

УДК 621.382

Ю.О. СКРИПНИК, Т.П. КАЛАМЕЄЦЬ

Київський національний університет технологій та дизайну

ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУР АВТОГЕНЕРАТОРНИХ ЗАСОБІВ КОНТРОЛЮ

Повідомлення 2

В статті продовжено розгляд структурної оптимізації автогенераторних систем контролю, що дозволяє суттєво понизити вплив дрейфових похибок адитивного і мультиплікативного характеру на достовірність вимірювального контролю. Показано, що одноканальна структура автогенераторних засобів контролю на основі періодичного порівняння дозволяє суттєво підвищити достовірність контролю параметрів технологічних процесів

Ключові слова: параметри технологічних процесів, структурна оптимізація, контроль

Як було показано в [1], в автогенераторних системах основним джерелом адитивної похибки є дрейф початкової частоти автогенератора, а мультиплікативної похибки – нестабільність крутизни перетворення частотного детектора, що перетворює частоту в електричну напругу. Також показано, що одним із ефективних алгоритмів підвищення достовірності контролю є алгоритм періодичного порівняння контрольованої величини з нормованою величиною.

Для зменшення впливу мультиплікативних похибок, що повільно змінюються доцільно використовувати двоканальні схеми періодичного порівняння (рис.1).

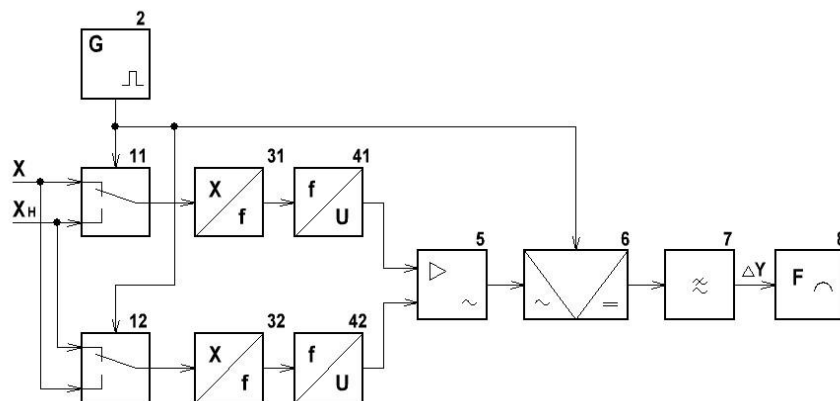


Рис.1. Автогенераторна система контролю періодичного порівняння

з протиставленням контрольованих величин:

1 – автоматичний перемикач, 2 – комутаційний генератор, 3 – автогенераторний сенсор, 4 – частотний детектор, 5 – підсилювач змінної напруги, 6 – фазочутливий випрямляч, 7 – фільтр нижніх частот, 8 – блок прийняття рішень

Величини, що порівнюються X і X_H по чергові діють на однакові сенсори 31 і 32 в протилежній послідовності. При вказаному положенні автоматичних перемикачів 11 і 12 на виході частотного детектора 41 формується напруга:

$$U'_{41} = S_4 \left(+ \gamma_{41} X + \Delta X_{41} \right), \quad (1)$$

а на виході частотного детектора 42 формується напруга:

$$U'_{42} = S_4 \left(+ \gamma_{42} X_H + \Delta X_{42} \right), \quad (2)$$

де X – поточне значення контрольованої величини; X_H – нормована величина; S_4 – номінальна крутизна перетворення сенсорів з детекторами; ΔX_{41} і ΔX_{42} – абсолютні адитивні похибки сенсорів з детекторами; γ_{41} і γ_{42} – відносні мультиплікативні похибки сенсорів з детекторами.

Різницєва напруга на вході диференціального підсилювача 5 з урахуванням (1) і (2):

$$U'_{41} - U'_{42} = S_4 \left[X - X_H \right] \left[\gamma_{41} X - \gamma_{42} X_H + \Delta X_{41} - \Delta X_{42} \right] \quad (3)$$

В протилежному положенні автоматичних перемикачів 11 і 12 різницєва напруга на вході диференціального підсилювача 5:

$$U''_{41} - U''_{42} = S_4 \left[X_H - X \right] \left[\gamma_{41} X_H - \gamma_{42} X + \Delta X_{41} - \Delta X_{42} \right] \quad (4)$$

При періодичній роботі автоматичних перемикачів 11 і 12 диференціальним підсилювачем 5 змінної напруги підсилюється змінна складова послідовності імпульсів різницєвих напруг (3) і (4):

$$U_5 = S_4 K_5 \left[\gamma_{41} - \gamma_{42} \right] \left[X - X_H \right] \text{sign} \sin \left[\pi F t \right], \quad (5)$$

де K_5 – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача 5 за змінною напругою.

Із виразу (5) видно, що результат порівняння залежить від різниці мультиплікативних похибок перетворювачів вимірювальних каналів, які при зовнішніх корельованих діях близькі одне до одного. Адитивна похибка виключається повністю.

Звести до мінімуму вплив обох складових похибки (γ і ΔX) можливо за допомогою алгоритмів додаткової функціональної обробки послідовності імпульсів напруг в одноканальних схемах періодичного порівняння [2].

В схемі (рис.2,а) в якості функціонального перетворювача використовується логарифматор 5, включений на виході частотного детектора 4.

Вихідна напруга частотного детектора 4 при дії на вхід сенсора 3 вимірюваної величини X

$$U'_4 = S_4 \left[\gamma_4 X + \Delta X_4 \right], \quad (6)$$

де S_4 – номінальна крутизна перетворення частоти в напругу; γ_4 і ΔX_4 – мультиплікативна і адитивна похибки сенсора з детектором.

При послідуєчій дії на вхід сенсора 3 нормованої величини X_H вихідна напруга частотного детектора

$$U''_4 = S_4 \left[\gamma_4 X_H + \Delta X_4 \right]. \quad (7)$$

Якщо імпульси напруг (6) і (7), які формуються на виході частотного детектора 4, піддати логарифмічному перетворенню, то отримаємо:

$$U'_5 = S_5 \ln S_4 \left[\gamma_4 X + \Delta X_4 \right], \quad (8)$$

$$U''_5 = S_5 \ln S_4 \left[\gamma_4 X_H + \Delta X_4 \right], \quad (9)$$

де S_5 – крутизна логарифмічного перетворення.

При $X \neq X_H$ в послідовності імпульсів напруг (8) і (9) з'являється змінна складова напруги частоти комутації, яка підсилюється підсилювачем 6 змінної напруги. Підсилену напругу можливо представити в вигляді:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} S_5 \left[\ln S_4 \left[\gamma_4 X + \Delta X_4 \right] - \ln S_4 \left[\gamma_4 X_H + \Delta X_4 \right] \right] \text{sign} \sin \left[\pi F t \right], \quad (10)$$

де K_6 – коефіцієнт підсилення підсилювача змінної напруги; F – частота перемикачів, що задається комутаційним генератором; $sign\ sin$ – прямокутна огинаюча послідовності імпульсів.

Враховуючи, що різниця логарифмів дорівнює логарифму відношення, отримуємо напругу:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} S_5 \ln \left(\frac{X + \Delta X_4}{X_H + \Delta X_4} \right) sign\ sin \left(\pi F t \right) \quad (11)$$

Вираз (11) можливо представити в зміненому вигляді:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} S_5 \ln \left(1 + \frac{X - X_H}{X_H + \Delta X_4} \right) sign\ sin \left(\pi F t \right) \quad (12)$$

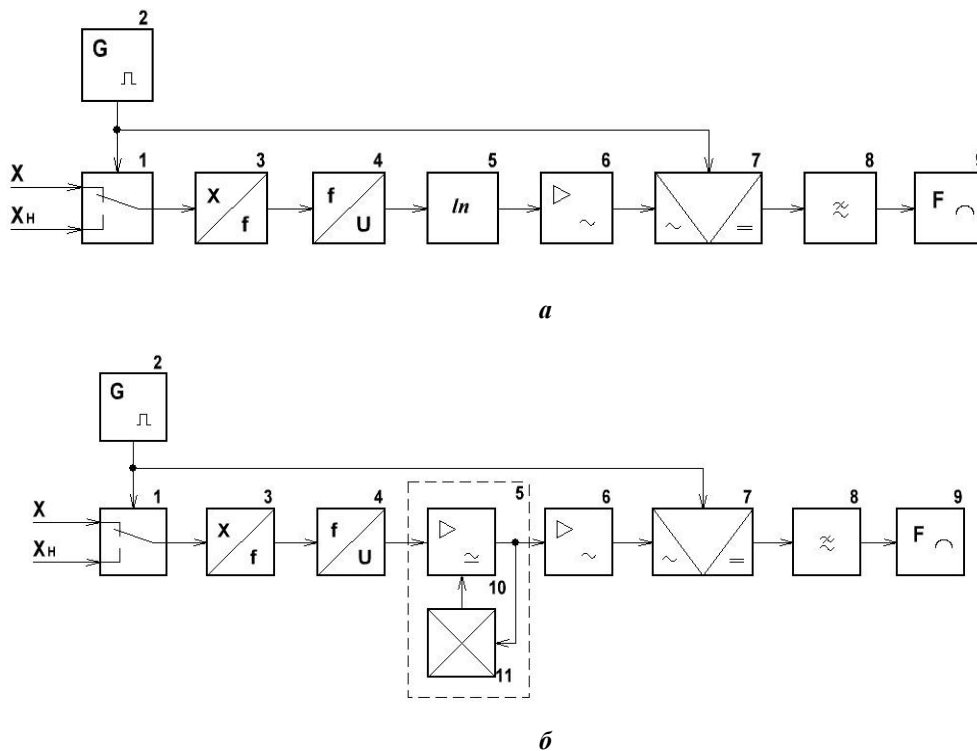


Рис.2. Автогенераторні системи контролю періодичного порівняння з логарифмічним (а) і логометричним (б) перетвореннями:

1 – автоматичний перемикач, 2 – комутаційний генератор, 3 – автогенераторний сенсор, 4 – частотний детектор, 5 – функціональний перетворювач (логарифматор), 6 – підсилювач змінної напруги, 7 – фазочутливий випрямляч, 8 – фільтр нижніх частот, 9 – блок прийняття рішень, 10 – широкосмуговий операційний підсилювач, 11 – блок автоматичного регулювання підсилення (АРП)

У виразі (12) похибкою ΔX_4 в знаменнику можна знехтувати по зрівнянню з нормою X_H . Тоді напруга

$$U_6 = \frac{K_6}{2} S_5 \ln \left(1 + \frac{X - X_H}{X_H} \right) sign\ sin \left(\pi F t \right) \quad (13)$$

Другий член в дужках набагато менший за одиницю ($(X - X_H) \ll X_H$). Тому, розкладаючи логарифмічну функцію (13) в степеневий ряд і нехтуючи членами другого порядку малості, отримуємо:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} S_5 \frac{X - X_H}{X_H} \text{sign} \sin \langle \pi Ft \rangle, \quad (14)$$

Змінна напруга (14) випрямляється фазочутливим випрямлячем 7, згладжується фільтром 8 нижніх частот і поступає в блок 9 прийняття рішень про результати контролю.

В схемі (рис.2,б) в якості функціонального перетворювача 5 використовується широкопasmовий операційний підсилювач 10 з блоком 11 автоматичного регулювання підсилення (АРП). При почерговому підсиленні імпульсів напруг (6) і (7) і інерційній роботі блоку АРП (швидкому спрацюванню і повільному відновленню) встановлений коефіцієнт підсилення операційного підсилювача 10 буде задаватися амплітудою імпульсів більшої напруги. Так, якщо $U_4' > U_4''$, то коефіцієнт підсилення

$$K_{10} = U_0 / U_4'', \quad (15)$$

де U_0 – опорна напруга блоку 11 АРП ($U_0 = \text{const}$).

Підсилювачем 6 змінної напруги буде підсилюватись змінна складова вихідної напруги функціонального перетворювача 5:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} K_{10} \langle U_4' - U_4'' \rangle \text{sign} \sin \langle \pi Ft \rangle, \quad (16)$$

де K_6 – коефіцієнт підсилення підсилювача 6 змінної напруги.

З урахуванням значення коефіцієнта підсилення (15) отримуємо:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} U_0 \left(1 - \frac{U_4''}{U_4'} \right) \text{sign} \sin \langle \pi Ft \rangle. \quad (17)$$

Підставивши в вираз (17) значення напруг (6) і (7), отримуємо:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} U_0 \left(1 - \frac{X_H + \Delta X_4}{X + \Delta X_4} \right) \text{sign} \sin \langle \pi Ft \rangle. \quad (18)$$

Так як $\Delta X_4 \ll X_H$ і $\Delta X_4 \ll X$, то нарешті отримуємо:

$$U_6 = \frac{K_6}{2} U_0 \left(\frac{X - X_H}{X} \right) \text{sign} \sin \langle \pi Ft \rangle. \quad (19)$$

Змінна напруга (19) випрямлюється, згладжується і поступає в блок 9 прийняття рішень. Як видно із отриманих виразів (14) і (19) напруги на виході каналів періодичного порівняння з додатковим функціональним перетворенням вільні як від мультиплікативної γ_4 , так і адитивної ΔX_4 складових похибки вимірювання.

В роботах [3,4,5] описані автогенераторні системи вимірювального контролю на основі диференціальних сенсорів з одноканальними схемами періодичного порівняння. Наведені метрологічні характеристики і особливості комутації величин, що порівнюються.

Можливість створення автогенераторного сенсора із одним зондуючим електричним полем, яке почергово і періодично взаємодіє з контрольованим і зразковим матеріалами, розглянуто в роботі [6]. В описаній автогенераторній системі повністю усунуто вплив зондуючого поля вимірювальної частини сенсора на зразковий матеріал і навпаки, а саме зондуючого поля опорної частини сенсора на контрольований матеріал, що дає можливість виключити вплив забруднення електродної системи сенсора на результат порівняння і тим самим підвищити достовірність контролю.

Висновки

Показано, що одноканальна побудова автогенераторних засобів контролю на основі періодичного порівняння дозволяє суттєво підвищити достовірність контролю різноманітних параметрів технологічних процесів за рахунок усунення впливу прогресуючих дрейфових похибок адитивного характеру, що повільно змінюються в часі. Випадкові похибки, які швидко змінюються, можливо зменшити згладжуванням (фільтрацією) вихідної напруги одноканальної схеми порівняння. Почергові функціональні перетворення порівнюваних величин в одноканальному тракті забезпечують усунення також впливу мультиплікативних похибок сенсорів. Таким чином, оптимізація автогенераторних засобів контролю за критерієм мінімізації вплив дрейфових похибок зводиться до організації почергового перетворення порівнюваних величин одними і тими ж ланками вимірювального каналу з можливістю виконання математичних операцій з різночасово перетворюваними величинами.

Список використаної літератури:

1. Скрипник Ю.О., Каламеець Т.П., Оптимізація структур автогенераторних засобів контролю. Повідомлення 1// Вісник КНУТД. –2012
2. Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л. Підвищення достовірності технологічного контролю методом періодичного порівняння // Вісник КНУТД. – 2010. – Т.2, №5. – С.148 –155.
3. Скрипник Ю.О., Каламеець Т.П. Одноканальний вимірювач параметрів диференціальних датчиків // Вісник КНУТД. – 2005. – №6. – С.20 –24.
4. Скрипник Ю.О., Каламеець Т.П. Вимірювач електрофізичних параметрів матеріалів // Вісник КНУТД. – 2005. – №3, С. 15 –19.
5. Каламеець Т.П. Підвищення точності засобів з диференціальними індукційними датчиками // Вісник КНУТД. – 2010. – Т.3, №5. – С. 97 – 101.
6. Патент України на корисну модель №62074, МПК G01N27/22, Скрипник Ю.О., Каламеець Т.П., Каламеець О.В. Автогенераторний пристрій діелектричного контролю матеріалів та речовин. 2011, Бюл.№15.

Стаття надійшла до редакції 15.05.2012

Оптимизация структур автогенераторных средств контроля. Сообщение 2

Скрипник Ю.А., Каламеец Т.П.

Киевский национальный университет технологий и дизайна

В статье продолжается рассмотрение структурной оптимизации автогенераторных систем контроля, которая позволяет существенно понизить влияние дрейфовых погрешностей аддитивного и мультипликативного характера на достоверность измерительного контроля. Показано, что одноканальная структура автогенераторных средств контроля на основе периодического сравнения позволяет существенно повысить достоверность контроля параметров технологических процессов.

Ключевые слова: параметры технологических процессов, структурная оптимизация, контроль.

Optimization of structures of autogenerator controls. Message 2

Skripnik U.A., Kalameyets T.P.

Kyiv national university of technology and design

In article consideration of structural optimization of autogenerating control systems which allows to lower essentially influence of drift errors of additive and multiplicative character on reliability of measuring control proceeds. It is shown that the single-channel structure of autogenerating control devices on the basis of periodic comparison allows to increase essentially reliability of control of parameters of technological processes.

Keywords: parameters of technological processes, structural optimization, control.