

Т.А.Щесюк

## СТРУКТУРНА СХЕМА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ДРУКАРСЬКОЇ МАШИНИ ТА АНАЛІЗ ЇЇ ТОЧНОСТІ

Сучасне поліграфічне обладнання вимагає підвищення рівня автоматизації. Для створення швидкодіючих, високоточних і надійних систем автоматичного керування можна використовувати мікропроцесори, мікро-ЕОМ, елементи та пристрої цифрової техніки. Крім забезпечення швидкодії при стрибкоподібних впливах на вході, дана система повинна забезпечувати високу якість керування (яка визначається величиною розузгодження) при довільних вхідних впливах. Вхідний вплив  $u(t)$  — це напруга, що надходить із датчиків, закріплених на механізмах друкарської машини.

Системи керування з цифровими регуляторами працюють при довільних вхідних впливах, для яких необхідно забезпечувати задану кількість систем керування. Переважно якість системи визначають похибкою слідкування  $\Theta(t) = u(t) - x(t)$ , тобто різницею між заданим впливом і вихідною координатою [1,3].

Оптимальна за критерієм мінімуму часу перехідного процесу система (рис.1,а) при подачі вхідних типових впливів (ступінчастої, лінійно-змінної або лінійно-квадратичної функції) виявляється далеко неоптимальною за іншими критеріями і не задовольняє достатньої якості керування. Однак, використовуючи комбіновані методи

побудови структурних схем, можна забезпечити для систем керування високу якість при довільних вхідних впливах [2].

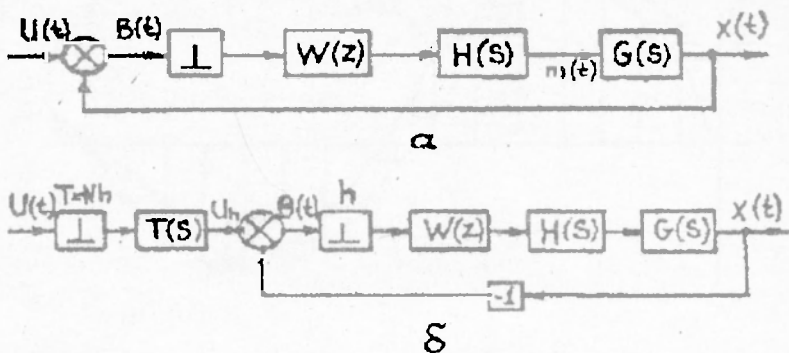


Рис.1. Системи керування з цифровими регуляторами:  
а — існуюча; б — запропонована.

Вхідний вплив  $u(t)$  — це електрична напруга. Ввімкнемо на вхід системи додатковий миттєвий імпульсний елемент (миттєвий ключ) з періодом закорочення  $T = Nh$  і фіксатор нульового порядку, який перетворює миттєві імпульси в послідовність прямокутних імпульсів тривалістю  $T$ . Для отримання більш точних результатів керування запропонована структурна схема (рис.1,б). Слід зауважити, що вихідний сигнал фіксатора нульового порядку, ввімкненого на вході системи, є ступінчастою апроксимацією неперервного сигналу. Збільшення частоти квантування призводить до підвищення точності апроксимації. Суттєвою умовою правильної роботи цієї системи є синхронне і синфазне закорочення миттєвого ключа з періодом  $T$  відносно ключа з періодом  $h$  в замкненому контурі системи, що забезпечується пристроєм синхронізації.

Розглянемо часові процеси при обробці системою довільного вхідного впливу  $u(t)$  (рис.2). Вхідний сигнал  $u(t)$  квантується по часі ідеальним квантуванням (миттєвого ключа), яке закорочується і розкорочується миттєво через кожні  $T$  секунд. На виході такого квантування утворюються миттєві імпульси ( $\delta$ -функції), площі яких  $u_n^*$  рівні вхідному сигналові у відповідні моменти часу

$$u_n^* = u(t) \text{ при } t = nT, n = 0, 1, 2, \dots$$

Фіксатор нульового порядку перетворює послідовність миттєвих імпульсів у послідовність прямокутних імпульсів тривалістю  $T$ , амплітуди яких  $u_n$  рівні вхідному сигналові у відповідні моменти часу

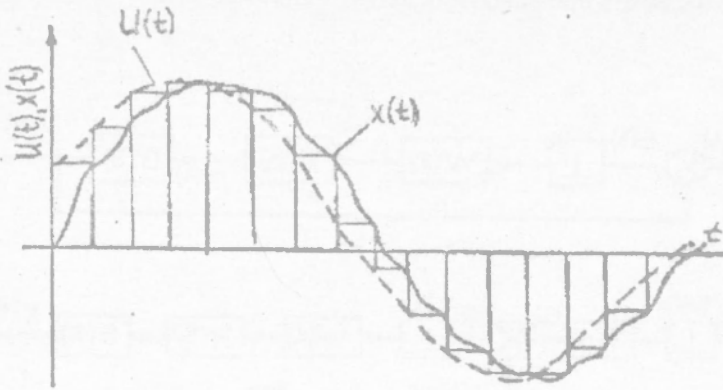


Рис. 2. Часові процеси при обробці системою вхідного впливу.

$$u_n = u(t) \text{ при } t = nT, n=0,1,2,\dots$$

Система (рис. 1, б) відпрацьовує послідовність замкнених між собою імпульсів тривалістю  $T$  амплітудою  $u_n = u(nT)$  наступним чином. У проміжку часу  $0 < t < T$  система відпрацьовує ступінчастий вплив величиною  $u(0)$ , і в момент  $t = T$  на її виході встановлюється величина  $x(T) = u(0)$ ; у проміжку часу  $T < t < 2T$  — ступінчастий вплив величиною  $\Theta(T) = u(t) - x(t) = u(T) - u(0)$ , і в момент  $t = 2T$  на її виході встановлюється величина  $x(2T) = u(T)$ ; у проміжку часу  $2T < t < 3T$  — ступінчастий вплив величиною  $\Theta(2T) = u(2T) - x(2T) = u(2T) - u(T)$ , і в момент  $t = 3T$  на її виході встановлюється величина  $x(3T) = u(2T)$  і т.д. У проміжку часу  $nT < t \leq (n+1)T$  система відпрацьовує ступінчастий вплив величиною  $\Theta(nT) = u(nT) - x(nT) = u(nT) - u[(n-1)T]$ , і в момент  $t = (n+1)T$  на її виході встановлюється величина  $x[(n+1)T] = u(nT)$ .

Якщо заданий вплив  $u(t)$  є гармонічним  $u(t) = u_{\max} \sin \omega_{Bx} t$ , то максимальна похибка при обробці системи заданого впливу

$$\Theta_{\max} = u_{\max} \sin \omega_{Bx} T \approx U_{\max} \omega_{Bx} T.$$

Амплітуда  $U_{\max}$ , частота  $\omega_{Bx} = 2\pi f_{Bx}$  заданого впливу, а також максимальна похибка  $\Theta_{\max}$  є заданими. Враховуючи, що  $T = Nh$ , де  $N$  — порядок лінійного диференціального рівняння об'єкта керування, знаходимо умову, з котрої можна визначити крок квантування  $h$ ,

з яким працює оптимальний для ступінчастих впливів цифровий регулятор:

$$h \leq \frac{\Theta_{\max}}{U_{\max}} \cdot \frac{1}{\omega_{Bx} N} \quad (1)$$

При довільному заданому впливі  $u(t)$ , який змінюється з швидкістю  $\omega_{\max}$  і прискоренням  $\epsilon_{\max}$ , для визначення похибки  $\Theta_{\max}$  зручно розглядати еквівалентний гармонічний вплив  $U_s(t) = U_{\max} \sin \omega_{Bx} \cdot t$  з максимально заданими швидкістю та прискоренням [2]:

$$\omega_s = \omega_{Bx} \omega_{\max}; \quad \epsilon_s = U_{\max} \omega_{Bx}^2 = \epsilon_{\max}$$

З двох останніх рівнянь знайдемо параметри еквівалентного гармонічного впливу

$$\omega_{Bx} = \frac{\epsilon_{\max}}{\omega_{\max}}; \quad U_{\max} = \frac{\omega_{\max}^2}{\epsilon_{\max}}$$

Визначимо максимальну похибку при відпрацюванні еквівалентного гармонічного впливу

$$\Theta_{\max} = U_{\max} \sin \omega_{Bx} T \approx U_{\max} \omega_{Bx} T$$

Звідки

$$h \leq \frac{\Theta_{\max}}{U_{\max}} \frac{1}{\omega_{\max} N} \quad (2)$$

Визначаючи з умови (1) або (2) крок квантування  $h$ , з яким працює в системі оптимальний для ступінчастих впливів цифровий регулятор, знаходимо максимальну динамічну похибку в системі при обробці відповідного заданого впливу.

Намагання зменшити максимальну динамічну похибку  $\Theta_{\max}$  приводить до необхідності зменшення кроку квантування  $h$ , збільшення загального коефіцієнта розімкненого контура системи  $K_0 a$  і внаслідок до насичення підсилювального тракту. Система переходить у нелінійний режим. Можна знайти мінімальний крок квантування  $h$ , при якому система ще буде працювати в лінійному режимі, котрий є більш керованим. Мініальному кроку квантування  $h$  відповідає похибка

$$(\Theta_{\max})_{\min} = U_{\max} \omega_{Bx} N h_{\min}$$

Таким чином, запропонована структурна схема системи керування забезпечує оптимальні на кожному інтервалі управління перехідні процеси та необхідну якість його при довільних впливах, дає

можливість з достатньою точністю обробляти й аналізувати похибку сигналів, що надходять з датчиків, закріплених на механізмах друкарської машини.

Для підвищення якості та інтенсифікації друкарського процесу слід використовувати засоби обчислювальної техніки, розробляти нові, орієнтовані на ЕОМ, методи й алгоритми, призначені для моделювання і автоматизації сучасних систем автоматичного керування [5].

1. Антонью А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование: Пер. с англ. М., 1983.
2. Бесекерский В.А., Изранцев В.В. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. М., 1987.
3. Гостев В.И. Определение оптимальных управляющих воздействий на линейные объекты регулирования в системах управления с цифровыми регуляторами // Автоматика. 1987. №3. С. 56-61.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. М., 1978.
5. Шерстнева Л.А., Никитин В.Г. Микропроцессоры и микро-ЭВМ. Казань, 1985.

Стаття надійшла до редакції 12. 01.94.