компромісу між цими суперечливими цілями синтезу.

Будь-який синтез системи управління, в т.ч. і синтез ПІД-регулятора, залежить від інформації, закладеної в модель об'єкта керування. Оскільки модель являє собою лише абстрактне наближення вибраних особливостей реальних систем, то вона ніколи не буває повною і завжди певною мірою невизначена. Її невизначеність зумовлена такими факторами:

- наявністю шуму при ідентифікації та регулюванні;
- неврахованими збуреннями об'єкта під час ідентифікації та контролю;
- численними похибками методів, що використовуються в ідентифікації та управлінні;
- нелінійностями об'єкта, що мають місце при великих відхиленнях від фіксованих робочих точок або в околі робочої точки (наприклад, гістерезис);
- немодельованою динамікою об'єкта, тобто динамікою, яка відображає поведінку об'єкта на високих частотах і яку не враховують при визначенні параметрів регулятора або його структури;
- часовими змінами динаміки об'єкта.

Усі методи синтезу враховують вплив цих факторів лише частково. В останні десятиліття зросла увага до робастних аспектів керування невизначеними моделями. З практичної точки зору вимога робастності визнана як одна з головних при проектуванні систем керування. З'явилися публікації про робастне управління на основі H_2- і $H\infty$-норми [1, 2], які виявили ефективність цих критеріїв під час проектування робастних систем управління. Проте праці, присвячені проблемі робастного управління простих систем (один вхід – один вихід), засвідчують, що певні можливості ПІД-регулювання і досі потребують покращення [3].

Більшість нових підходів робастного управління процесом ґрунтуються на оптимізації інтегралу помилки (ISE) як критерію якості [4]. З іншого боку, сучасні "робастні й аналітичні" підходи вимагають деяких ітераційних кроків, доки досягається найкращий компроміс між суперечливими практичними цілями. Це зумовлено тим, що в основі синтезу за ISE-критерієм покладені не практичні вимоги, а математичні зручності, що, як відомо, веде до коливальної поведінки. Незважаючи на це, такий підхід широко використовують в сучасних методах настроювання. На першому етапі визначають параметри номінального регулятора. Другий етап – це "робастифікація" регулятора, яка вимагає відповідного вибору полюсів замкненої системи. Проте досі не існує перевірених, надійних методів для отримання робастної якості.

Іншим загальноприйнятим способом вирішення параметризованих задач, пов'язаних з робастним управлінням, є використання основної та додаткової функцій чутливості [5]. Вони передбачають точну фізичну інтерпретацію зв'язку параметрів настроювань із частотними показниками якості функціонування (ПЯФ), що важливо при проектуванні. Проте вони не дають ефективного рішення з погляду практичної вимоги найбільш швидкої та монотонної реакції на збурення, особливо, якщо враховувати діапазон можливої зміни параметрів, вплив немодельованої динаміки та похибки вимірювання.

H∞-ПІД-регулятор для об'єкта першого порядку із запізнюванням

Систему управління зі зворотними зв'язками показано на рис. 1.

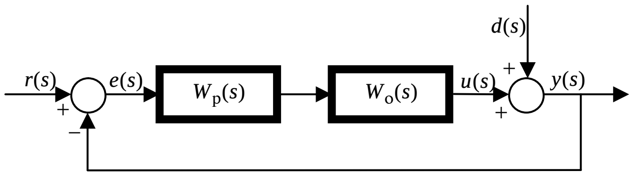

Рис. 1. Система управління зі зворотним зв'язком: $W_p(s)$ – регулятор; $W_o(s)$ – об'єкт без астатизму; $r(s)$ – завдання; $y(s)$ – вихід системи; $d(s)$ – зовнішнє збурення на виході об'єкта; $u(s)$ – вихід регулятора; $e(s)$ – сигнал неузгодження

Згідно із параметризацією Юлли [4] всі стійкі регулятори можуть бути виражені як

$$W_{\text{p}}(s)=\frac{Q(s)}{1-W_{\text{o}}(s)Q(s)},\qquad (3)$$

де $Q(s)$ є стійкою передавальною функцією. Якщо модель точна, передавальна функція від $d(s)$ до $y(s)$ подається як $S(s)=1-W_{\text{o}}(s)Q(s)$.

Візьмемо за критерій оптимальності $\min\|W_v(s)S(s)\|_\infty$, де $W_v(s)$ є деяка вагова функція. Припустимо, що на вхід системи подається стрибкоподібне збурення, тобто $d(s)=\frac{1}{s}$. Вагова функція в H∞ оптимальному управлінні має задовольняти умову обмеженості енергії збурення: $\left\|\frac{d(s)}{W_v(s)}\right\|_2\le 1$. Тоді вагова функція може бути просто прийнята як $W_v(s)=\frac{1}{s}$.

На практиці простота використання є однією з важливих вимог. Два або три параметри ПІД-регулятора можуть бути настроєні відносно легко, тому раціонально використовувати для синтезу модель відповідної складності. Основна ідея полягає в синтезі регулятора на основі наближеної моделі, а потім використання його для забезпечення потрібних ПЯФ системи з реальним об'єктом.

Модель об'єкта першого порядку із запізнюванням, якою можуть бути описані багато об'єктів, подається як

$$W_{\text{o}}(s)=\frac{K_{\text{o}}}{T_{\text{o}}s+1}e^{-\tau s},$$

де K_{o} – коефіцієнт передачі об'єкта; T_{o} – стала часу об'єкта; τ – запізнення об'єкта.

За допомогою апроксимації Паде першого порядку $e^{-\tau s}\approx\left(1-\frac{s\tau}{2}\right)\left(1+\frac{s\tau}{2}\right)$ вона може бути записана так:

$$W_{\text{o}}(s)\approx K_{\text{o}}\frac{1-\frac{\tau}{2}s}{(T_{\text{o}}s+1)\left(1+\frac{\tau}{2}s\right)}.\qquad (4)$$

Наступна теорема є базовою в подальшому огляді [4].

Теорема максимального модуля. Припустимо, що $F(s)$ – функція, яка не має полюсів у Ω. Якщо $F(s)$ не є константою, то $|F(s)|$ не досягає свого максимального значення всередині Ω.

Нехай Ω визначена як відкрита права півплощина. $W_v(s)\,S(s)$ означає передавальну функцію від зовнішнього збурення до виходу системи. Для стійкості система $W_v(s)\,S(s)$ не повинна мати полюсів у Ω. Згідно з теоремою максимального модуля маємо

$$\|W_v(s)S(s)\|_\infty=\|W_v(s)[1-W_{\text{o}}(s)Q(s)]\|_\infty=$$
$$=\sup_{\operatorname{Re}s>0}|W_v(s)[1-W_{\text{o}}(s)Q(s)]|.$$

$W_{\text{o}}(s)$ має нуль при $s=\frac{2}{\tau}$ у відкритій правій напівплощині, тобто $s=\frac{2}{\tau}$ є внутрішньою точкою Ω. Відповідно, отримуємо

$$\sup_{\operatorname{Re}s>0}|W_v(s)[1-W_{\text{o}}(s)Q(s)]|\ge$$
$$\ge|W_v(s)[1-W_{\text{o}}(s)Q(s)]|_{s=2/\tau}=\frac{\tau}{2}.\qquad (5)$$

Для вирішення цього рівняння потрібно враховувати такі обмеження:

1) для того щоб регулятор був фізично реалізованим, $Q(s)$ має бути правильно визначеною;

2) $Q(s)$ повинна бути внутрішньо стійкою;

3) щоб отримати кінцеву H∞-норму, $Q(s)$ має задовольняти умову

$$\lim_{s\to 0}S(s)=\lim_{s\to 0}[1-W_{\text{o}}(s)Q(s)]=0.$$

Це обмеження також потрібне для асимптотичної стійкості.

Одночасне врахування цих обмежень доволі складне. Щоб отримати регулятор, який надає замкнутій системі задані властивості, варто, перш за все, ослабити вимоги правильності визначеності і знайти деяке оптимальне $Q_{\text{opt}}(s)$. Правильно визначена $Q(s)$ може бути отримана шляхом фільтрації $Q_{\text{opt}}(s)$ на високих частотах.

З (5) маємо, що мінімум $\|W_v(s)S(s)\|_\infty$ є $\frac{\tau}{2}$. Це дає наступне єдине оптимальне рішення:

$$Q_{\text{opt}}(s)=\frac{W_v(s)-\frac{\tau}{2}}{W_v(s)W_{\text{o}}(s)}=\frac{(T_{\text{o}}s+1)\left(1+\frac{\tau}{2}s\right)}{K_{\text{o}}}.$$

$Q_{\text{opt}}(s)$ визначена неправильно, так як порядок чисельника більший за порядок знаменника, тому має бути введений фільтр нижніх частот. Виберемо такий фільтр:

$$J(s) = \frac{1}{(\lambda s+1)^2},$$

де λ є додатним дійсним числом. Фільтр не має порушувати обмеження асимптотичної стійкості: $\lim\limits_{s\to 0}[1 - W_o(s)Q_{opt}(s)J(s)] = 0$. Тоді субоптимальна $Q(s)$, яка фізично реалізується, дорівнює

$$Q(s) = Q_{opt}(s)J(s) = \frac{(T_o s+1)\left(1+\frac{\tau}{2}s\right)}{K_o(\lambda s+1)^2}.$$

Тут λ є параметром, який тісно пов'язаний з критеріями якості. Невелике λ дає швидкий відгук, а велике λ уповільнює реакцію. Якщо $\lambda \to 0$, то $\|W_v(s)S(s)\|_\infty$, як правило, оптимальна. Таким чином, λ може бути використана як показник ефективності або міра якості. Тоді регулятор, описаний у (3), визначається так:

$$W_p(s) = \frac{Q(s)}{1 - W_o(s)Q(s)} = \frac{1}{K_o}\frac{(T_o s+1)\left(1+\frac{\tau}{2}s\right)}{\lambda^2 s^2 + \left(2\lambda + \frac{\tau}{2}\right)s}.$$

Це ПІД-регулятор, важливою особливістю якого є те, що він компенсує обидва полюси наближеної моделі, або, що еквівалентно, два домінуючі полюси істинної моделі. Важливо, що в регуляторі є лише один регульований параметр (λ), який також є єдиною часовою константою номінальної передавальної функції замкненої системи. Цей параметр може бути використаний для монотонної процедури знаходження компромісу між якістю управління та робастною стійкістю замкненої системи.

У (6) параметри ПІД-регулятора можуть бути безпосередньо розраховані за допомогою параметрів об'єкта. H∞-ПІД-регулятор (6) можна привести до вигляду стандартного ПІД-регулятора (2), тоді його параметри визначатимуться як

$$T_f = \frac{\lambda^2}{2\lambda + \frac{\tau}{2}};\ T_i = \frac{\tau}{2} + T_o;$$

$$T_d = \frac{\tau T_o}{2T_i};\ k_p = \frac{T_i}{K_o\left(2\lambda + \frac{\tau}{2}\right)}.$$

Якщо практичний ПІД-регулятор має вигляд (1), то параметри регулятора H∞-ПІД-регулятора такі:

$$T_f = \frac{\lambda^2}{2\lambda + \frac{\tau}{2}};\ T_i = \frac{\tau}{2} + T_o - T_f;$$

$$T_d = \frac{\tau T_o}{2T_i} - T_f;\ k_p = \frac{T_i}{K_o\left(2\lambda + \frac{\tau}{2}\right)}.$$

Робастність і кількісні ПЯФ

Параметр λ є мірою якості в H∞-ПІД-регуляторі і має пряме відношення до робастності замкнутої системи. Змінюючи його, можна отримувати різні кількісні ПЯФ системи та робастності.

Якщо модель об'єкта описується як (4), передавальна функція замкнутої системи по каналу завдання буде

$$W_{ry}(s) = T(s) = \frac{1 - \frac{\tau}{2}s}{(\lambda s+1)^2},$$

а по каналу зовнішніх збурень –

$$W_{dy}(s) = S(s) = \frac{\lambda^2 s^2 + \left(2\lambda + \frac{\tau}{2}\right)s}{(\lambda s+1)^2},$$

де $S(s)$ і $T(s)$ – основна та додаткова функції чутливості, що, як легко пересвідчитись, для номінальної моделі мають стійкий і гладкий характер. Це дає змогу легко вибрати λ. Як видно з (5), при $\lambda \to 0$ система наближається до оптимальної при $\| W_v(s)S(s) \|_\infty \to \frac{\tau}{2}$.

Застосування регулятора, отриманого за допомогою розкладення Паде, на реальному об'єкті призводить до появи коливальних змін у характері функцій чутливості $S(j\omega)$ і $T(j\omega)$ на частотах, які близькі до частоти зрізу (у верхній частині частотного діапазону замкненої системи), що пов'язано з похибками використання апроксимації. Природно використати цю похибку як оцінку невизначеності і нехай

$$|\Delta_m(j\omega)| \ge K_o\left|\frac{\exp(-\tau j\omega)}{T_o j\omega + 1} - \frac{1 - \frac{\tau}{2}j\omega}{(T_o j\omega+1)\left(1+\frac{\tau}{2}j\omega\right)}\right|.$$

Робастна стійкість замкнутої системи може бути визначена таким чином:

$$\| \Delta_m(s)T(s) \|_\infty < 1. \qquad (7)$$

Збільшення λ призводить до такого:

- зменшення $|T(j\omega)|$ на високих частотах, тобто до покращення робастності;
- збільшення $|S(j\omega)|$ на низьких частотах;
- звуження частотного діапазону системи, а отже, як наслідок, погіршуються ПЯФ, передусім – швидкодія.

Зменшення λ, навпаки, впливає на зростання $|T(j\omega)|$ на високих частотах і зниження $|S(j\omega)|$ на низьких, що покращує ПЯФ, але погіршує робастність. Отже, використовуючи монотонний характер впливу λ, можна знайти компроміс між бажаними значенням ПЯФ та робастністю.

Наближена модель не зовсім точно описує оригінальний об'єкт, тому існує можливість того, що регулятор, який стабілізує наближену модель, не зможе стабілізувати реальний об'єкт. Використання міри якості може вирішити цю проблему. Для цього наближена модель розглядається як реальний об'єкт, а помилка апроксимації вважається невизначеністю. Наявність похибки наближення встановлює нижню межу граничного значення міри якості $\lambda_{гр}$. Поки міра якості більша, ніж нижня межа, замкнута система стійка. Числове моделювання дає значення $\lambda_{гр} = 0,07\tau$.

Оцінка робастності при наявності невизначеності в моделі

Як відомо [4], необхідною і достатньою умовою того, що замкнена система стійка, є

$$\| \Delta_m(j\omega)T(j\omega) \|_\infty < 1,$$

де $$\Delta_m(j\omega) \geq \left| \frac{\tilde{K}_o \exp(-\tilde{\tau} j\omega)}{\tilde{T}_o j\omega + 1} - \frac{K_o\left(1 - \frac{\tau}{2} j\omega\right)}{(T_o j\omega + 1)\left(1 + \frac{\tau}{2} j\omega\right)} \right|,$$

$\Delta_m(j\omega)$ є мірою невизначеності, а $\tilde{K}_o$, $\tilde{T}_o$, $\tilde{\tau}_o$ – реальні параметри об'єкта керування.

Параметри невизначеності оцінюються як різниця між реальною невизначеністю та похибкою апроксимації.

Розглянемо кількісні проблеми настроювання на необхідні ПЯФ і робастність. Спочатку проектні вимоги до показників робастності сформулюємо до номінального об'єкта керування, коли Δ_m залежить тільки від помилки апроксимації. Тоді вплив λ на ПЯФ можна отримати за допомогою числових методів.

На рис. 2 і 3 наведено залежності основних прямих показників якості від параметра λ, який забезпечує оцінку якості. Видно, що перерегулювання σ, ступінь затухання ψ, час підйому t_n і час регулювання $T_р$ однозначно залежать від λ / τ. Інші показники якості також пов'язані з λ / τ однозначно. Наприклад, можна визначити залежність між запасом по модулю чи по фазі і величиною λ / τ (рис. 4). Крім того, є однозначний зв'язок між λ / τ та інтегральним показником якості (рис. 5). Динамічний викид зручно оцінювати відносно коефіцієнта передачі об'єкта $K_о$, а він, в свою чергу, залежить від співвідношення $\tau / T_о$.

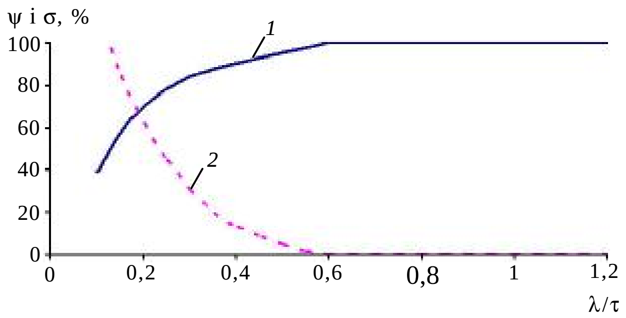

Рис. 2. Вплив міри якості на ступінь затухання ψ (*1*) та перерегулювання σ (*2*)

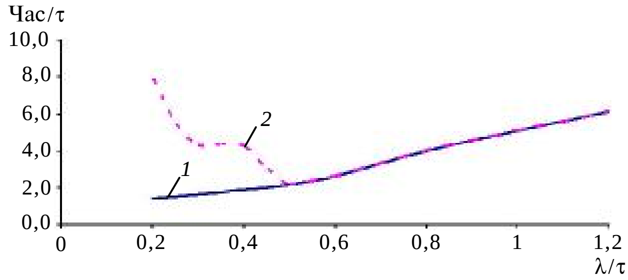

Рис. 3. Вплив міри якості на час підйому $t_п$ (*1*) та час регулювання $T_р$ (*2*)

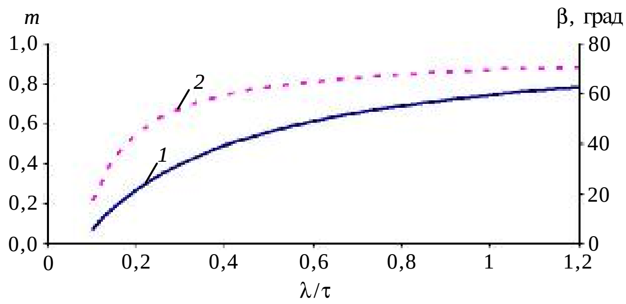

Рис. 4. Вплив міри якості на запаси по модулю (*1*) та фазі (*2*)

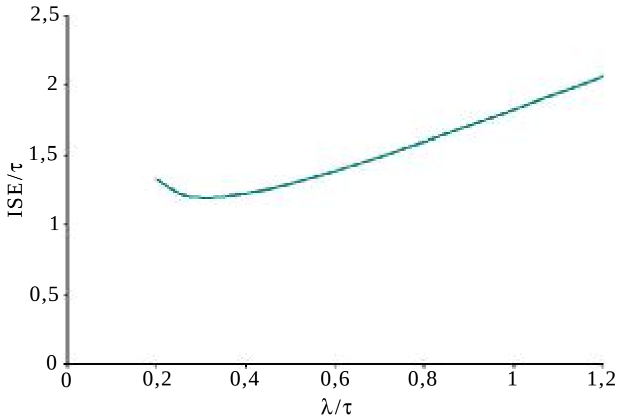

Рис. 5. Вплив міри якості на інтегрально-квадратичний критерій

За допомогою цих кривих можна проектувати H∞-ПІД-регулятор для кількісної номінальної якості. Наприклад, якщо допустиме максимальне перерегулювання становить 10 %, то можна згідно з рис. 2 просто взяти $\lambda = 0{,}43\tau$.

Вибираючи основні ПЯФ, що визначає λ, ми відразу можемо оцінити інші прямі ПЯФ і, за потреби, скоригувати вибір.

Тепер припустимо, що кількісні параметри синтезу дано для невизначеної системи. У цьому випадку існує додаткова невизначеність на похибку наближення. Якщо сукупність невизначеностей відома, точна міра якості може бути розрахована за необхідною і достатньою умовою (7) для робастної роботи. На жаль, з технічних або економічних причин структура невизначеностей не завжди точно відома. І навіть якщо вона відома, аналітичний розрахунок потрібних настроювань доволі складний, тому доцільно використовувати ітераційну процедуру синтезу. Наприклад, щоб замкнута система мала певне значення якогось показника якості при всіх невизначеностях об'єкта, варто дотримуватися такої процедури настроювання:

- розроблення регулятора для номінального об'єкта із заданим показником якості;
- заміна номінального об'єкта на об'єкт у гіршому випадку (тобто коефіцієнту передачі об'єкта і часу запізнювання надається їх максимальне значення, а сталій часу – мінімальне);
- зміна міри якості λ монотонна з невеликим кроком, поки показник якості не досягне потрібного значення.

Отже, спроектувавши робастний регулятор (6), за допомогою процедури зміни λ ми можемо досягнути потрібної якості за прямим ПЯФ.

Аналогічно можна вивести робастний H∞-ПІД-регулятор для об'єкта управління другого порядку із запізнюванням. H∞-ПІД-регулятор для об'єкта другого порядку має аналогічні характеристики, що й для об'єкта першого порядку. Проте оскільки в моделі існують дві сталі часу, то зв'язок між ступенем якості та реакцією системи залежить не тільки від λ / τ, а й від сталих часу T_1 та T_2. Номінальна якість і робастність роботи системи з об'єктом другого порядку також може бути налаштована через кількісну процедуру, наведену вище, тобто підвищення міри якості монотонне до отримання необхідного значення показника якості.

Як приклад, розглянемо теплообмінник, завданням якого є передача тепла від одного потоку середовища до іншого. Основна вимога до системи управління – забезпечити температуру продукту рівною 60 °С. За технологічними вимогами перерегулювання не має перевищувати 10 % у гіршому випадку. Для дотримання вимог перебігу процесу витрата продукту регулярно змінюється в межах 1,5–2,5 т/год. Передавальну функцію від витрати пари до температури продукту отримуємо шляхом нанесення ступеневого збурення:

$$W_{\mathrm{o}}(s) = \frac{0{,}5\exp(-15s)}{(110s+1)}.$$

Час запізнювання залежить від швидкості потоку продукту. При швидкості потоку, що змінюється в обмеженому діапазоні, час запізнювання становить від 15 до 25 с. Із врахуванням (6) регулятор для об'єкта першого порядку виходить таким:

$$W_{\mathrm{p}}(s) = \frac{1}{0{,}5}\frac{(110s+1)(1+12{,}5s)}{\lambda^2 s^2 + (2\lambda + 12{,}5)s}.$$

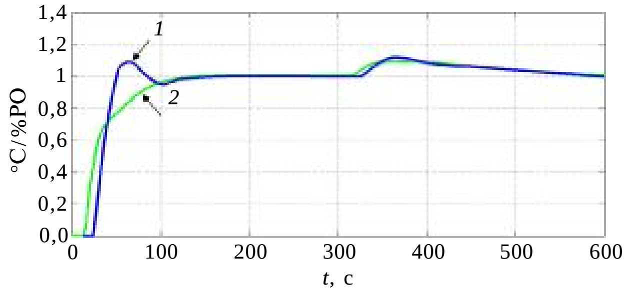

Рис. 6. Реакція системи з H∞-ПІД-регулятором: *1* – "найгірший" випадок; *2* – номінальний режим; РО – регулюючий орган

Враховуючи технологічні вимоги, для остаточного настроювання параметрів регулятора λ беремо рівною $0,43\tau$ (згідно з рис. 2). У "найгіршому" випадку швидкість потоку продукту знижується до найнижчої і запізнювання становить 25 с. Перерегулювання замкнутої системи у цьому разі збільшується, але не перевищує граничного значення – 10 %. Перехідні характеристики замкненої системи з налаштованим регулятором для обох випадків наведено на рис. 6.

Висновки

Синтез ПІД-регулятора із внутрішньою моделлю управління, побудований на основі $H\infty$-норми замкненої системи, вигідно вирізняється на тлі інших методик синтезу ПІД-регулятора. Більшість з них є або емпіричними, які базуються тільки на експериментальних даних, виконаних методами "спроб та помилок", або строго математичними, використання яких незручне для практики і які не призводять до чітких практичних ПЯФ системи. Критерій оптимальності у вигляді $H\infty$-норми замкненої системи уможливлює просте й швидке настроювання ПІД-регулятора для об'єктів першого та другого порядків із запізнюванням. Ці настроювання напряму залежать від параметрів об'єкта та від значення величини λ. Змінюючи цей коефіцієнт, можна гарантовано отримати заданий прямий показник якості, який зручний для практики, або досягнути бажаного поєднання кількох ПЯФ для гіршого випадку роботи системи, чим забезпечити її робастність із заданою якістю.

Застосування цієї методики відкриває широкі перспективи для подальшої оптимізації ПІД-регулятора шляхом вдосконалення фільтра чи підбору вагової функції, або використання H_2-норми замкненої системи.

1. *Курдюков А.П., Тимин В.Н.* Синтез робастного $H\infty$-регулятора для управления энергетической котельной установкой // Управ. большими сист. – 2009. – № 25. – С. 179–214.
2. *Ковриго Ю.М., Баган Т.Г.* Математична модель синтезу робастного $H\infty$-регулятора для систем керування теплоенергетичними об'єктами // Інформ. технол. і комп. інженерія. – Вінниця. – 2012. – № 2 (24). – С. 78–83.
3. *A. Johnson and M.H. Moradi,* PID Control: New Identification and Design Method. London: Springer Science+Business Media, 2005, 544 p.
4. *M. Morari and E. Zafiriou,* Robust Process Control. New Jersey: Prentice Hall-Englewood Cliffs, 1989, 480 p.
5. *K.J. Astrom and T. Hagglund,* PID Controllers: Theory, Design, and Tuning. NC: Instrument Society of America, Research Triangle Park, 1995, 462 p.

Рекомендована Радою
теплоенергетичного факультету
НТУУ "КПІ"

Надійшла до редакції
20 жовтня 2012 року