

устаткування відомих виробників, тому часто користуються менш якісними дешевшими аналогами виробництва азійських країн.

Висновки

В статті розглянуто основні способи встановлення металевої фурнітури у виробі легкої промисловості, технологічне оснащення та види обладнання, які при цьому використовуються. На основі проведеного аналітичного огляду встановлено, що для забезпечення розвитку легкої промисловості в Україні актуальним є питання розробки та виробництва вітчизняного високопродуктивного устаткування для встановлення металевої фурнітури, яке дасть змогу покращити умови праці та якість виконання технологічної операції, провести переоснащення застарілого обладнання підприємств і зменшити таким чином енерговитрати, підвищити якість і конкурентоспроможність продукції галузі на зовнішньому та внутрішньому ринках.

ЛІТЕРАТУРА

1. А.с. 1391583 СССР МКИ А 41 Н 37/04. Способ крепления блочки на деталях изделий/ П.С.Бирилов, Н.Д.Стрельников (СССР).– № 4083420/28 - 12; Заявл. 23.04.86; Опубл. 30.04.88, Бюл. №16.
2. 2 Белич Г.В. В парусах рекламы / Белич Г.В. // Вывески, Реклама, Outdoor. – 2007. – №3.
3. Проектирование и расчет машин обувных и швейных производств / Под.ред. А.И.Комиссарова. – М.:Машиностроение, 1970. – 315 с.
4. Поліщук О.С. Перспективи застосування імпульсного лінійного електромагнітного приводу в пресовому обладнанні для встановлення металевої фурнітури при виготовленні виробів легкої промисловості / Поліщук О.С., Прибега Д.В., Чумакова С.В. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2009. – №5. – С. 11-14.

Надійшла 14.07.2010

УДК 621.317.39

ПІДВИЩЕННЯ ДОСТОВІРНОСТІ ТЕХНОЛОГІЧНОГО КОНТРОЛЮ МЕТОДОМ ПЕРІОДИЧНОГО ПОРІВНЯННЯ

Ю.О. СКРИПНИК, К.Л. ШЕВЧЕНКО

Київський національний університет технологій та дизайну

В статті розглянуті методи підвищення достовірності технологічного контролю шляхом використання методу періодичного порівняння. Запропоновані структурні реалізації розроблених засобів контролю, обґрунтовані шляхи мінімізації та усунення адитивних та мультиплікативних похибок

Точність автоматичного регулювання параметрів технологічних процесів значною мірою визначається достовірністю контролю цих параметрів. При технологічному контролі оцінюється відповідність поточних значень параметрів технологічного процесу заданому регламенту, який встановлює допустимі відхилення регульованих параметрів від їх номінальних значень. В процесі перетворення технологічних параметрів (ТП) в електричні сигнали, зручні для порівняння з уставками, неминуче виникають похибки, які за характером виникнення є систематичними і випадковими.

Об'єкти та методи досліджень

Виходячи з нормативних документів і цільового призначення технологічного процесу задається допустиме відхилення ТП у вигляді граничних значень

$$X_n < X < X_b, \quad (1)$$

де X - поточне значення ТП; X_n - нижнє значення ТП; X_b - верхнє значення ТП.

Через похибки виміру ТП у формуванні регулюючих дій на хід технологічного процесу виникають помилки першого і другого роду. При помилках першого роду формується помилкова регулююча дія, коли поточне значення ТП задовольняє нерівності (1). Помилки другого роду приводять до того, що регулююча дія відсутня при виході ТП за межі допуску. Вірогідність формування помилкових регулюючих дій представляється як

$$P_{\text{ош}} = P_x - P_n, \quad (2)$$

де P_x - вірогідність того, що ТП вийшов за межі допуску і формується помилкова регулююча дія; P_n - вірогідність того, що ТП вийшов за межі допуску, а регулююча дія відсутня.

Достовірність технологічного контролю оцінюється виразом [1]

$$D = 1 - P_{\text{ош}} = 1 - P_x + P_n. \quad (3)$$

Найбільшою мірою достовірність технологічного контролю знижує прогресуюча складова систематичної похибки, яка має дрейфовий характер і не може бути виключена попереднім калібруванням вимірювального каналу 1 системи автоматичного регулювання (рис. 1, а). Вимірювальні перетворювачі 2, 3, 4 і 5, які утворюють канал, схильні до як зовнішніх, так і до внутрішніх дестабілізуючих впливів. Так, зміна температури, вологості, тиску довкілля неминуче змінює номінальні параметри вимірювальних перетворювачів, особливо первинних перетворювачів – сенсорів ТП. В результаті вихідний сигнал вимірювального каналу [2]

$$y = S(1 + \gamma)(x + \Delta x), \quad (4)$$

де S - номінальна крутість перетворення каналу; γ - сумарна відносна мультиплікативна похибка перетворення; Δx - сумарна абсолютна адитивна похибка, приведена до входу вимірювального каналу.

В результаті порівняння вихідного сигналу вимірювального каналу y з уставкою y_0 в схемі порівняння 6 виникає похибка у формуванні регулюючої дії Z на регулятор 9. При цьому випадкові похибки в каналі 1, що швидко змінюються і носять флуктуаційний характер, значною мірою придушуються фільтром 8 нижніх частот. Прогресуючі похибки, що змінюються повільно, не усереднюються і збільшують помилки першого і другого роду на межах допусків регулювання.

Постановка завдання

Зменшити вплив зовнішніх чинників на перетворювальну характеристику вимірювального каналу 1 можна переходом на двоканальну схему (рис. 1,б), в якому уставка задається зразковою фізичною величиною x_0 (нормою), однорідною з контрольованим параметром x . Оскільки зовнішні впливи в однаковій мірі змінюють параметри перетворювальних ланок в обох каналах, їх вплив на результат порівняння в схемі 1,б виключається.

Проте, виконати двоканальну схему на повністю ідентичних елементах (2 і 2", 3 і 3" і так далі) практично неможливо через впливи внутрішніх дестабілізуючих чинників, випадкових за природою виникнення (процеси старіння і зносу, шуми, флуктуації коефіцієнтів перетворення, нестабільність джерел живлення та ін.).

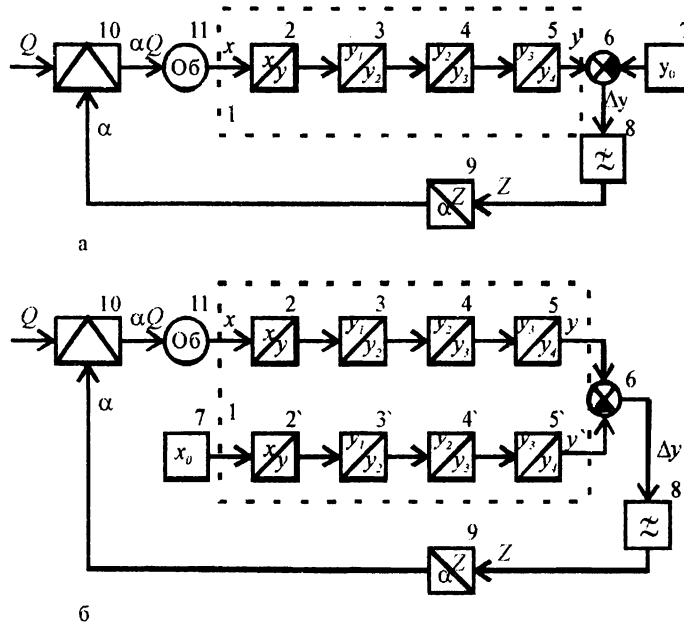


Рис. 1. Схема технологічного контролю з одночасним одноканальним (а) і двоканальним (б) порівнянням регульованого параметра з уставкою: 1 – вимірювальний канал, 2 – сенсор, 3 – масштабний перетворювач, 4 – функціональний перетворювач, 5 – нормуючий перетворювач, 6 – схема порівняння, 7 – задатчик уставки, 8 – фільтр нижніх частот, 9 – регулювальник, 10 – виконавчий пристрій, 11 – об’єкт регулювання

Різницевий сигнал Δy на вході фільтру 8 є інформативною постійною складовою різниці напруг або струмів $x - x_0$ на тлі дрейфу нуля (адитивної похибки Δx) і тренда чутливості (мультиплікативної похибки γ):

$$\Delta y = S(1 \pm \gamma)(x - x_0 \pm \Delta x), \tag{5}$$

де γ и Δx - випадкові функції, які повільно змінюються.

Збільшенням постійною часу фільтру 8 нижніх частот недоцільно пригнічувати похибки γ і Δx , що повільно змінюються, оскільки при цьому погіршуються динамічні властивості системи автоматичного регулювання.

Результати та їх обговорення

Перспективним шляхом відділення інформативної різниці $x - x_0$ від перешкод (γ і Δx), що повільно змінюються, є перетворення результату порівняння в періодичний сигнал відносно високої частоти методом періодичного порівняння x і x_0 [3]. В цьому випадку навіть при малоінерційному фільтрі нижніх частот б можна достовірно виділити інформативну різницю $x - x_0$ (рис. 2).

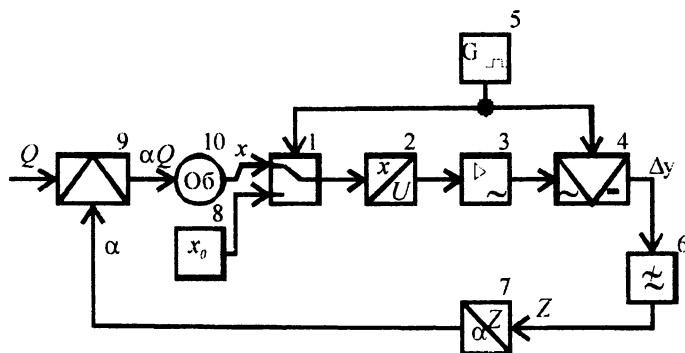


Рис. 2. Схема технологічного контролю з періодичним порівнянням регульованого параметра з нормою: 1 – автоматичний перемикач, 2 – сенсор, 3 – підсилювач змінної напруги, 4 – синхронний детектор, 5 – комутаційний генератор, 6 – фільтр нижніх частот, 7 – регулювальник, 8 – задатчик норми, 9 – виконавський елемент, 10 – об’єкт регулювання.

Контрольований технологічний параметр x і норма у вигляді зразкового параметра x_0 за допомогою автоматичного перемикача 1 по черзі і періодично впливають на вхід сенсора 2. Вихідна напруга сенсора при дії контрольованого параметра x :

$$U_2' = S_2(1 + \gamma_2)(x + \Delta x_2), \tag{6}$$

де S_2 - номінальна крутість перетворення параметра x в електричну напругу; γ_2 і Δx_2 - мультиплікативна і адитивна похибки сенсора.

При дії зразкової величини (норми) x_0 вихідна напруга сенсора

$$U_2'' = S_2(1 + \gamma_2)(x_0 + \Delta x_2). \tag{7}$$

В результаті безперервної роботи автоматичного перемикача 1 на виході сенсора 2 утворюється часова послідовність з імпульсів напруг U_2' і U_2'' . При нерівності порівнюваних величин у вихідній напрузі сенсора 2 з'являється змінна складова напруги частоти комутації

$$U_2 = \frac{U_2' - U_2''}{2} \text{sign} \sin 2\pi Ft, \tag{8}$$

де $\text{sign} \sin 2\pi Ft$ - напруга прямокутної форми частоти комутації F .

З урахуванням (6) и (7)

$$U_2 = \frac{S}{2}(1 + \gamma_2)(x - x_0) \text{sign} \sin 2\pi Ft. \tag{9}$$

Змінна напруга (9), яка не залежить від адитивної похибки Δx_2 сенсора, перетворюється масштабним перетворювачем 3, в якості якого використовується бездрейфовий підсилювач змінної напруги. Підсилена напруга випрямляється синхронним детектором 4 і згладжується фільтром нижніх частот 6. Вихідна напруга схеми періодичного порівняння використовується як регулююча дія Z . З виразу (9) видно, що при рівності ТП нормі $x = x_0$ регулююча дія дорівнює нулю ($Z = 0$) при будь-яких значеннях адитивної і мультиплікативної похибок.

В разі виникнення відхилень в контрольованому ТП ($x \neq x_0$), з'являються помилки першого і другого роду через наявність залишкової мультиплікативної складової похибки (9) вимірювального каналу, зокрема, сенсора.

Для виділення інформативного різницевого сигналу $x - x_0$ з дрейфових складових напруги частоту комутації F вибирають від декількох десятків до сотень Герц. Синхронне детектування змінної складової напруги з подальшим згладжуванням забезпечує високу перешкодозахищеність каналу від низькочастотних шумів. При використанні інерційних сенсорів частоту комутації порівнюваних величин доводиться знижувати до одиниць і навіть долів Герца. При цьому виникають труднощі у виділенні і посиленні різницевого сигналу такої низької частоти. У цих режимах доцільна цифрова обробка порівнюваних величин [4].

Подальше підвищення достовірності контролю в межах всього допуску за наявності як Δx , так і γ , можливо при автоматичному виключенні впливу не лише адитивної, але і мультиплікативної складової похибки. Одним зі шляхів є використання в каналі періодичного порівняння керованого масштабного підсилювача (рис. 3). При двох положеннях автоматичного перемикача 1 на виході підсилювача 3 формується часова послідовність імпульсів з підсиленої напруги:

$$U_3' = S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x + \Delta x_2), \quad (10)$$

$$U_3'' = S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x_0 + \Delta x_2), \quad (11)$$

де S_2 - крутість перетворення сенсора 2; γ_2 і Δx_2 - похибки сенсора; K_3 - коефіцієнт підсилення керованого підсилювача 3.

З імпульсів (10) і (11) фільтром нижніх частот 4 виділяється постійна складова напруги

$$U_4 = K_4 \frac{U_3' + U_3''}{2} = \frac{1}{2} S_2 K_3 K_4 (1 + \gamma)(x + x_0 + 2\Delta x_2), \quad (12)$$

де K_4 - коефіцієнт передачі фільтру нижніх частот 4.

Напруга (12) порівнюється з опорною напругою U_0 джерела 5. Різницева напруга, підсилена диференціальним підсилювачем 6, заряджає інтегратор 7, вихідна напруга якого управляє коефіцієнтом підсилення підсилювача 3. Процес автоматичного регулювання коефіцієнта підсилення триває до тих пір, поки не зрівняється порівнювана напруга (12) і U_0 :

$$U_0 = \frac{1}{2} S_2 K_3 K_4 (1 + \gamma)(x + x_0 + 2\Delta x_2). \quad (13)$$

З рівняння (13) виходить, що коефіцієнт підсилення K_3 автоматично набуде значення

$$K_3 = \frac{2U_0}{S_2 K_4 (1 + \gamma_2)(x + x_0 + 2\Delta x_2)}. \quad (14)$$

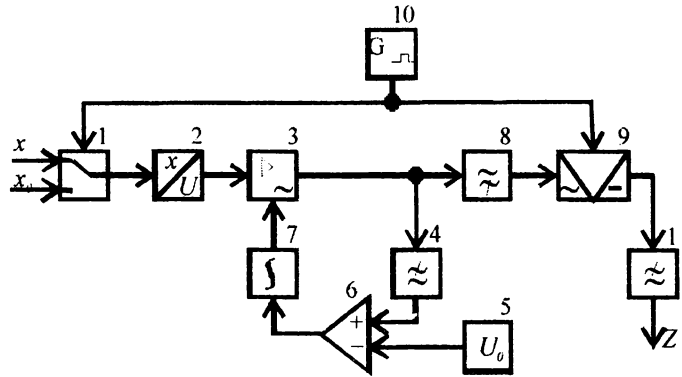


Рис. 3. Схема періодичного порівняння з керованим масштабним підсилювачем: 1 – автоматичний перемикач, 2 – сенсор, 3 – керований масштабний підсилювач, 4, 11 – фільтр нижніх частот, 5 – джерело опорної напруги, 6 – диференціальний підсилювач, 7 – інтегратор, 8 – фільтр верхніх частот, 9 – синхронний детектор, 10 – комутаційний генератор

Фільтром 8 з послідовності імпульсів (10) і (11) виділяється змінна складова напруги

$$U_8 = K_8 \frac{U_3' - U_3''}{2} = \frac{1}{2} S_2 K_3 K_8 (1 + \gamma_2)(x - x_0), \tag{15}$$

де K_8 - коефіцієнт передачі фільтру верхніх частот 8.

Змінна напруга (15) випрямляється синхронним детектором 9 і згладжується фільтром нижніх частот 11. Підставляючи у вираз (15) значення коефіцієнта підсилення (14), отримуємо

$$U_{11} = \frac{K_3 K_8 K_{11} (x - x_0) U_0}{K_4 (x + x_0 + 2\Delta x_2)}. \tag{16}$$

Якщо фільтри 4 і 8 виконати з однаковими коефіцієнтами передачі, а при малих різницях $x - x_0$ можна вважати, що $x + x_0 + 2\Delta x_2 \cong 2x_0$, отримаємо напругу

$$U_{11} = \frac{K_3 K_{11} U_0}{2x_0} (x - x_0). \tag{17}$$

З отриманого виразу (17) виходить, що регулююча дія $\Delta u = U_{11}$ не залежить ні від адитивної, ні від мультиплікативної складових похибки вимірювального каналу. Завдяки цьому забезпечується висока достовірність контролю в інформаційних керуючих системах [5].

Керуючу дію на регулятор можна сформувати і функціональним нелінійним перетворенням послідовності імпульсів, що формуються на виході сенсора в процесі періодичного перетворення (рис. 4). Підсилені імпульси (10) і (11) з виходу широкосмугового підсилювача 3 по черзі поступають на вхід логарифматора 4. При одному положенні автоматичного перемикача 1 на виході логарифматора 4 формуються імпульси з амплітудою

$$U_4' = S_4 \ln S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x + \Delta x_2), \tag{18}$$

а при другому положенні – з амплітудою

$$U_4'' = S_4 \ln S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x_0 + \Delta x_2), \tag{19}$$

де S_4 - крутість логарифмічного перетворення.

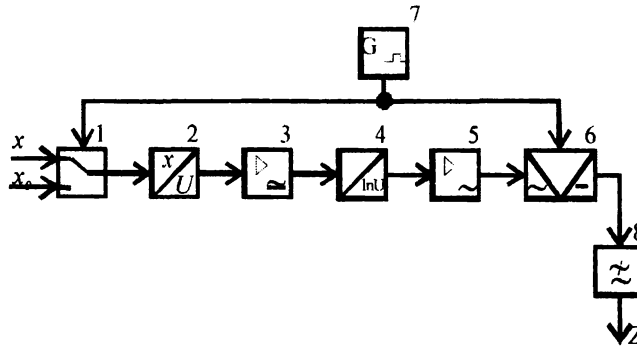


Рис. 4. Схема періодичного порівняння з функціональним (логарифмічним) перетворенням:

- 1 – автоматичний перемикач, 2 – сенсор, 3 – широкосмуговий підсилювач, 4 – логарифматор, 5 – підсилювач змінної напруги, 6 – синхронний детектор, 7 – комутаційний генератор, 8 – фільтр нижніх частот

При $x \neq x_0$ в послідовності імпульсів (18) і (19) присутня змінна складова напруги, яка підсилюється підсилювачем змінної напруги 5. Підсилену напругу можна представити у вигляді

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 [\ln S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x + \Delta x_2) - \ln S_2 K_3 (1 + \gamma_2)(x_0 + \Delta x_2)] \text{sign} \sin 2\pi Ft, \quad (20)$$

де K_5 - коефіцієнт підсилення підсилювача 5.

Враховуючи, що різниця логарифмів дорівнює логарифму відношення, отримуємо

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \ln \frac{(x + \Delta x_2)}{(x_0 + \Delta x_2)} \text{sign} \sin 2\pi Ft. \quad (21)$$

Вираз (21) можна представити і так:

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \ln \left(1 + \frac{x - x_0}{x_0 + \Delta x_2} \right) \text{sign} \sin 2\pi Ft. \quad (22)$$

У виразі (22) похибкою Δx_2 можна знехтувати в порівнянні з уставкою x_0 . Тоді

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \ln \left(1 + \frac{x - x_0}{x_0} \right) \text{sign} \sin 2\pi Ft. \quad (23)$$

Другий член в (23) набагато менше одиниці, оскільки $x - x_0 \ll x_0$. Тому логарифмічну функцію можна розкласти в статечній ряд. Нехтуючи членами другого порядку малості в статечному ряду в порівнянні з одиницею, остаточно отримаємо:

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \frac{x - x_0}{x_0} \text{sign} \sin 2\pi Ft. \quad (24)$$

Змінна напруга (24) випрямляється синхронним детектором 6 і згладжується фільтром нижніх частот 8. Вихідна напруга вимірювального каналу використовується як регулююча дія Z .

Методичні похибки, що виникають через зневагу адитивною похибкою у виразах (16) і (22), можна зменшити і навіть повністю виключити у вимірювальних каналах з самоналагодженням або автоматичною корекцією [6].

Питання проектування вимірювальних каналів періодичного порівняння з прямим і зрівноважувачим перетворенням викладені в 3-х книгах навчального посібника [7]. Використанню конкретних типів сенсорів з комутаційно-модуляційною обробкою інформаційних сигналів широкого частотного діапазону присвячені роботи [8 - 10].

Висновки

Побудова вимірювальних каналів з періодичним порівнянням вимірюваної величини (технологічного параметра) із зразковою величиною (уставкою) вирішує значною мірою проблему підвищення достовірності контролю різних процесів на тлі прогресуючих (дрейфових) погрішностей сенсорів і інших вимірювальних перетворювачів. Алгоритми одноканального перетворення порівнюваних величин повинні вибиратися залежно від співвідношення мультиплікативної і адитивної складових погрішності. Перспективне використання мікропроцесорних контролерів для реалізації складних багатотактних алгоритмів, що дозволяють придушити вплив як систематичних, так і випадкових похибок.

ЛІТЕРАТУРА

1. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – 2-е изд., перераб. и доп. – К: Вища школа, 1983. – 455 с.
2. Скрипник Ю.А., Дубровный В.А., Танюк Б.А. Контроль параметров технологических процессов в легкой промышленности. – К.: «Техніка», 1980. – 239 с.
3. Орнатский П.П., Скрипник Ю.А., Скрипник В.И. Измерительные приборы периодического сравнения. – М.: Изд. «Энергия», 1975. – 232 с.
4. Скрипник Ю.А. Коммутационные цифровые измерительные приборы. – М.: Изд. «Энергия», 1973. – 136 с.
5. Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О. Засоби вимірювання в автоматичних та керуючих системах. – К.: Вид. „Райдуга”, 1994. – 658 с.
6. Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О. Високоточні засоби вимірювання фізичних величин із самоналадженням і автокорекцією похибок. – К.: Вид. ІЗМН, 1996. – 672 с.
7. Скрипник Ю.О., Присенко М.А., Дубровний В.О. Проектування засобів вимірювання з періодичним порівнянням. Книга третя. Вимірювання із зрівноважувачим перетворенням.: Навч. Посібник. – Київ: КНУТД, 2008. – 267 с.
8. Головка Д.Б., Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л. Частотно-дисперсійні аналізатори складу та властивостей матеріалів. – Київ: МП Леся, 2002. – 179 с.
9. Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Іпатов В.А. Розширення функціональних можливостей мостових схем з комутаційно-модуляційним перетворенням.// Вісник КНУТД, № 2(34), 2007. С. 41-44.
10. Патент України № 43418. Модуляційний гетеродинний радіометр. Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Ваганов О.А. Бюл. №15 від 10.08.2009 р.

Надійшла 14.07.2010