

УДК 62 : 681.326

І.М. Ковела

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра “Автоматика і телемеханіка”

ОПТИМІЗАЦІЯ ЦИФРОВИХ АСР З ПІ- ТА ПІД- РЕГУЛЯТОРАМИ ПРИ ЗАДАНОМУ ЗНАЧЕННІ ПЕРІОДУ ДИСКРЕТНОСТІ

© Ковела І.М., 2002

Розглянуто особливості розрахунку цифрових автоматичних систем регулювання з типовими регуляторами за методом багатокритеріального оптимуму при наперед вибраному значенні періоду дискретності T_0 . Наведено результати дослідження систем з цифровими регуляторами при різних значеннях T_0 та їх порівняння з неперервними системами.

Features of calculating digital automatic control systems with typical controllers by multicriteria optimum method with predetermined sample time T_0 are considered. The results of investigating digital controller systems with various T_0 values and their comparison to continuous systems are given.

Автоматичні системи регулювання (АСР) різноманітних промислових об'єктів будуються, здебільшого, на основі програмованих мікропроцесорних контролерів (ПМК) або персональних комп'ютерів (ПК), за допомогою яких програмним способом реалізуються відповідні алгоритми регулювання. Як правило, застосовуються дискретні аналоги неперервних лінійних (П-, ПД-, ПІ-, ПІД-) алгоритмів, які дають змогу забезпечити достатньо високу якість регулювання для більшості об'єктів. Отже, завдання оптимального синтезу промислових АСР зводиться до їх параметричної оптимізації.

Порівняно з неперервними системами у системах з цифровими регуляторами під час синтезу необхідно визначати додатковий параметр – період дискретності T_0 , що є далеко не тривіальною задачею. У деяких джерелах, наприклад, в [1], з цього приводу стверджується навіть, що вибір значення T_0 є швидше мистецтвом, ніж наукою.

Зауважимо, що тут йдеться про системний параметр цифрової АСР, який характеризує роботу цифрового обчислювального пристрою у режимі розділення часу, тобто обслуговування окремих контурів регулювання у певній послідовності. Першим етапом перетворення сукупності неперервних регульованих координат об'єкта у цифровий код є квантування по часу, тобто фіксація миттєвих значень неперервних функцій у дискретні моменти часу kT_0 ($k = 0, 1, 2, \dots$). Оберненими щодо T_0 поняттями є частота дискретизації або частота вибірки. У літературі з цифрових систем, наприклад, [2 – 6], у такому розумінні застосовується також термін “такт квантування”.

Як показано у [7, 8], задача параметричного синтезу АСР з будь-якими лінійними неперервними і цифровими регуляторами може бути розв'язана на основі багатокритеріального підходу. Одночасно з іншими параметрами регулятора можна визначити й оптимальне (у певному розумінні) значення T_0 .

Разом з тим, значення T_0 можна вибрати, виходячи з певних причин, отже, при розрахунку системи воно може вважатися наперед заданим. Очевидно, що тоді параметричний синтез цифрової АСР дещо спрощується. Проте у відомих джерелах недостатньо

уваги приділяється кількісним оцінкам впливу T_0 на показники якості цифрових АСР, а це один з найважливіших факторів, який необхідно враховувати, синтезуючи такі системи. Тому в цій роботі зроблена спроба дослідити вплив значення періоду дискретності на показники якості систем з цифровими регуляторами.

Спочатку розглянемо особливості досліджуваної проблеми, яка полягає у тому, що, вибираючи період дискретності, необхідно враховувати такі основні фактори [1 – 6]:

- вимоги щодо якості регулювання;
- динамічні властивості об'єкта;
- клас і частотний спектр збурень;
- співвідношення сигнал – шум;
- динаміка виконавчого пристрою;
- обчислювальні затрати або вартість одного контуру регулювання.

Проаналізуємо вплив цих факторів.

При застосуванні регуляторів з параметричною оптимізацією прийнято, як правило, вважати, що якість регулювання погіршується із зростанням періоду дискретності. Отже, якщо ставиться завдання забезпечення високої якості регулювання, то значення T_0 треба вибирати якомога меншим (це положення буде конкретизоване нижче).

Динамічні властивості об'єкта характеризуються сталою часу і запізненням. Чим ці параметри більші, тим більші значення T_0 можна вибирати. Надто малий період дискретності може знизити ефективність регулювання, особливо здатність системи компенсувати збурення, але якщо він перевищує час реакції процесу, збурення може вплинути на процес і зникнути раніше ніж регулятор ініціює коректуючу дію. Відповідні рекомендації наведені, наприклад, у [1 – 3].

Крім динаміки процесу, необхідно враховувати також характеристики збурень. Звичайно контури регулювання проектують так, щоб їх середньочастотна область охоплювала такий діапазон частот, у якому амплітуда збурень була б незначною.

На частоту дискретизації впливає також співвідношення сигнал-шум. При малих значеннях цього співвідношення, тобто при великих шумах, потрібно уникати високої частоти дискретизації, тому що відхилення сигналу вимірювального перетворювача регульованої величини можуть бути зв'язані швидше з високочастотним шумом, ніж з реальними змінами фізичного процесу. Тому збурення високої та середньої частот необхідно фільтрувати, щоб виключити небажані відхилення регулюючої змінної.

Якщо відома максимальна частота ω_{\max} , що пропускається системою, то значення T_0 повинне вибиратися за теоремою В.А.Котельнікова: $T_0 \leq \pi / \omega_{\max}$.

З іншого боку, частота дискретизації не повинна бути надто високою. Внаслідок обмеженої швидкодії мікропроцесорного обчислювача контролера, що реалізує алгоритми регулювання та інші функціональні перетворення, T_0 не може бути меншим від того, який необхідний для реалізації усіх алгоритмів, використаних у системі. Тобто у цьому випадку або зростають вимоги щодо швидкодії процесора, або виникають обмеження щодо кількості контурів регулювання, які можуть бути реалізовані за допомогою одного ПМК. Інакше кажучи, чим складнішою є система регулювання, тим більшим є мінімальне допустиме значення T_0 .

Мінімальне значення T_0 лімітується також динамічними характеристиками виконавчого механізму (ВМ). Якщо ВМ є досить інерційним, то при малих T_0 він не встигатиме

відпрацьовувати керуючі сигнали. Крім того, надто малі значення T_0 можуть стати причиною підвищеного зношування виконавчого механізму і зниження надійності системи.

Отже, період дискретності треба вибирати з урахуванням багатьох вимог, частина з яких є суперечливими. Тому в кожному конкретному випадку необхідно приймати компромісне рішення. До того ж, для спрощення структури програмного забезпечення контролера часто доводиться приймати однаковий період дискретності для різних контурів системи регулювання.

Прийнято вважати, що адекватна частота дискретизації зв'язана із смугою пропускання або часом встановлення замкненої системи. Деякі емпіричні правила для низькочастотних об'єктів рекомендують, щоб частота дискретизації була у 6 – 10 разів вищою, ніж смуга пропускання, або щоб час встановлення T_{95} відповідав би, принаймні, п'яти періодам дискретизації.

У багатьох комерційних цифрових одно- і багатоконтурних ПІД-регуляторах використовується правило

$$T_0 \omega_c \approx 0.15 - 0.5, \quad (1)$$

де ω_c – ширина смуги пропускання системи по рівню 3 дБ.

Стандартні цифрові регулятори, які працюють з невеликою кількістю контурів регулювання (4-16), найчастіше використовують фіксовані значення періоду дискретності, що визначається частками та одиницями секунд. Наприклад, у вітчизняних контролерах Реміконт можна встановити значення T_0 з ряду: 0.27с ; 0.51с; 1.02с; 2.04с, а в контролерах фірми Schneiderelectric передбачена можливість встановлення T_0 в інтервалі 0.1..25.5с з дискретністю 0.1с. Тому одержане в результаті розрахунку значення T_0 не може бути реалізоване точно, а лише наближено, з наявного ряду. У деяких типах ПМК з вільним програмуванням (наприклад, Ломіконт) період дискретності не є фіксованим, а залежить від обсягу та складності технологічної програми (програми користувача), і це теж обмежує нижнє допустиме значення T_0 .

Отже, іноді період дискретності необхідно вибирати з урахуванням наведених вище міркувань і він може вважатися наперед заданим. Але разом з тим, за наявності деякої свободи у виборі T_0 , необхідно вирішити питання про його вплив на показники якості системи.

Задача може бути розв'язана за допомогою методу багатокритеріальної оптимізації [7] на основі теорії неперервних систем. Такий підхід ґрунтується на тому, що неперервну систему (ланку) можна розглядати як граничний випадок цифрової при зменшенні періоду дискретності до нуля (при однакових усіх інших параметрах) і має на меті забезпечити максимальне наближення показників якості цифрових систем до неперервних. Крім того, сталі часу промислових об'єктів, як правило, істотно перевищують значення T_0 , що використовуються у реальних системах. Це також зумовлює доцільність застосування методів теорії неперервних систем для розрахунку промислових АСР з цифровими регуляторами.

Метод багатокритеріальної оптимізації дає можливість одночасно максимізувати швидкодію та запас стійкості системи і мінімізувати швидкість зміни керуючих дій та їх потужність (тобто зменшити затрати на керування). Крім того, забезпечується максимум фільтруючих властивостей системи, мінімум її чутливості до малих варіацій параметрів і максимізуються економічно обґрунтовані критерії керування [7]. Він дає можливість знайти оптимальні параметри системи навіть за умов статистичної невизначеності характеристик збурень. Зміст цього методу полягає у тому, що за допомогою відповідного вибору

параметрів настроювання регулятора забезпечується задане розміщення полюсів передавальної функції замкненої системи у площині коренів її характеристичного рівняння. У [7] наведено вимоги до розміщення коренів, під час виконання яких досягається багатокритеріальний оптимум системи. Як показано в роботі [8], цей метод можна застосувати і до цифрових АСР, якщо попередньо перетворити цифрову систему у еквівалентну їй неперервну. Такий підхід є справедливим, коли виконуються такі три умови [4]: а) умова $\omega_{\text{кв}}/2 > \omega_{\text{макс}}$ теореми В.А.Котельнікова стосовно сигналу помилки $e(t)$; б) умова $\omega_{\text{кв}}/2 > \omega_{\text{зр}}$, де $\omega_{\text{макс}}$ – ширина спектра сигналу $e(t)$; $\omega_{\text{зр}}$ – частота зрізу АЧХ неперервної частини розімкненої системи; в) умова достатньо крутого спадання і малого значення модуля АЧХ цієї системи поблизу частоти $\omega_{\text{зр}}$. При виконанні вказаних умов, тобто при частотах $\omega < \pi/T_0$, бокові складові спектра вихідного сигналу $E(t)$ модулятора майже повністю відфільтровуються системою. Тоді можна враховувати лише основну частоту цього спектра, стосовно якої модулятор поводить себе як неперервна безінерційна ланка з коефіцієнтом передачі $1/T_0$. Це дає підставу розглядати систему з цифровим регулятором як неперервну (рис.1), з еквівалентним неперервним регулятором (ЕНР), що описується передавальною функцією

$$W_{\text{енр}}^*(s) = U(s)/E(s) \cong \frac{1}{T_0} W_{\text{цр}}(z) W_e(z, s) \Big|_{z=e^{T_0 s}}, \quad (2)$$

де $W_{\text{цр}}(z)$ – дискретна передавальна функція цифрового регулятора; $W_e(z, s) = W_e(z) W_e(s) = (1 - z^{-1})/s$ – передавальна функція екстраполятора нульового порядку.

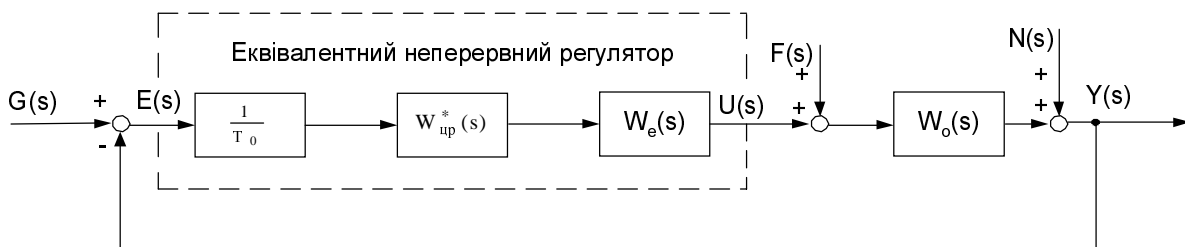


Рис. 1. Структурна схема неперервної АСР, еквівалентної цифровій

У такому разі система з цифровим регулятором з огляду на динамічну помилку перестає відрізнятися від системи з ЕНР. Чим меншим є значення T_0 , тим ближчим є еквівалентний неперервний регулятор, алгоритм роботи якого реалізується цифровим обчислювальним пристроєм, до бажаного неперервного з передавальною функцією $W_{\text{нр}}(s)$. Це підтверджується також тим, що

$$\lim_{T_0 \rightarrow 0} [W_{\text{енр}}^*(s)] = W_{\text{нр}}(s). \quad (3)$$

Оптимізація АСР з неперервними та цифровими регуляторами за методом багатокритеріального оптимуму ґрунтується на забезпеченні заданого розміщення домінуючих коренів характеристичного рівняння, яке для неперервної системи описується виразом

$$\Delta_{\text{н}}(s) = 1 + W_{\text{нр}}(s) W_о(s). \quad (4)$$

Для неперервної системи, еквівалентної цифровій, це рівняння має вигляд

$$\Delta_{\text{ен}}(s) = 1 + W_{\text{енр}}^*(s)W_o(s). \quad (5)$$

Необхідно підкреслити, що АСР з типовими регуляторами є системами з неповним зворотним зв'язком за станом, що здійснюється лише по одній змінній – регульованій величині. Крім того, передавальна функція $W_{\text{енр}}^*(s)$ завжди є трансцендентною, а багатьом промисловим об'єктам властиве запізнення у регулюючому каналі. В результаті характеристичне рівняння неперервної системи з об'єктом, що має запізнення, або неперервної системи, еквівалентної цифровій, відносно комплексної змінної завжди є трансцендентним, отже, має нескінченну кількість коренів. Тому задане розміщення можна забезпечити лише для домінуючих полюсів, які, в основному, визначають характер загального перехідного процесу в системі.

Для цифрових систем, крім цього, повинна забезпечуватися вимога відсутності пульсацій, зумовлених квантуванням сигналів по часу [6]:

$$\left| \Phi_{\text{gy}}(j\omega) \right|_{\omega=\pi/T_0} \leq \Delta, \quad (6)$$

$$\Phi_{\text{gy}}(j\omega) = \frac{W_{\text{енр}}(j\omega)W_o(j\omega)}{1 + W_{\text{енр}}(j\omega)W_o(j\omega)}, \quad (7)$$

де $\Phi_{\text{gy}}(j\omega)$ – передавальна функція замкненої АСР по каналу завдання ; Δ – деяка задана мала величина (практично достатньо прийняти $\Delta \leq 0.01$).

Для систем з ПІ-регуляторами умова багатокритеріального оптимуму полягає у забезпеченні за рахунок відповідного вибору параметрів їх настроювання трьох домінуючих коренів характеристичного рівняння замкненої АСР, які мають вигляд

$$s_{1,2} = - m\omega - j\omega, \quad s_3 = - m\omega, \quad (8)$$

m – кореневий показник коливності.

Підставляючи $s = s_1$ у характеристичне рівняння, виділяючи його дійсну та уявну частини, а також підставляючи $s_3 = - m\omega$, отримуємо систему рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \text{eq}_1 &= \text{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0, \\ \text{eq}_2 &= \text{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0, \\ \text{eq}_3 &= [\Delta(s)]_{s=s_3} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

З системи рівнянь (9) при $\Delta(s) = \Delta_{\text{н}}(s)$ за допомогою її числового розв'язання можна визначити параметри настроювання K_p , T_i та власну частоту ω АСР з неперервним ПІ-регулятором, а при $\Delta(s) = \Delta_{\text{ен}}(s)$ – для системи з цифровим ПІ-регулятором, якщо T_0 вибраний попередньо на підставі певних міркувань. Аналогічно розраховуються і системи з ПД-регуляторами.

Вимоги досягнення багатокритеріального оптимуму стосовно систем з ПІД-регуляторами полягають у забезпеченні двох ідентичних пар комплексно-спряжених коренів характеристичного рівняння, що мають вигляд [7]:

$$s_{1,2} = - m\omega - j\omega ; \quad s_{3,4} = - m\omega + j\omega . \quad (10)$$

Для виконання умови (10) треба прирівняти до нуля характеристичний поліном системи та його першу похідну $d\Delta(s)/ds$ при $s_{1,2} = - m\omega - j\omega$. Після виділення дійсних та уявних частин відповідних виразів отримаємо систему з чотирьох рівнянь (11), яка може бути розв'язана за допомогою числових методів. При $\Delta(s) = \Delta_H(s)$ можна знайти параметри настроювання K_p , T_i , T_d , і власну частоту АСР з неперервним ПІД-регулятором, а при $\Delta(s) = \Delta_{eH}(s)$ – для системи з цифровим ПІД-регулятором, якщо значення T_0 є заданим.

$$\left. \begin{aligned} \text{eq}_1 &= \operatorname{Re}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0, \\ \text{eq}_2 &= \operatorname{Im}\{[\Delta(s)]_{s=s_1}\} = 0, \\ \text{eq}_3 &= \operatorname{Re}\left\{\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1}\right\} = 0, \\ \text{eq}_4 &= \operatorname{Im}\left\{\left[\frac{d\Delta(s)}{ds}\right]_{s=s_1}\right\} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Зауважимо, що описаний метод, хоча й вимагає числового розв'язання відповідних систем рівнянь, за своєю суттю є аналітичним, що забезпечує його високу універсальність. Проте практичне його застосування пов'язане з певними труднощами, зумовленими невизначеністю питання про вибір розрахункового значення m . Зокрема, у роботі [7] рекомендується вибирати m залежно від його допустимого значення з урахуванням обмеження щодо швидкості зміни та потужності керуючої дії. Практично ж це питання залишається проблематичним, оскільки для систем вище від другого порядку не існує однозначної залежності між m і коефіцієнтом загасання коливань ψ (на чому ґрунтуються відомі рекомендації щодо вибору m), а обмеження на швидкість зміни та потужність керуючих дій важко задати у конкретному числовому вигляді. Крім того, невідомі залежності між значенням m і прямими показниками якості регулювання. Тому розрахунки доцільно виконати для різних значень m , після чого, враховуючи додаткові міркування, можна прийняти рішення про вибір оптимальних параметрів.

Для цифрових АСР отриманий розв'язок необхідно доповнити перевіркою правильності зробленого припущення про можливість заміни при розрахунках цифрового регулятора еквівалентним неперервним. З цією метою при заданому T_0 і знайдених оптимальних параметрах регулятора потрібно обчислити значення модуля КЧХ замкненої АСР для частоти $\omega = \pi/T_0$, який не повинен перевищувати деякої малої величини, наприклад, $\Delta \leq 0.01$.

Для прикладу розглянемо результати дослідження АСР з об'єктом – пароперегрівником парового котла енергоблока потужністю 800 МВт, математична модель якого має вигляд [6],

$$W_o(s) = \frac{e^{-\tau s}}{(54s + 1)(22.8s + 1)^2}, \quad (12)$$

а також неперервними алгоритмами

$$\text{- ПН} \quad W_{\text{пін}}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (13)$$

$$\text{- ПД2Н} \quad W_{2\text{н}}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\frac{T_d}{N} s + 1} \right) \quad (14)$$

та їх дискретними аналогами

$$\text{- ПЦ} \quad W_{\text{пін}}(z) = K_p \left(1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} \right), \quad (15)$$

$$\text{- ПД2Ц} \quad W_{2\text{ц}}(z) = K_p \left[1 + \frac{T_0}{T_i} \frac{1}{1 - z^{-1}} + \frac{\frac{2T_d}{(2T_d/N) + T_0} (1 - z^{-1})}{1 - \frac{(2T_d/N) - T_0}{(2T_d/N) + T_0} z^{-1}} \right]. \quad (16)$$

У передавальних функціях (13) – (16) N – коефіцієнт, який найчастіше фіксується виробниками контролерів у межах $N = 3 \dots 10$. Зокрема, у вітчизняних контролерах, що входять до комплексів Реміконт Р-130, Уніконт, Ломіконт, прийнято $N=8$.

Як доведено у [9], алгоритми (15), (16) є оптимальними з огляду на близькість їх комплексних частотних характеристик (КЧХ) до КЧХ неперервних прототипів у діапазоні частот $\omega \leq \pi/10T_0$.

За описаною методикою з використанням математичної системи комп'ютерної алгебри Maple V були виконані розрахунки параметрів неперервних систем та цифрових АСР при різних значеннях періоду дискретності (табл. 1).

Таблиця 1

Оптимальні параметри настроювання неперервних та цифрових регуляторів

Тип регулятора	m	T_0 , с	K_p	T_i , с	T_d , с	ω , с ⁻¹
ПН	0.221	-	1.9	124.4	-	0.030
ПЦ	0.221	0.2	1.9	124.4	-	0.030
		1.0	1.9	124.5	-	0.029
		2.0	1.9	124.5	-	0.029
ПД2Н	0.7	-	2.29	55.38	19.92	0.027
ПД2Ц	0.7	0.2	2.28	55.37	19.97	0.027
		1.0	2.22	55.30	20.17	0.027
		2.0	2.20	55.20	20.40	0.027

Перехідні процеси в АСР та показники їх якості розраховувалися також з використанням Maple V, а, крім того, досліджувалися за допомогою моделювання із застосуванням SIMULINK (MATHLAB), що дало змогу отримати ідентичні, достовірні результати (табл. 2).

Таблиця 2

**Показники якості перехідних процесів в АСР
з неперервними та цифровими регуляторами**

Тип регулятора	m	T ₀ , с	За завданням			За збуренням			I _{кΣ}
			Y _{mg}	U _{mg}	I _{kg}	Y _{mf}	U _{mf}	I _{kf}	
ПН	0.221	-	1.29	2.31	59.17	0.45	-1.29	17.11	76.28
ПЦ	0.221	0.2	1.288	2.31	59.23	0.452	-1.288	17.21	76.44
		1.0	1.283	2.27	59.37	0.457	-1.283	17.71	77.08
		2.0	1.280	2.28	59.86	0.459	-1.280	17.86	77.72
ПД2н	0.7	-	1.37	14.59	43.40	0.334	-1.37	7.48	50.86
ПД2ц	0.7	0.2	1.368	19.8	43.38	0.335	-1.368	7.55	50.93
		1.0	1.365	17.1	43.55	0.340	-1.365	7.84	51.39
		2.0	1.370	14.7	43.84	0.345	-1.370	8.06	51.90

У табл.2 вжиті позначення: Y_m, U_m, I_k, з індексами g або f – максимальні значення регульованої величини та регулюючої змінної, інтегральна квадратична оцінка за помилкою регулювання для відпрацювання завдання і компенсації збурення відповідно.

Досвід розрахунків систем з різними об'єктами та різними типами неперервних та цифрових регуляторів показав, що показники якості процесів регулювання залежать, головним чином, від прийнятого значення m.

Враховуючи протилежний характер залежностей Y_{mg} = f(m) та Y_{mf} = f(m), а також екстремальний характер залежностей I_{kg} = f(m), I_{kf} = f(m), можна вважати доцільним вибір m і оптимальних параметрів регулятора, що відповідають йому за мінімумом сумарної інтегральної оцінки перехідних процесів I_{кΣ} = I_{kg} + I_{kf}. Дані у табл.1 і табл.2 наведені саме з таких міркувань. При такому підході досягається також певний компроміс між показниками якості процесів за завданням і за збуренням.

Як видно з табл. 1, оптимальні параметри відповідних неперервних та цифрових регуляторів (якщо не врахувати T₀) є дуже близькими, деякі розбіжності між ними фактично знаходяться у межах можливих похибок їх встановлення у сучасних технічних засобах регулювання.

Як і слід було очікувати, у системах з цифровими регуляторами зменшення T₀ веде до покращання інтегральних оцінок якості процесів і наближення їх до показників неперервних систем.

Цифрові системи при різних значеннях періоду дискретності за критерієм $I_{\text{к}\Sigma} = \min$ є дуже близькими, отже, зміна T_0 у досить широкому діапазоні (у цьому випадку на порядок) практично не впливає на якість регулювання.

Показники якості процесів регулювання (табл. 2), що отримані розрахунково, для систем з цифровими регуляторами є дещо гіршими, ніж у системах з неперервними регуляторами, але ця різниця настільки мала, що нею можна нехтувати. Це підтвердилося і в результаті моделювання (рис. 2, рис. 3).

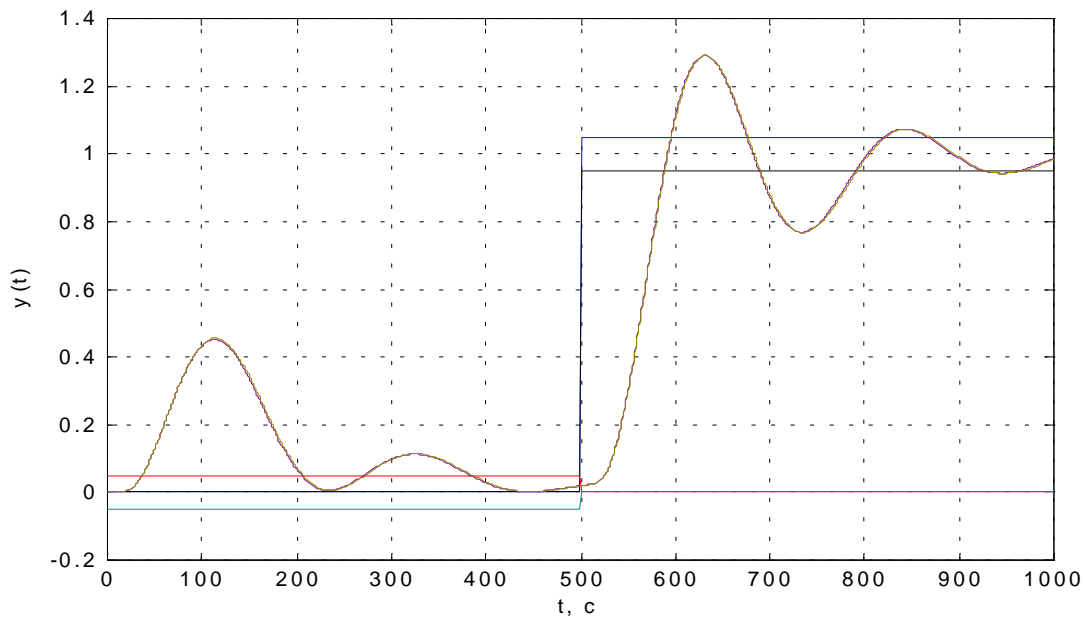


Рис. 2. Перехідні процеси в АСР з неперервним та цифровим ПІ-регуляторами (ПІн, ПІц) при компенсації збурення та відпрацюванні сигналу завдання ($m = 0.221$; $T_0 = 0.2\text{c}$; $T_0 = 1\text{c}$; $T_0 = 2\text{c}$)

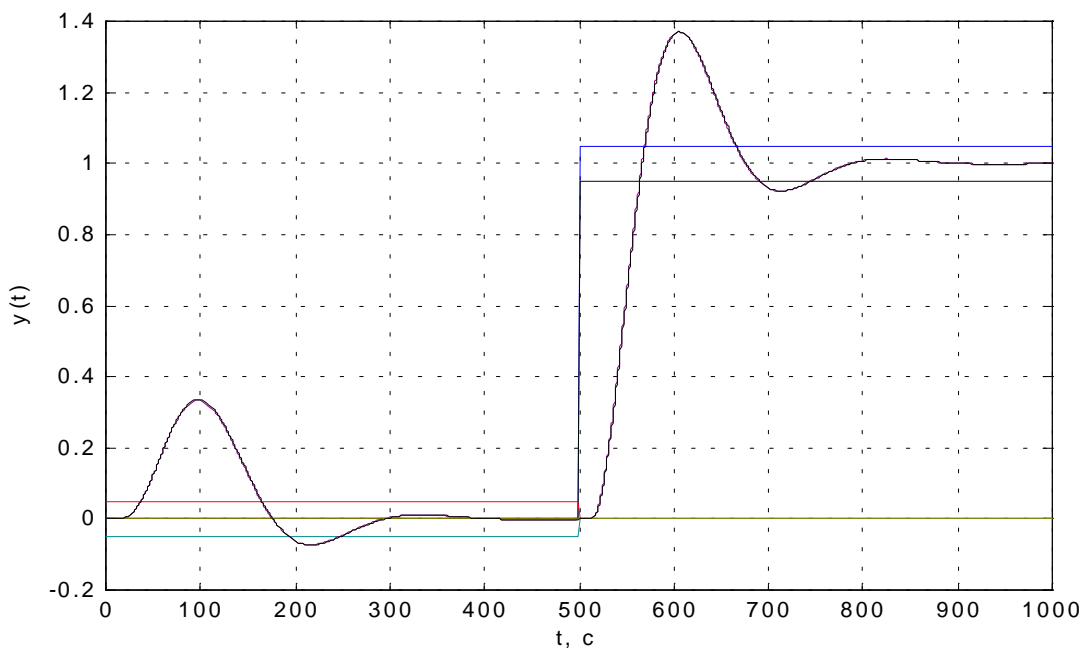


Рис. 3. Перехідні процеси в АСР з неперервним та цифровим ПІД-регуляторами (ПІДн, ПІДц) при компенсації збурення та відпрацюванні сигналу завдання ($m = 0.7$; $T_0 = 0.2\text{c}$; $T_0 = 1\text{c}$; $T_0 = 2\text{c}$)

Як видно з цих рисунків, перехідні процеси у системах з цифровими регуляторами при різних значеннях періоду дискретності фактично повністю збігаються з відповідними процесами у неперервних системах. Такий майже ідеальний збіг показників якості неперервних і цифрових систем у досить широкому діапазоні зміни T_0 пояснюється, насамперед, тим, що досліджувалися системи з цифровими регуляторами, КЧХ яких максимально наближені до КЧХ їх неперервних прототипів, а по-друге, визначенням оптимальних параметрів неперервних і цифрових регуляторів за однаковою методикою. В результаті цього значно розширюються можливості урахування інших факторів, що впливають на попередній вибір конкретного значення T_0 , тобто спрощується проблема параметричного синтезу цифрових АСР загалом.

Наведені вище результати досліджень цифрових АСР при заданих значеннях періоду дискретності та порівняння їх з неперервними системами дають можливість зробити узагальнюючі висновки:

– параметрична оптимізація АСР з неперервними, а також цифровими ПІ- та ПІД-регуляторами при заданому значенні T_0 може бути успішно здійснена за методом багатокритеріального оптимуму із застосуванням сучасних інформаційних технологій;

– у системах з цифровими ПІ - та ПІД-регуляторами у досить широкому діапазоні значень T_0 за умови оптимального вибору інших параметрів може бути забезпечена якість регулювання практично така сама, як і в неперервних системах.

1. Олссон Г., Пиани Д. *Цифровые системы автоматизации и управления.* – СПб. 2001.
2. Изерман Р. *Цифровые системы управления: Пер. с англ* – М., 1984.
3. Острем К., Виттенмарк Б. *Системы управления с ЭВМ.* – М., 1987.
4. *Микропроцессорные системы автоматического регулирования.* – М., 1991.
5. *Микропроцессорные системы автоматического управления / Под ред. В.А. Бесекерского.* – Л., 1988.
6. Ротач В.Я. *Теория автоматического управления теплоэнергетическими процессами.* – М., 1985.
7. Шавров А.В., Солдатов В.В. *Многокритериальное управление в условиях статистической неопределенности.* М. 1990.
8. Kovala I. *Multicriteria Parametric Optimization of Automatic Control Systems with a Digital PID-Algorithms, Materialy III Konferencji III MSKAE'99, Czestochowa-Poraj.* 1999. S. 291 – 292.
9. Ковела І.М. *Обґрунтування оптимальної структури цифрових ПІ-, ПД- та ПІД-алгоритмів // Вісник НУ "Львівська політехніка". Львів. 2001. № 433. С. 11 – 22.*

УДК 543.274

В.М. Друзюк

Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація"

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЄДНОСТІ ВИМІРЮВАНЬ ПРИ МОНІТОРИНГУ ЗА ДОВКІЛЛЯМ

© Друзюк В.М., 2002

Запропоновано методику контролю точності результатів кількісного хімічного аналізу.

The quantative chemical analysis precision checking way is discussed in this paper.

Сучасний стан довкілля свідчить про те, що екологічні проблеми зумовлені двома основними факторами: надмірним використанням природних ресурсів, які зни-