

Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. 2014. – № 57. – С. 128–142. 6. Грибунин В. Цифрова стеганографія / В. Грибунин, И. Оков, И. Туринцев, Р. Ковалев, В. Гловачев. – М.: Солон-Пресс, 2002. – 272 с. 7. Dey N. A novel approach of color image hiding using RGB color planes and DWT / Dey N., Roy A.B., Dey S. // *International journal of computer application*. – Vol. 36, No.5, 2011. – P. 19–24. 8. Elahian A. Improved robust DWT-watermarking in YCbCr color space / Elahian A., Khalili M., Shokouhi S.B. // *Global journal of computer application and technology*. – Vol. 1, No.3, 2011. – P. 300–304. 9. Cressie N. *Statistics for spatio-temporal data* / Cressie N., Wikle C. K. – John Wiley & Sons, 2011. – 531 p. 10. Прогонов Д., Куц С. Варіограмний аналіз стеганограм. – Матеріали III Міжнародної науково-технічної конференції “Захист інформації і безпека інформаційних систем”. – Львів: Українська академія друкарства, 2014. – С. 84–85.

УДК 621.3.084.875

В. Я. Пуйда, Н. Т. Мандзевич

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електронних обчислювальних машин

## РОЗРОБЛЕННЯ СТРУКТУРНОЇ МОДЕЛІ МІКРОПРОЦЕСОРНОГО ПІД-РЕГУЛЯТОРА

© Пуйда В. Я., Мандзевич Н. Т., 2014

**Розглянуто структурне моделювання цифрового мікропроцесорного регулятора температури, що використовує ПІД-алгоритм, за його аналоговим прототипом за допомогою програми сімейства Micro-Cap.**

**Ключові слова:** структурна модель, мікропроцесорний регулятора температури, ПІД-алгоритм, аналоговий прототип, система автоматичного регулювання (САР).

## DEVELOPMENT OF STRUCTURAL MODEL FOR MICROPROCESSOR PID-CONTROLLER

© Puyda V., Mandzevych N., 2014

**The possibility of structural modeling digital microprocessor temperature controller, using PID algorithm in its analog prototype using the family Micro-Cap.**

**Key words:** structural model, microprocessor temperature controller, PID-algorithm, the analogue prototype, system for automatic control (SAC).

### Вступ

Метод структурного моделювання має порівняно з методом моделювання за диференціальним рівнянням системи ту перевагу, що дає можливість вводити до складу моделі елементи реальної системи регулювання і легко підбирати параметри кожної ланки моделі, досягаючи бажаного закону регулювання. Крім того, такий метод дає чітке уявлення щодо відповідності параметрів досліджуваної системи та її моделі. Це створює певні зручності як при підборі параметрів самих елементів, так і корегувальних зв'язків. Оскільки параметри кожної ланки моделі однозначно пов'язані з параметрами відповідних ланок реальної системи через постійні масштаби, то результати, одержані при моделюванні, можуть бути пізніше перераховані в параметри ланок реальної системи, за яких досягають необхідного закону керування.

### Аналіз публікацій

ПІД-регулятори належать до найпоширенішого типу регуляторів різноманітних керуючих систем. Близько 90...95 % [1, 3] регуляторів, що експлуатуються сьогодні, використовують ПІД-алгоритм. Серед ПІД-регуляторів 64 % займають одноконтурні регулятори і 36 % – багатоконтурні.

### Постановка задачі на моделювання

Найзагальнішу функціональну схему системи автоматичного регулювання (САР) із зворотним зв'язком [1] показано на рис. 1.

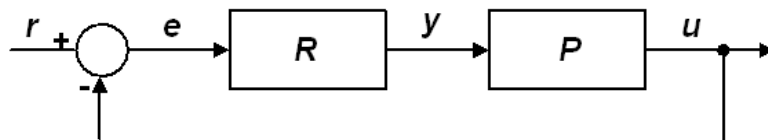


Рис. 1. Класична схема САР

Тут  $R$  – регулятор;  $P$  – об'єкт регулювання;  $r$  – керуюча дія (установка);  $e$  – сигнал розузгодження або похибки;  $y$  – вихідна величина регулятора;  $u$  – регульована величина.

Деталізуємо схему рис. 1, представивши регулятор  $R$  структурою ПІД-регулятора, а об'єкт регулювання  $P$  – послідовним з'єднанням функціональних перетворювачів ФП1 (напруга/температура) та ФП2 (температура/напруга) (рис. 2). Інформативним параметром САР є температура, величину якої порівнюють з встановленим значенням.

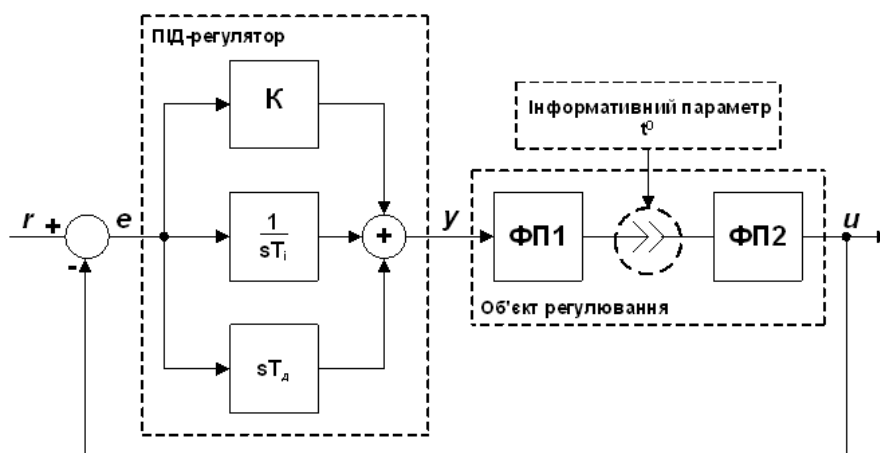


Рис. 2. Деталізована функціональна схема САР з ПІД-регулятором

Вихідну змінну у ПІД-регулятора описують виразом

$$y(t) = Ke(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (1)$$

де  $K$  – пропорційний коефіцієнт;  $T_i$ ,  $T_d$  – постійні інтегрування і диференціювання.

Передавальна функція ПІД-регулятора в операторній формі:

$$R(s) = K + \frac{1}{sT_i} + sT_d, \quad (2)$$

де  $s$  – оператор Лапласа.

Функціональні перетворювачі ФП1 та ФП2 у першому наближенні вважатимемо лінійними інерційними ланками першого порядку з передавальними функціями

$$K1(s) = 1/(1+\tau_1s), \quad K2(s) = 1/(1+\tau_2s), \quad (3)$$

де  $\tau_1$  і  $\tau_2$  – міра їх інерційності (постійні часу) кожного перетворювача.

З погляду перетворення сигналу функціональну схему рис. 2 можна подати еквівалентною структурною електричною схемою (рис. 3).

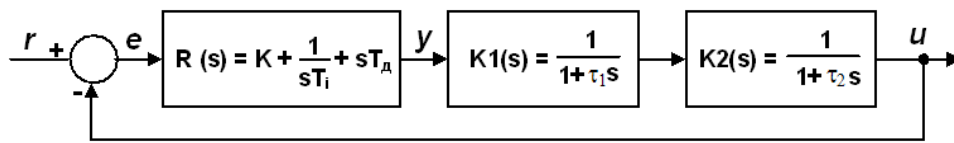


Рис. 3. Еквівалентна структурна електрична схема САР з ПІД-регулятором

Передавальна функція об'єкта регулювання як каскадне з'єднання чотириполюсників ФП1 та ФП2 матиме вигляд:

$$P(s) = K1(s) \cdot K2(s) = \frac{1}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (4)$$

Очевидно, що характер перехідного процесу або реакція системи на стрибок регулюючої напруги залежатиме від інерційності обох функціональних перетворювачів ФП1 та ФП2, тобто від постійних часу  $\tau_1$  і  $\tau_2$ .

За допомогою методів структурного моделювання досліджено реакцію замкненої системи САР з ПІД-регулятором за незмінної реакції перетворювача ФП1 ( $\tau_1 = \text{const}$ ), але для різних значень реакції ФП2 ( $\tau_2 = \text{var}$ ). У результаті досліджень слід встановити:

- оптимальне співвідношення між постійними часу  $\tau_1$  і  $\tau_2$ , що важливо щодо вибору параметрів ФП2 (датчика температури);
- оптимальні значення коефіцієнтів ПІД-регулятора: коефіцієнта пропорційного керування  $K$ , постійних інтегрування  $T_i$  та диференціювання  $T_d$ .

Критеріями оптимальності у цьому випадку вважатимемо:

- характер встановлення перехідного процесу;
- мінімальний час встановлення реакції системи  $t_b$ ;
- мінімальне значення величини похибки в усталеному режимі.

**Моделювання аналогового прототипу.** Розглянемо ПІД-регулятор для одновимірних об'єктів (з одним входом і одним виходом) для повільних (теплових) процесів, які найпоширеніші в САР температури. Моделюватимемо за умови  $\tau_2 < \tau_1$ , тобто перетворювач ФП2 менш інерційний порівняно з ФП1 (рис. 2), що також спостерігається в реальних системах.

Для створення структурної моделі САР з аналоговим ПІД-регулятором згідно з рис. 3 використаємо бібліотечні моделі компонентів МС9. Реакцію системи досліджуємо за дії на вході стрибка напруги прямокутної форми з тривалістю фронту та зрізу  $10^{-15}$  с (1 фемто-секунда), періодом 20 с та амплітудою 1 В від джерела V1 (рис. 4). Для моделювання ПІД-регулятора та інерційних елементів схеми використаємо лінійні керовані джерела, що задаються перетвореннями Лапласа. Так, для джерела типу LFVofV (джерело напруги, кероване напругою) як параметр задають формулу передавальної функції комплексної змінної  $s$ . Блок віднімання X1 та суматор X2 задають відповідними бібліотечними макромоделями. Структурну модель аналогового прототипа САР наведено на рис. 4.

Використовуючи дані [1], підбираємо параметри елементів моделі ПІД-регулятора (рис. 4) за умови забезпечення стійкості системи та мінімального значення величини похибки в усталеному режимі. У результаті експерименту встановлюємо такі значення коефіцієнтів моделі:

$$K = 10, K_i = 1/T_i = 10 \text{ 1/с}, K_d = T_d = 0,01 \text{ с.}$$

Сімейство перших чотирьох графіків (рис. 5) побудовано для таких співвідношень  $\tau_2/\tau_1 - 1; 0,5; 0,2; 0,1$ . Курсори показують час встановлення перехідного процесу з найменшою тривалістю ( $\tau_2/\tau_1 = 0,1$ )  $t_b = 278$  мс.

З графіків видно, що із зменшенням співвідношення  $\tau_2/\tau_1$  характер перехідного процесу змінюється – з коливального він стає аперіодичним, його амплітуда і тривалість зменшуються, а величина похибки в усталеному режимі дорівнює нулеві ( $\Delta = 0$ ).

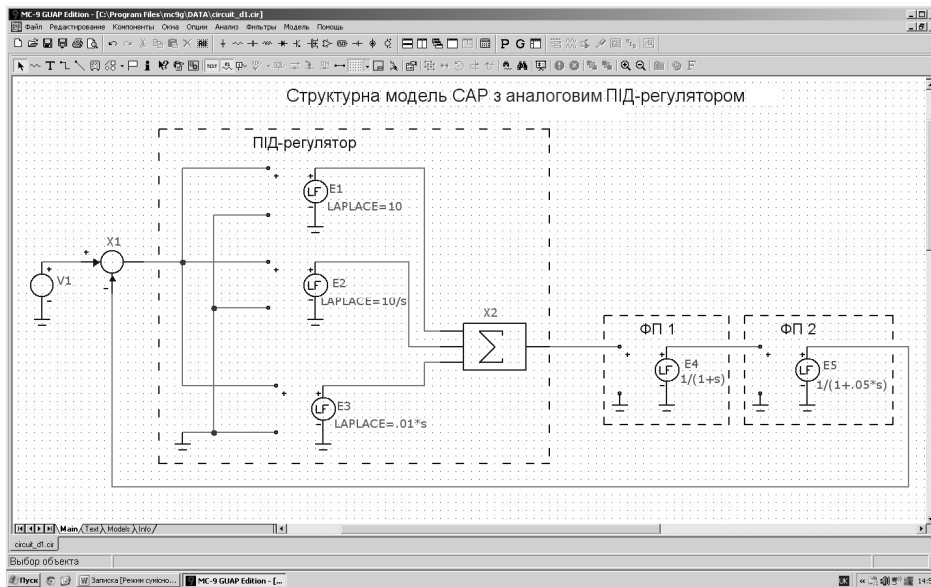


Рис. 4. Структурна модель САР з аналоговим ПІД-регулятором

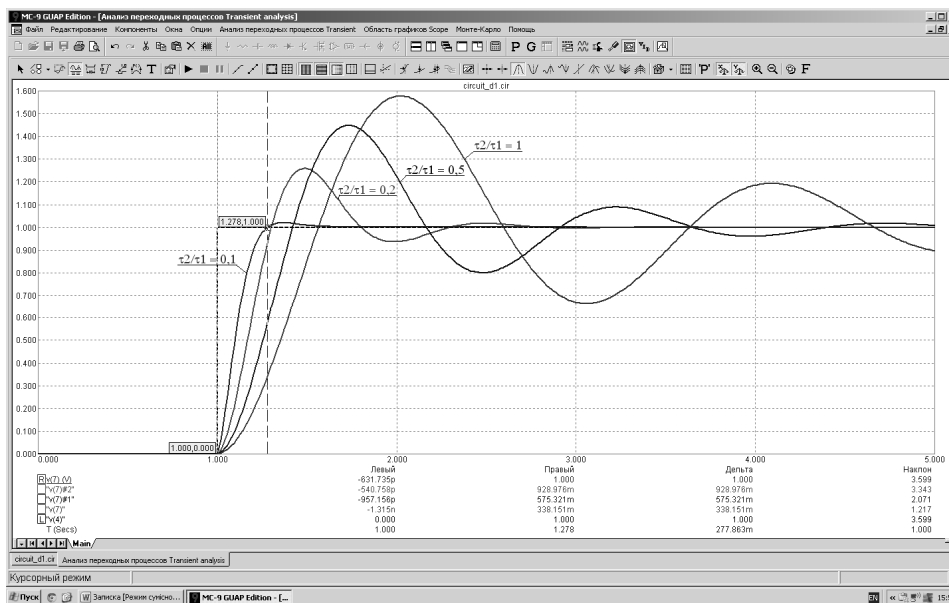


Рис. 5. Перехідний процес встановлення коливаний у структурній моделі (рис. 4) для співвідношень  $\tau_2/\tau_1 \leq 1$

Подальше зменшення співвідношення  $\tau_2/\tau_1$  (рис. 6) виявляє оптимальний режим ( $\tau_2/\tau_1 \approx 0,05$ ), за якого час встановлення мінімальний ( $t_b = 240$  мс), а амплітуда викиду не перевищує 4 %. Для забезпечення нульової похибки в усталеному режимі довелося відрегулювати диференціальну складову ( $T_d = 0,001$  с).

**Інтерпретація результатів моделювання.** Аналіз результатів моделювання полягає в тому, щоби зв'язати одержані теоретичні та фізичні параметри системи і встановити їх взаємозалежність. У нашому випадку це зв'язок між постійною часу функціонального перетворювача температура/напруга ФП2 на еквівалентній схемі і основним параметром реального датчика температури, яким є крутизна його вольт-градусної характеристики. Одним із простих компонентів, часто використовуваних для вимірювання температури, є термопара [2]. Оцінюємо необхідну крутизну характеристики термопар при вимірюванні температури в камері термоелектронагрівача.

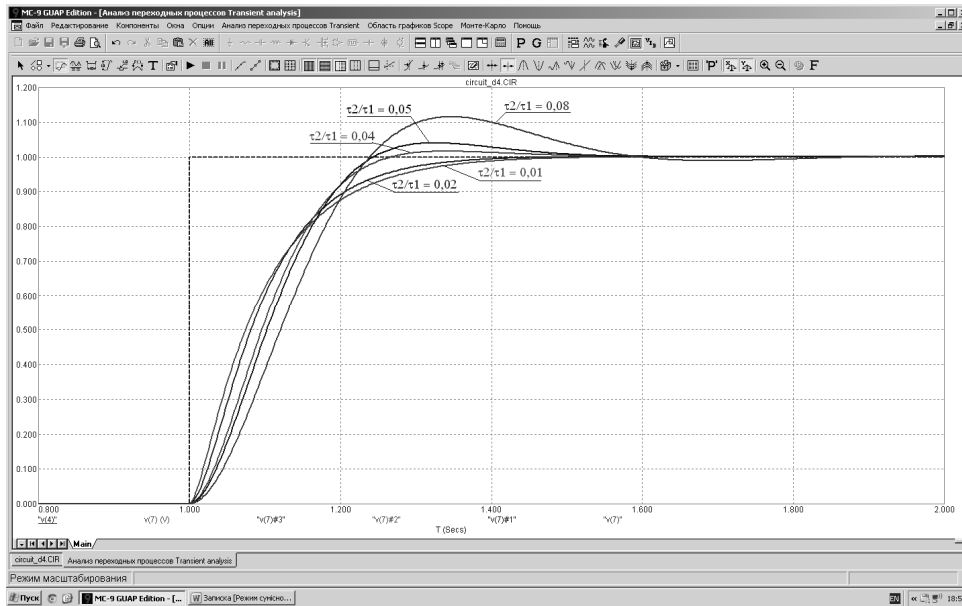


Рис. 6. Перехідний процес встановлення коливань у структурній моделі (рис. 4) для співвідношень  $\tau_2/\tau_1 < 0,1$

Оскільки датчик температури моделюється лінійним інерційним елементом першого порядку (3), то встановлення напруги на його виході матиме експоненційний характер

$$u(t) = U_0 [1 - \exp(-t/\tau_2)], \quad (5)$$

де  $U_0$  – опорна напруга порівняння (сигнал  $r$  на рис. 1).

Продиференціюємо (5) і перейдемо від неперервної до дискретної змінної. Для мінімізації похибки встановлення вихідної напруги приймемо  $t = 7 \tau_2$ . Тоді похибка встановлення не перевищуватиме 0,1 %.

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{U_0}{\tau_2} \exp(-t/\tau_2), \quad \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2}; \quad (6)$$

$$\Delta u = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2} \Delta t. \quad (7)$$

За лінійної вольт-градусної характеристики датчика

$$\Delta u = S_d \cdot \Delta^0 C, \quad (8)$$

де  $\Delta^0 C$  – градієнт температури.

Прирівняємо праві частини (7) і (8)

$$\frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2} \Delta t = S_d \cdot \Delta^0 C. \quad (9)$$

Тому

$$\tau_2 = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{S_d} \frac{\Delta t}{\Delta^0 C}. \quad (10)$$

Вираз  $\Delta^0 C/\Delta t$  в (10) – це швидкість зміни інформативного параметра, тобто температури. Позначивши  $V_{\Delta C} = \Delta^0 C/\Delta t$ , одержимо

$$\tau_2 = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{S_d \cdot V_{\Delta C}}. \quad (11)$$

Аналіз (11) показує: що швидше змінюється інформативний параметр, то меншою має бути інерційність (постійна часу) перетворювача ФП2, яка обернено залежить від фізичного параметра, а саме крутизни вольт-градусної характеристики  $S_d$  цього перетворювача.

Використовуючи (11), можна оцінити значення  $S_d$  у системах такого класу

$$S_d = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2 \cdot V_{\Delta C}}. \quad (12)$$

Для оптимального співвідношення  $\tau_2/\tau_1 \approx 0,05$  і  $\tau_1 = 10$  с обчислимо крутизну  $S_D$  для типових значень  $U_0 = 10$  мВ,  $V_{\Delta C} = (20 - 30)^0 \text{C/хв}$ , що становить  $(0,33 - 0,5)^0 \text{C/с}$ :

$$S_{D\text{MAX}} = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2 \cdot V_{\Delta C\text{min}}} = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 0,33} = 55,15 \cdot 10^{-6} \frac{\text{В}}{^0\text{C}} = 55,15 \frac{\text{мкВ}}{^0\text{C}}$$

$$S_{D\text{MIN}} = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} U_0}{\tau_2 \cdot V_{\Delta C\text{max}}} = \frac{0,91 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 0,5} = 36,4 \cdot 10^{-6} \frac{\text{В}}{^0\text{C}} = 36,4 \frac{\text{мкВ}}{^0\text{C}}$$

Такі значення крутизни характерні для більшості відомих термопар типів J, K, T, E при  $t = 0^0 \text{C}$ . Наприклад, для термопарі J-типу залізо–константан  $S_D = 50,37$  мкВ/ $^0\text{C}$  [2].

**Моделювання цифрового ПІД-регулятора.** Проведені аналіз та структурне моделювання описують аналогову САР із безперервним регулюючим пристроєм, передавальна функція якого описується виразом (2). Якщо ПІД-регулятор реалізується на мікроконтролері програмно, то через наявність у системі квантування за рівнем і часом він є цифровим регулятором. У зв'язку із тим, що в нашому випадку постійна часу об'єкта регулювання велика, труднощів у реалізації ПІД-регулятора у цифровому вигляді на мікроконтролері не повинно виникати. Крім простоти апаратної реалізації, ця схема має ще одну суттєву перевагу – легкість зміни коефіцієнтів регулятора завдяки програмному керуванню.

При синтезі цифрового ПІД-регулятора за безперервним прототипом слід вибирати характеристики цифрового елемента так, щоби динамічні властивості цифрової схеми і безперервної системи-прототипу практично збігалися.

Дискретну передавальну функцію цифрового ПІД-регулятора можна знайти з передавальної функції безперервного регулятора (2) із застосуванням методу **z**-перетворення. Формальним способом такого переходу є підстановка в передавальну функцію безперервного прототипу (2) замість операторів неперервного інтегрування операторів дискретного інтегрування за методом трапецій, що є найточнішим наближенням до ідеального інтегратора, тобто:

$$D(z) = R \left\{ \frac{2(z-1)}{T_0(z+1)} \right\}, \quad (13)$$

де  $T_0$  – період квантування.

Проте алгоритм цифрового диференціювання, найдоцільніший з погляду мікропроцесорної реалізації, полягає в заміні:

$$s = \frac{1}{T_0} \frac{(z-1)}{z}.$$

Тоді дискретна передавальна функція ПІД-регулятора матиме вигляд

$$D(z) = K + \frac{T_0}{2T_i} \frac{(z+1)}{(z-1)} + \frac{T_d}{T_0} \frac{(z-1)}{z}. \quad (14)$$

При виборі періоду дискретизації (квантування) слід знаходити компромісне рішення, враховуючи такі взаємно протилежні вимоги. Надмірне зменшення величини  $T_0$  за певної швидкодії обчислювача обмежує допустиму складність алгоритму обчислень, що здійснюються в реальному масштабі часу і на кожному такті повинні бути виконані за час, не більший за  $T_0$ . Але надмірне збільшення значення  $T_0$  приводить до збільшення інформаційних втрат під час квантування неперервного сигналу і у результаті погіршує якість регулювання.

Якщо критерієм вибору  $T_0$  є відносна величина середнього квадрата похибки від завади, то реальним буде співвідношення [3]

$$T_0 \leq \tau_{\text{min}} \sqrt{12\varepsilon}, \quad (15)$$

де  $\tau_{\text{min}}$  – найменша постійна часу САР (постійна часу функціонального перетворювача ФП2),  $\varepsilon$  – відносна величина середнього квадрата похибки.

Для  $\tau_2 = 0,5$  с та  $\varepsilon = 0,01$  одержимо

$$T_0 \leq 0,5 \cdot \sqrt{12 \cdot 0,01} = 0,17 \text{с}$$

Прийемо  $T_0 = 0,1c$ . Тоді, використовуючи експериментальні дані п. 2, одержимо рівняння передавальної характеристики цифрового ПІД-регулятора для структурного моделювання в середовищі МС9:

$$D(z) = 10 + \frac{0,1}{2 \cdot 0,1} \cdot \frac{(z+1)}{(z-1)} + \frac{0,001}{0,1} \cdot \frac{(z-1)}{z} =$$

$$= 10 + 0,5 \frac{(z+1)}{(z-1)} + 0,01 \frac{(z-1)}{z} \quad (16)$$

На основі рівняння (16.) створюємо структурну модель САР з цифровим ПІД-регулятором (рис. 7).

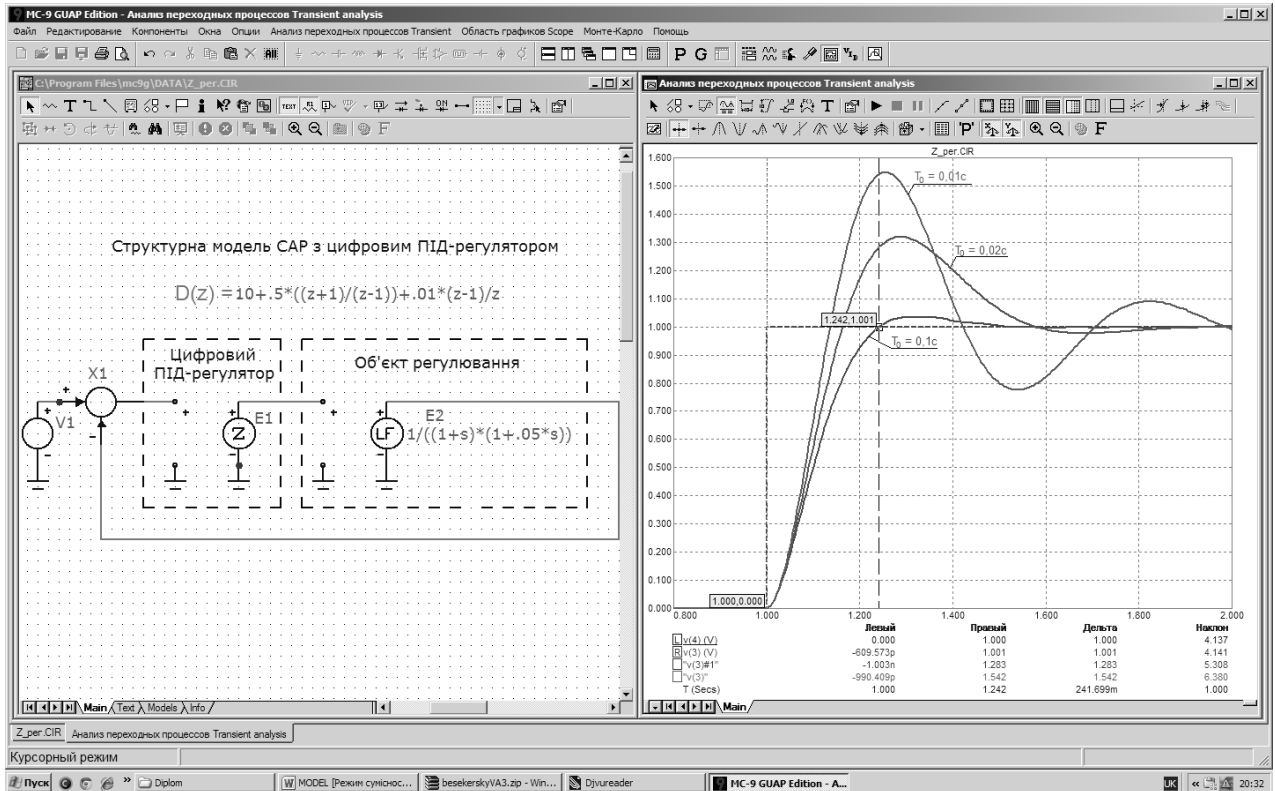


Рис. 7. Схема і результати моделювання цифрового ПІД-регулятора при різних значеннях періоду дискретизації

З графіків видно, що при  $T_0 = 0,1c$  ( $f_0 = 10$  Гц) перехідний процес встановлення регулюючої напруги збігається з оптимальним для безперервного прототипа (рис. 6). Із зменшенням періоду дискретизації система стає нестійкою – перехідний процес має осциляторний характер.

При квантуванні з малою тривалістю такту диференціальне рівняння ПІД-регулятора (1) можна перетворити на різницеве за допомогою дискретизації, що полягає в заміні похідної різницею першого порядку, а інтеграла – відповідною інтерполяційною формулою (за методом прямокутників, трапецій).

Для програмної реалізації у мікропроцесорній системі придатніші рекурентні алгоритми, в яких поточне значення керуючої змінної обчислюється через попереднє значення та поправковий член.

Щоб знайти цей алгоритм, перетворимо вираз дискретної передавальної функції (14), яка є відношенням вихідної величини регулятора  $y(z)$  на сигнал похибки  $e(z)$ :

$$D(z) = \frac{y(z)}{e(z)} = K + \frac{T_0}{2T_i} \frac{(z+1)}{(z-1)} + \frac{T_d}{T_0} \frac{(z-1)}{z} = \frac{K(z^2 - z) + K_1 z(z+1) + K_2 (z-1)^2}{z(z-1)},$$

де  $K_1 = T_0/2T_i$ ;  $K_2 = T_d/T_0$ .

Після нескладних перетворень одержимо вираз передавальної функції цифрового ПІД-регулятора

$$D(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}}, \quad (17)$$

де  $q_0 = K + K_1 + K_2 = K + T_0/2T_i + T_d/T_0$ ;  $q_1 = -(K - K_1 + 2K_2) = -(K - T_0/2T_i + 2 T_d/T_0)$ ;  $q_2 = K_2 = T_d/T_0$ .

За виразом (17) легко скласти рівняння, що визначає алгоритм перетворення вхідної імпульсної послідовності ПІД-регулятора на вихідну, тобто динаміку дискретного закону управління

$$y[n] = y[n-1] + q_0 e[n] + q_1 e[n-1] + q_2 e[n-2]. \quad (18)$$

Поправковий член у (18) дорівнює

$$\Delta y[n] = y[n] - y[n-1] = q_0 e[n] + q_1 e[n-1] + q_2 e[n-2].$$

Структурну схему цифрового ПІД-алгоритму наведено на рис. 8, де через  $z^{-1}$  позначено блок затримки сигналу на один період дискретизації.

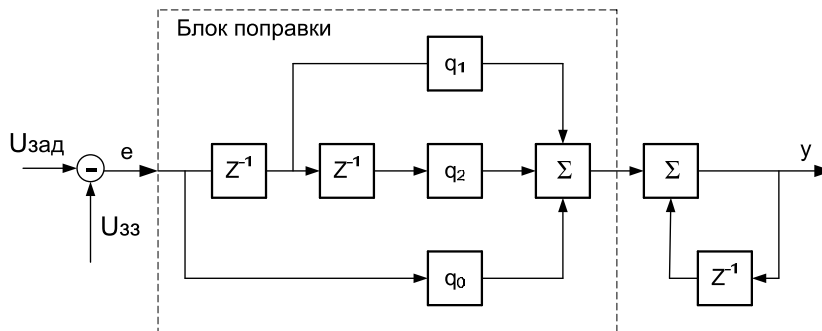


Рис. 8. Програмна блок-схема ПІД-алгоритму

Реалізація таких алгоритмів на базі мікропроцесорів не є складною, оскільки в цьому випадку для обчислення значень  $y[n]$  необхідно знати попередні значення керівної функції  $e[n]$ , що формуються в блоці поправки і зберігаються в ОЗП мікроконтролера. У результаті отримуємо швидкісний алгоритм управління, повністю еквівалентний вихідному.

### Висновки

Результати комп'ютерного моделювання САР на базі ПІД-регулятора дають можливість встановити взаємовплив елементів моделей на характер перехідних процесів у системі, що дає змогу оптимізувати їх під час проектування та практичної реалізації як неперервної, так і цифрової системи. У результаті моделювання аналогового прототипу системи встановлено такі значення коефіцієнтів моделі:

$$K = 10, K_1 = 1/T_i = 10 \text{ 1/с}, K_d = T_d = 0,01 \text{ с.}$$

Знайдено оптимальний режим ( $\tau_2/\tau_1 \approx 0,05$ ), за якого час встановлення перехідного процесу системи мінімальний ( $t_b = 240 \text{ мс}$ ), а амплітуда викиду не перевищує 4 %. Враховуючи знайдене оптимальне співвідношення постійних часу  $\tau_2/\tau_1 \approx 0,05$ , обчислено типове значення крутизни вольтоградусної характеристики давача температури САР.

Моделювання цифрового ПІД-регулятора показало, що при інтервалі дискретизації  $T_0 = 0,1 \text{ с}$  ( $f_0 = 10 \text{ Гц}$ ) і вибраних параметрах моделі перехідний процес встановлення регулюючої напруги збігається з оптимальним для безперервного прототипу. Із зменшенням періоду дискретизації система стає нестійкою – перехідний процес має осциляторний характер.

За результатами моделювання одержано рівняння, що визначає алгоритм функціонування ПІД-регулятора, який може бути реалізований на базі сучасних мікропроцесорів.

1. Eamon Neary. Analog-to-digital system with PID control based on a microcontroller. Analog Dialogue 38-1 – January 2004. [Електронний ресурс] / – Режим доступу: <http://www.analog.com/analogdialogue>. 2. Hugo Cheung. Using the MSC121x as a High-Precision Intelligent Temperature Sensor. Texas Instruments [Електронний ресурс] // Application Report: [сайт] / SBAA100 –



July 2003.– Режим доступу: <http://www.ti.com>. – Загол. з екрану. 3. Russell Anderson, Thomas Kugelstadt. Thermocouple Measurements with  $\Delta\Sigma$  ADCs. Texas Instruments [Електронний ресурс] // Application Report: [сайт] / SBAA134 – June 2005.– Режим доступу: <http://www.ti.com>. – Загол. з екрану

УДК 004.9

А. М. Сало, О. І. Кравець

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електронних обчислювальних машин

## АРХІТЕКТУРА ВЕНДІНГОВОГО АВТОМАТУ

© Сало А. М., Кравець О. І., 2014

Розглянуто архітектуру та алгоритми роботи вендингового автомату. Надано критерії вибору мікроконтролера для реалізації торгових автоматів. Проаналізовано апаратні інтерфейси, які використовуються у вендингових технологіях. Розглянуто переваги реалізації алгоритмів AES та CRC на базі апаратних прискорювачів.

**Ключові слова:** вендинг, вендинговий автомат, архітектура вендингового автомату, мікроконтролер, протокол обміну, апаратний прискорювач, AES, CRC, інтерфейс.

## VENDING MACHINE ARCHITECTURE

© Salo A., Kravets O., 2014

The article considers architecture and algorithms of vending machines. Given of criteria to choosing a microcontroller for creating vending machine. Analyzes hardware interfaces used in vending technology. Shows advantages of using of AES and CRC hardware accelerators.

**Key words:** vending, vending machine, vending machine architecture, microcontroller, protocol, hardware accelerator, AES, CRC, interface.

### Вступ

Історія вендингових автоматів налічує 2 тисячі років. Перший опис автомату з продажу “священної” води можна знайти у Герона Александрійського, у виданні “Пневматика”, датованим I ст. н.е. Впродовж століть, з розвитком механіки, а згодом й електроніки, людство не припиняло удосконалювати і урізноманітнювати торговельні термінали. Це пояснюється звичайною економією – термінал не потребує платні як людина-продавець. Крім того, термінал може працювати цілодобово, що сприяє збільшенню продажів. Сьогодні розвиток вендингових терміналів набув небачених масштабів. Найрозвиненішими країнами в галузі використання вендингових автоматів є Японія, США, Німеччина, Англія, Франція [1–3]. В Японії один термінал припадає в середньому на 180–190 людей [4].

### Постановка задачі

Отже, бачимо потребу в обґрунтованому виборі надійного та економічного рішення для швидкого проектування вендингового автомату. Оскільки кінцевий продукт знаходиться у надзвичайно динамічному ринку, вибір рішення повинен ґрунтуватися на вимогах масштабованості та гнучкості застосування без істотної модифікації обраної платформи [10]. Основою будь-якого торгового автомату є плата управління, яку можна будувати, використовуючи такі елементи:

- жорстка логіка;
- універсальні процесори;
- ПЛІС;
- мікроконтролери.