

Ю.А. СКРИПНИК, д.т.н., проф. кафедры АТП КНУТД, г. Киев

С.И. КОНДРАШОВ, д.т.н., проф. НТУ «ХПИ»

А.А. ВАГАНОВ, аспирант кафедры АТП КНУТД, г. Киев

АЛГОРИТМЫ ПОВЫШЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОНТРОЛЯ

Розглянуто вплив систематичних складових похибок вимірювальних каналів як визначальних. Випадкові складові похибки зменшуються методом осереднення результатів. Показано, що алгоритм періодичного порівняння дозволяє суттєво підвищити вірогідність контролю за рахунок виключення дрейфових та прогресуючих похибок.

Influencing of systematic constituents of errors of measuring channels is considered as determining. The casual constituents of error diminish by the method to take a middle results. It is shown, that the algorithm of periodic comparison allows substantially to promote control authenticity due to the exception of drift and making to progress errors.

В системах управления качеством продукции важная роль отводится измерительному контролю, при котором контролируемая величина сравнивается с нормой и принимается решение о соответствии изделия или продукта требованиям стандарта. Если отклонение контролируемой величины от нормы находится в пределах установленного допуска, то решение принимается положительным, в противном случае – отрицательным. Типовые системы измерительного контроля представлены на рис.1.

В измерительной системе (рис.1, а) контролируемая физическая величина X в измерительном канале 1 преобразуется сенсором 2 в электрический одномерный или многомерный сигнал, информативный параметр которого после масштабного (M) в блоке 3, функционального (F) в блоке 4 и нормирующего (N) в блоке 5 преобразований [1] сравнивается в блоке 6 с нормой Y_H , задаваемой электрической величиной (напряжением или током) $Y_H (U_H, I_H)$. Норма определяется выражением

$$Y_H = S_2 K_3 S_4 K_5 X_H = S_H X_H, \quad (1)$$

где S_2 – крутизна преобразования сенсора; K_3 – коэффициент масштабного преобразования; S_4 – крутизна функционального преобразования; K_5 – коэффициент нормирующего преобразования; X_H – номинальное значение измеряемой величины; S_H – номинальная результирующая крутизна преобразования измерительного канала.

По результату сравнения ΔY принимается одно из возможных решений.

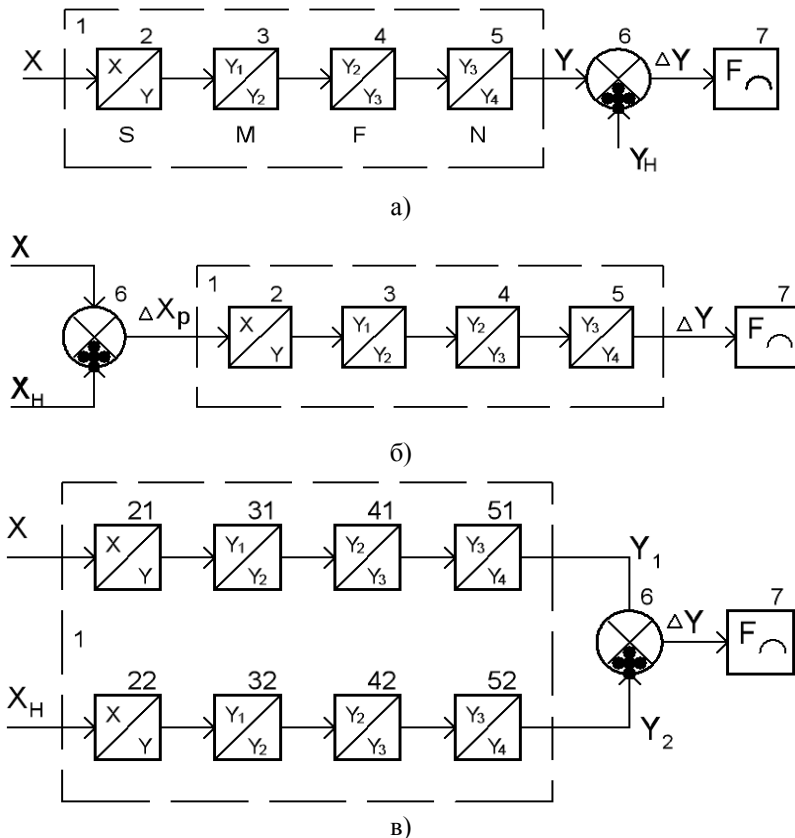


Рисунок 1 – Системы измерительного контроля при сравнении контролируемой величины с нормой после предварительного преобразования (а), с предварительным сравнением и последующим преобразованием разности (б) и предварительным преобразованием сравниваемых величин (в):

- 1 – измерительный канал, 2 – сенсор, 3 – масштабный преобразователь,
- 4 – функциональный преобразователь, 5 – нормирующий преобразователь,
- 6 – схема сравнения, 7 – блок принятия решения

Работа реального измерительного канала (ИК) сопровождается аддитивными и мультипликативными погрешностями, которые, в общем случае, быстро или медленно изменяются во времени. Поэтому результат контроля в блоке 7 определяется соотношением

$$Y_H < S_H (1 + \gamma)(X + \Delta X) < Y_B, \quad (2)$$

где Y_H и Y_B – нижнее и верхнее значения нормы; γ – относительная суммарная мультипликативная погрешность; ΔX –

абсолютная суммарная аддитивная погрешность, приведенная ко входу измерительного канала.

Погрешности γ и ΔX искажают результаты контроля. Медленные изменения погрешностей γ и ΔX связаны с процессами старения и износа элементов измерительных преобразователей, быстрые изменения обусловлены, в основном, внешними воздействиями влияющих факторов (температуры, давления, влажности и т.п.). Основную опасность представляют медленно изменяющиеся прогрессивные погрешности, которые носят дрейфовый характер. Эти погрешности невозможно исключить предварительной калибровкой и настройкой измерительных преобразователей из-за их нестационарного характера. По этой же причине невозможно их усреднить за допустимый интервал времени.

С точки зрения минимизации погрешностей выгодно применять систему контроля (рис.1, б), в которой норма задается физической величиной X_H , однородной с измеряемой величиной X . В этом случае все измерительные преобразования в ИК осуществляются с разностной величиной $\Delta X_p = X - X_H$, которая формируется в схеме сравнения б и преобразуется в ИК в разностную электрическую величину

$$\Delta Y = S_H (1 + \gamma)(X - X_H + \Delta X). \quad (3)$$

Результат сравнения после преобразования в ИК должен удовлетворять неравенству

$$\Delta Y \leq Y_B - Y_H. \quad (4)$$

В этом случае все указанные погрешности, особенно мультипликативные, мало влияют на результат сравнения, так как реализуются преимущества дифференциального метода измерения [2]. Однако реализация этой схемы встречает серьезные трудности из-за невозможности непосредственного сравнения многих физических величин, не обладающих направленным действием (температура, влажность, плотность, вязкость и т.п.). Поэтому в практике автоконтроля широкое применение получила двухканальная структура преобразования X и X_H (рис.1, в). Положительным свойством этой схемы является ее инвариантность к внешним влияниям, так как влияющие факторы одновременно воздействуют на парные преобразователи (21 и 22, 31 и 32 и т.д.). При идентичности измерительных преобразователей, входящих в ИК, результаты контроля определяются неравенством

$$S_H (X - X_H) \leq Y_B - Y_H. \quad (5)$$

К сожалению, реальная нестабильность и, как следствие, неидентичность характеристик сенсоров (датчиков), масштабных преобразователей (усилителей), функциональных преобразователей

(например, выпрямителей) не позволяет реализовать потенциально высокую инвариантность двухканальных схем сравнения физических величин или многомерных сигналов сенсоров.

Из-за наличия медленно изменяющихся аддитивных и мультипликативных погрешностей в принятии решений появляются ошибки первого и второго рода (риски заказчика и изготовителя) [3], которые носят вероятностный характер. Вероятность принятия ошибочных решений оценивается выражением:

$$P_{Oш} = P_X + P_H, \quad (6)$$

где P_X – вероятность того, что измеряемая величина X находится в поле допуска, а принимается отрицательное решение (негодно); P_H – вероятность того, что X вышло за пределы допуска, а принимается положительное решение (годно).

Достоверность измерительного контроля определяется формулой:

$$D = 1 - P_{Oш} = 1 - P_X - P_H. \quad (7)$$

Алгоритмы повышения достоверности контроля направлены на уменьшение ошибок первого и второго рода путем снижения влияния случайных и медленно изменяющихся систематических погрешностей, которые носят как аддитивный, так и мультипликативный характер [4].

Одним из эффективных алгоритмов повышения достоверности контроля является алгоритм периодического сравнения измеряемой величины X с нормируемой величиной X_H (рис. 2).

Периодическое сравнение обеспечивается поочередным воздействием сравниваемых величин (рис.2, а) на один и тот же сенсор. Такое воздействие в зависимости от природы физических величин может быть обеспечено с помощью автоматических переключателей (для электрических величин), вращающимися дисками-абтюраторами (для оптических излучений), управляемыми клапанами и заслонками (для жидкостных потоков) и т.п. В дальнейшем процесс коммутации физических величин будем условно показывать автоматическим переключателем 1, который управляется мультивибратором 2.

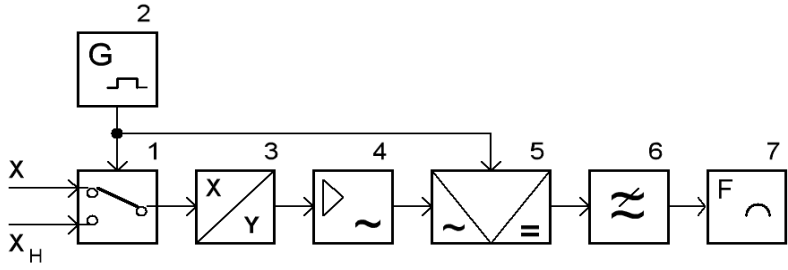
Выходное напряжение сенсора при воздействии на его вход измеряемой величины X

$$U'_3 = S_3 (1 + \gamma_3) (X + \Delta X_3), \quad (8)$$

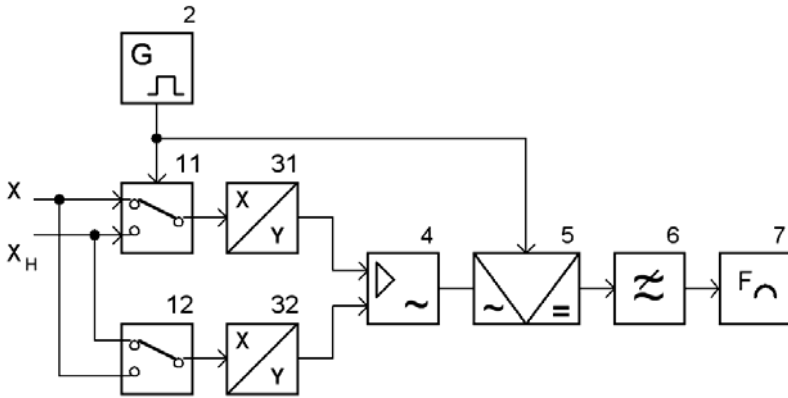
где S_3 – номинальная крутизна преобразования сенсора; γ_3 и ΔX_3 – мультипликативная и аддитивная погрешности сенсора.

При последующем воздействии на вход сенсора 3 нормируемой величины X_H выходное напряжение сенсора

$$U_3^* = S_3 (1 + \gamma_3) (X_H + \Delta X_3). \quad (9)$$



а)



б)

Рисунок 2 – Системы измерительного контроля периодического сравнения с замещением (а) и противопоставлением (б) контролируемых величин:

1 – автоматический переключатель, 2 – мультивибратор, 3 – сенсор,
4 – усилитель переменного напряжения, 5 – фазочувствительный выпрямитель,
6 – фильтр нижних частот, 7 – блок принятия решения

В результате автоматической работы переключателя 1 на выходе сенсора 3 образуется временная последовательность импульсов напряжений длительностью в полупериод коммутации с амплитудами U_3^+ и U_3^- . При неравенстве амплитуд импульсов ($U_3^+ \neq U_3^-$) усилителем 4 переменного напряжения, который используется в качестве масштабного преобразователя, выделяется и усиливается переменная составляющая напряжения частоты коммутации

$$U_4 = K_4 \cdot \frac{U_3^+ - U_3^-}{2} \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (10)$$

где K_4 – коэффициент усиления усилителя 4 переменного напряжения; F – частота переключений мультивибратора 2; $\text{sign} \sin$ – прямоугольная огибающая последовательности импульсов.

С учетом выражений (8) и (9) имеем:

$$U_4 = \frac{S_3 K_4}{2} \cdot (1 + \gamma_3) \cdot (X - X_H) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (11)$$

Переменное напряжение (11) выпрямляется фазочувствительным выпрямителем 5, который управляется напряжением мультивибратора 2 и выполняет функциональное преобразование, и сглаживается фильтром 6 нижних частот. Постоянное напряжение поступает на блок 7 принятия решения, в котором осуществляется, по аналогии с (5), сравнение с допуском

$$S_0 (1 + \gamma_0) (X - X_H) \leq Y_B - Y_H, \quad (12)$$

где S_0 и γ_0 – результирующая крутизна одноканального периодического сравнения и его суммарная относительная мультипликативная погрешность.

Благодаря алгоритму периодического сравнения на результат сравнения не влияет аддитивная погрешность ИК, а влияние мультипликативной погрешности ослаблено, что свойственно дифференциальному методу измерения. Быстро изменяющиеся случайные погрешности усредняются фильтром нижних частот.

Для уменьшения влияния медленно изменяющихся мультипликативных погрешностей целесообразно использование двухканальной схемы периодического сравнения (рис.2, б). Сравнимые величины X и X_H поочередно воздействуют на одинаковые сенсоры 31 и 32 в противоположной последовательности. При указанном положении автоматических переключателей 11 и 12 на выходе сенсора 31 формируется напряжение

$$U'_{31} = S_3 (1 + \gamma_{31}) (X + \Delta X_{31}), \quad (13)$$

а на выходе сенсора 32 – напряжение

$$U'_{32} = S_3 (1 + \gamma_{32}) (X_H + \Delta X_{32}), \quad (14)$$

где S_3 – номинальная крутизна преобразования сенсоров 31 и 32; ΔX_{31} и ΔX_{32} – абсолютные аддитивные погрешности сенсоров 31 и 32; γ_{31} и γ_{32} – относительные мультипликативные погрешности сенсоров 31 и 32.

Разностное напряжение на входе дифференциального усилителя 4 с учетом (13) и (14)

$$U'_{31} - U'_{32} = S_3 [(X - X_H) + \gamma_{31} X - \gamma_{32} X_H + \Delta X_{31} - \Delta X_{32}]. \quad (15)$$

В противоположном положении автоматических переключателей 11 и 12 разностное напряжение на входе дифференциального усилителя 4

$$U''_{31} - U''_{32} = S_3 [(X_H - X) + \gamma_{31} X_H - \gamma_{32} X + \Delta X_{31} - \Delta X_{32}]. \quad (16)$$

При периодической работе автоматических переключателей 11 и 12 дифференциальным усилителем 4 переменного напряжения усиливается переменная составляющая последовательности импульсов разностных напряжений (15) и (16):

$$U_4 = S_3 K_4 \cdot (1 + \gamma_{31} - \gamma_{32}) \cdot (X - X_H) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (17)$$

где K_4 – коэффициент усиления дифференциального усилителя 4 по переменному напряжению.

Из выражения (17) видно, что результат сравнения зависит от разности мультипликативных погрешностей преобразователей ИК, которые при внешних коррелированных воздействиях близки друг к другу. Аддитивная погрешность исключается полностью.

Свести к минимуму влияние обеих составляющих погрешности (γ и ΔX) можно с помощью алгоритмов функциональной обработки последовательности импульсов в одноканальных схемах периодического сравнения (рис. 3) [5].

На схеме (рис. 3, а) в качестве функционального преобразователя использован логарифматор 4, включенный на выходе сенсора 3, или, при необходимости, после масштабного преобразователя. Если импульсы (8) и (9) подвергнуть логарифмическому преобразованию, то получим после преобразования напряжения импульсов:

$$U_4' = S_4 \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X + \Delta X_3), \quad (18)$$

$$U_4'' = S_4 \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X_H + \Delta X_3), \quad (19)$$

где S_4 – крутизна логарифмического преобразования.

При $X \neq X_H$ в последовательности импульсов (18) и (19) появляется переменная составляющая напряжения частоты коммутации, которая усиливается усилителем 5 переменного напряжения. Усиленное напряжение можно представить в виде:

$$U_5 = \frac{K_5}{2} S_4 \left[\ln S_3 (1 + \gamma_3) (X + \Delta X_3) - \ln S_3 (1 + \gamma_3) (X_H + \Delta X_3) \right] \times \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (20)$$

где K_5 – коэффициент усиления усилителя 5 переменного напряжения.

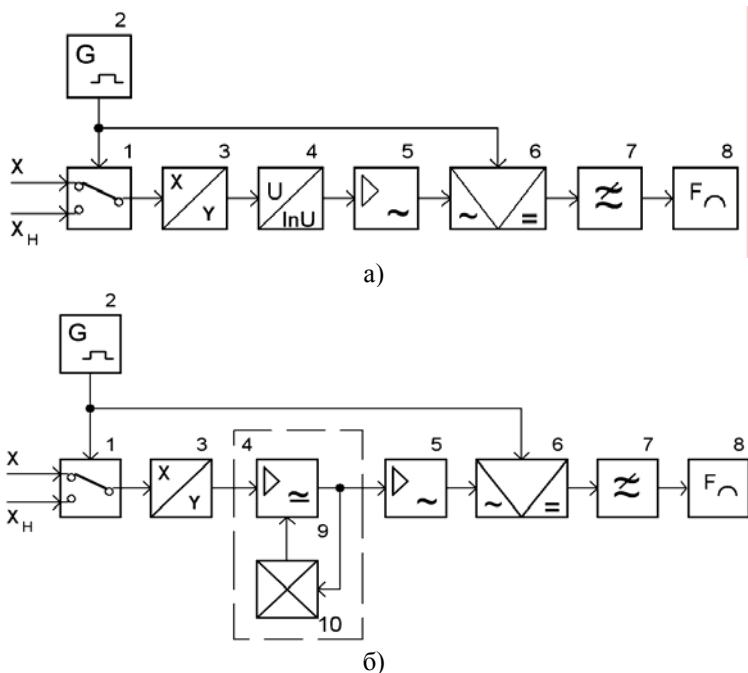


Рисунок 3 – Система измерительного контроля периодического сравнения с дополнительным логарифмическим (а) и логометрическим (б) преобразованиями:

- 1 – автоматический переключатель, 2 – мультивибратор, 3 – сенсор,
- 4 – функциональный преобразователь, 5 – усилитель переменного напряжения,
- 6 – фазочувствительный выпрямитель, 7 – фильтр нижних частот, 8 – блок принятия решения, 9 – управляемый операционный усилитель, 10 – блок АРУ

Учитывая, что разность логарифмов равняется логарифму отношения, получаем

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \ln \left(\frac{X + \Delta X_3}{X_H + \Delta X_3} \right) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (21)$$

Выражение (21) можно представить и так

$$U_5 = \frac{K_5}{2} \cdot S_4 \cdot \ln \left(1 + \frac{X - X_H}{X_H + \Delta X_3} \right) \cdot \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (22)$$

В выражении (22) погрешностью ΔX_3 можно пренебречь по сравнению с нормой X_H . Тогда напряжение

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

Второй член в скобках многим меньше единицы ($X - X_H \ll X_H$). Поэтому, разложив логарифмическую функцию в ряд и пренебрегая членами второго порядка малости, получим

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

Переменное напряжение (24) выпрямляется фзочувствительным выпрямителем 6, сглаживается фильтром 7 нижних частот и поступает в блок 8 принятия решения.

В схеме (рис. 3, б) в качестве функционального преобразователя 4 использован операционный усилитель 9 с блоком 10 автоматической регулировки усиления (АРУ). При периодическом усилении импульсов напряжения U_3' и U_3'' и инерционной работе АРУ (быстром срабатывании и медленном восстановлении) коэффициент усиления операционного усилителя 9 будет определяться амплитудой импульсов большего напряжения. Если $U_3' > U_3''$, то коэффициент усиления

$$K_9 = U_0 / U_3', \quad (25)$$

где U_0 – выходное напряжение в режиме ограничения ($U_0 = \text{const}$).

Усилителем 5 переменного напряжения будет усиливаться разностное напряжение

$$U_5 = \frac{K_5}{2} K_9 (U_3' - U_3'') \text{sign} \sin(2\pi Ft), \quad (26)$$

где K_5 – коэффициент усиления усилителя 5 переменного напряжения.

С учетом значения коэффициента усиления (25) имеем

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(1 - \frac{U_3''}{U_3'} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (27)$$

Подставив в выражение (27) значения напряжений (8) и (9), окончательно получим

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(1 - \frac{X_H + \Delta X_3}{X + \Delta X_3} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (28)$$

Так как $\Delta X_3 \ll X$, то переменное напряжение

$$U_5 = \frac{1}{2} K_5 U_0 \left(\frac{X - X_H}{X} \right) \text{sign} \sin(2\pi Ft). \quad (29)$$

Переменное напряжение (29) выпрямляется, сглаживается и поступает в блок 8 принятия решения. Как следует из (29), выходное напряжение свободно от погрешностей.

Таким образом, использование алгоритмов периодического сравнения измеряемой величины с нормой позволяет существенно повысить достоверность контроля различных физических величин за счет исключения медленно меняющихся прогрессирующих погрешностей как аддитивного, так и мультипликативного характера. Влияние быстроизменяющихся погрешностей можно уменьшить известными алгоритмами (временным или пространственным усреднением) [6].

Список литературы: 1. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О.* Засоби вимірювання в автоматичних інформаційних та керуючих системах. – К.: Вид-во "Райдуга", 1994. – 658 с. 2. *Орнатский П.П.* Теоретические основы информационно-измерительной техники. – К.: Вища школа, 1983. – 455 с. 3. *Володарський Є.Т., Кухарчук В.В., Поджаренко В.О., Сердюк Г.Б.* Метрологічне забезпечення вимірювань і контролю. – Вінниця: Велес, 2001. – 219 с. 4. *Скрипник Ю.А.* Повышение точности измерительных устройств. – К.: «Техника», 1976. – 264 с. 5. *Таланчук П.М., Скрипник Ю.О., Дубровний В.О.* Високоточні засоби вимірювання фізичних величин із самоналагодженням і автокорекцією похибок. – К.: Вид-во УЗМН, 1996. – 672 с. 6. *Володарський Є.Т., Кошева Л.О.* Статистична обробка даних: Навч. посібник. – К.: НАУ, 2008. – 308 с.

Поступила в редколлегию 10.03.11