

Информационные технологии

УДК 621.317.33

УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ РАЗБАЛАНСА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ С ПРОМЕЖУТОЧНЫМ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

П.И. Артамонов, Д.С. Прохоров

Пензенская государственная технологическая академия
440605, г. Пенза, пр. Байдукова / ул. Гагарина, 1а / 11

Рассмотрены оригинальные устройства измерения разбаланса дифференциальных параметрических (резистивных, индуктивных, емкостных) датчиков, основанные на использовании структурной и алгоритмической избыточности, в которых обеспечивается инвариантность результата измерения к неинформативным параметрам датчиков и влияющим факторам среды. Приводятся схемы базовых преобразователей.

Ключевые слова: параметрические датчики, измерение параметров, частотно-временное преобразование, структурно-алгоритмическая избыточность.

Использование классического принципа двухканальности позволяет синтезировать измерительные устройства с качественно новым комплексом метрологических и эксплуатационных характеристик [1]. Двухканальность в средствах измерений, как правило, реализуется введением структурной и/или алгоритмической избыточности. Особенно эффективно применение указанного подхода в многопараметровых (многофакторных) измерениях, когда объект измерительного эксперимента характеризуется как информативными, так и неинформативными (в данном опыте) параметрами и необходимо обеспечить инвариантность результата измерения к последним. Сформулированная задача всегда актуальна при измерении различных физических величин с помощью датчиков. Наличие паразитных параметров датчиков либо изменение их «основных», информативных параметров под действием неконтролируемых различных вариаций внешних влияющих факторов существенно ограничивает достижимую точность и обуславливает необходимость введения специальных мер по устранению или существенному снижению влияния этих факторов. Структурная и алгоритмическая избыточность реализуется введением дополнительных каналов и/или тактов преобразования [2]. Вместе с тем при построении устройств измерения разбаланса дифференциальных датчиков возможно и целесообразно использование их «естественной» двухканальности, вследствие чего желаемый результат может быть достигнут относительно простыми средствами.

Рассмотрим в качестве примера оригинальную схему средства измерения (СИ) разбаланса дифференциальных резистивных датчиков (ДРД) с промежуточным частотным преобразованием [3]. Одной из серьезных проблем, возникающих при использовании датчиков такого типа, является устранение влияния на результат изме-

рения температурных изменений значения полного сопротивления плеч датчика, как правило, входящего в уравнение измерения. Рассматривая неконтролируемые флуктуации значения данного сопротивления как влияющий фактор, а связанное с измеряемым параметром физического объекта (ФО) изменение сопротивления (разбаланс) датчик ΔR как информативный параметр, в соответствии с принципом двухканальности необходимо организовать в СИ как минимум два канала, симметричных по влияющему фактору и ассиметричных по информативному параметру [3]. В данном случае в самой схеме ДРД реализуется пространственное разделение каналов.

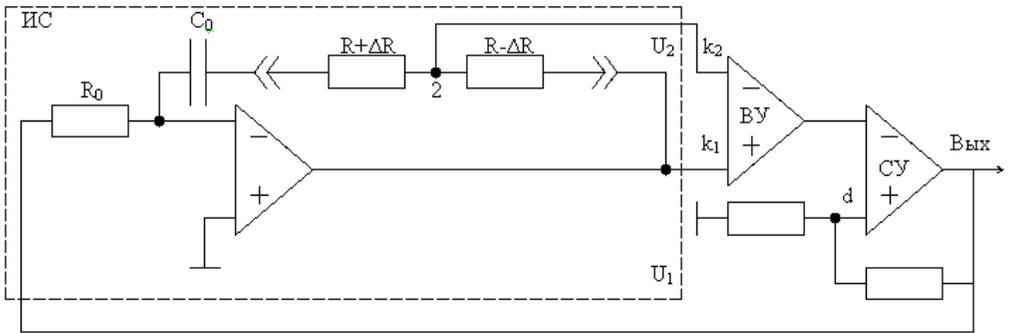


Рис. 1. Схема средства измерения разбаланса дифференциальных резистивных датчиков с промежуточным частотным преобразованием

Основным узлом СИ (рис. 1) является измерительная схема (ИС), осуществляющая преобразование параметров датчика в напряжение сигнала сложной формы. ИС построена как интегратор, например, на операционном усилителе (ОУ), в цепь отрицательной обратной связи которого последовательно с интегрирующим опорным конденсатором C_0 включен ДРД с полным сопротивлением $2R$, где R – сопротивление каждого из плеч ДРД. Сигналы со среднего вывода датчика (т. 2) и с выхода ИС (т. 1) подаются на входы вычитающего устройства (ВУ) с различными коэффициентами масштабирования k_1, k_2 по входам. ВУ также целесообразно реализовать на базе ОУ, задавая значения k как соотношения сопротивлений резисторов во внешних цепях ОУ. Выходной сигнал ВУ подается на один вход сравнивающего устройства (СУ), построенного как дифференциальный усилитель-ограничитель также на базе ОУ. На другой вход СУ подается через резистивный делитель с коэффициентом деления d часть выходного напряжения СУ. Таким образом организуется положительная обратная связь, вследствие чего в схеме возникают релаксационные автоколебания.

При включении питания на выходе сравнивающего устройства СУ за счет наличия положительной обратной связи возникает перепад напряжения, например, отрицательной полярности $-U$, который подается на вход интегратора через опорный резистор R_0 . На выходах 1 и 2 ИС появляются линейно во времени изменяющиеся напряжения – информативные сигналы, описываемые следующими выражениями:

$$U_1 = \frac{Ut}{R_0 C_0} + U \frac{2R}{R_0};$$

$$U_2 = \frac{Ut}{R_0 C_0} + U \frac{(R \pm \Delta R)}{R_0},$$

где R_0 , C_0 – параметры интегрирующей цепи ИС;

R – начальное сопротивление каждого из плеч датчика;

ΔR – информативный параметр – разбаланс ДРД, обусловленный влиянием воспринимаемой датчиком физической величины;

t – текущее время.

Сигнал U_2 , снимаемый со среднего вывода ДРД, подается на инвертирующий, а сигнал U_1 , снимаемый с выхода ИС, – на неинвертирующий вход ВУ, выполненного так, что отношение коэффициентов масштабирования по входам ВУ равно двум:

$k_2/k_1 = 2$. Таким образом обеспечивается требуемая в соответствии с принципом

двухканальности количественная асимметрия качественно идентичных каналов обработки информативного сигнала. На выходе ВУ при этом формируется сигнал, зависящий только от информативного параметра ДРД – разбаланса ΔR . Пусть, например,

$k_2 = 2n$; $k_1 = n$ (n – произвольное число, значение которого задается из соображений удобства технической реализации); тогда модуль напряжения на выходе ВУ определяется выражением

$$U_{ВУ} = -n \frac{Ut}{R_0 C_0} - 2nU \frac{\Delta R}{R_0}.$$

Этот сигнал подается на инвертирующий вход СУ, где сравнивается с напряжением, подаваемым с его же выхода через делитель напряжения с постоянным коэффициентом деления d . В момент равенства напряжений на входах СУ напряжение на его выходе скачкообразно изменяет свой знак на противоположный, и описанный процесс повторяется. Устанавливаются релаксационные автоколебания, период которых равен

$$T = 2 \frac{d}{n} R_0 C_0 \pm 2 \Delta R C_0. \quad (1)$$

Из функции преобразования (1) видно, что период следования импульсов на выходе СУ зависит лишь от информативного параметра – разбаланса ΔR , причем линейно. Уравнение (1) содержит только параметры интегрирующей цепи ИС и отношение коэффициентов d/n , что позволяет повысить точность преобразования за счет

исключения влияния полного сопротивления датчика и его температурных изменений. Срыв колебаний при $\Delta R = 0$ исключен за счет наличия «нулевого» периода

$T_0 = \frac{2dR_0C_0}{n}$. Легко может быть осуществлена также фиксация знака разбаланса.

Принцип двухканальности позволяет синтезировать структуры инвариантных СИ для дифференциальных индуктивных и емкостных датчиков. Сложность измерения разбаланса таких датчиков заключается в том числе в наличии паразитных параметров (активных сопротивлений потерь в обмотках индуктивных и сопротивлений утечки в конденсаторах емкостных датчиков), существенно влияющих на результат измерения. Указанная проблема также решается за счет избыточности, т. е. введением в структуру СИ дополнительного по сравнению с базовой схемой рис. 1 канала (каналов) распространения сигнала ИС, несущего информацию об информативных и неинформативных параметрах датчика.

Приведем в качестве примера модификацию вышерассмотренного СИ для дифференциального индуктивного датчика (ДИД) (рис. 2).

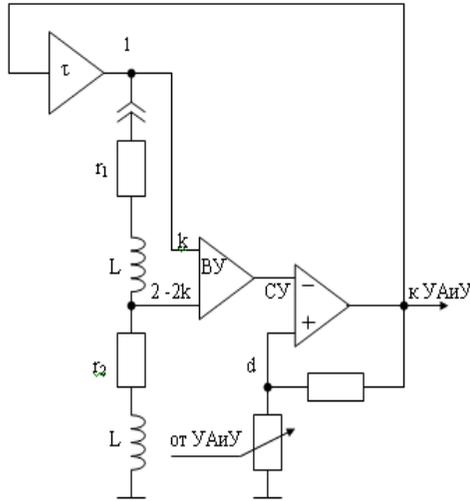


Рис. 2. СИ для дифференциального индуктивного датчика

На последовательно включенные и заземленные обмотки ДИД с параметрами $L_1 = L \pm \Delta L$, $L_2 = L \mp \Delta L$, r_1, r_2 подается знакопеременный линейно изменяющийся ток, формируемый с помощью интегратора с постоянной времени τ .

Сигнал с выхода 1 ДИД подается на один из входов аналогового вычитающего устройства (ВУ) с коэффициентом масштабирования k ; сигнал со средней точки ДИД (т. 2) подается на другой вход ВУ с коэффициентом масштабирования $(-2k)$. На второй вход сравнивающего устройства СУ с коэффициентом масштабирования d подается часть его же выходного сигнала.

Преобразователь данного СИ также работает в режиме релаксационного автогенератора. Предположим, что в исходном (ненагруженном) состоянии датчика значения индуктивностей его обмоток равны ($L_1 = L_2 = L$), сопротивления потерь обмоток в общем случае различны ($r_1 \neq r_2$). Период T_0 возникающих в схеме при нулевом разбалансе колебаний может быть определен аналогично предыдущему из следующего выражения:

$$\frac{k}{\tau}(r_2 - r_1)\frac{T_0}{2} + d = \frac{T_0}{2\tau}.$$

Отсюда выражение для периода

$$\frac{T_0}{2} = \frac{d\tau}{1 \mp k\Delta r}, \quad (2)$$

где $\Delta r = |r_2 - r_1|$.

Значение периода T_0 , являющееся промежуточной величиной, фиксируется в устройстве анализа и управления УАиУ (на схеме не показано). При появлении разбаланса ΔL период изменяется так, что

$$\frac{T_1}{2} = \frac{d\tau \mp 2k\Delta L}{1 \mp k\Delta r}. \quad (3)$$

Значение T_1 также фиксируется в УАиУ. В принципе двух уравнений (2) и (3), являющихся уравнениями промежуточного время-импульсного преобразования в двух ассиметричных, разделенных во времени каналах, достаточно, чтобы определить (вычислить) искомое значение ΔL , а также значение Δr , по которому может быть оценена, например, температура в зоне расположения датчика. Расчетная формула для ΔL – уравнение измерения – в этом случае имеет следующий вид:

$$\Delta L = d\tau \left(1 - \frac{T_1}{T_0} \right). \quad (4)$$

Исключить требуемые по (4) вычислительные операции можно с использованием способа [4], по которому в СИ организуется алгоритмическая избыточность в виде дополнительного, третьего такта работы. С этой целью коэффициент масштабирования СУ по второму входу (d) выполняется переменным.

Пусть при начальном значении $d = d_1$ в УАиУ зафиксированы значения T_0 и T_1 (см. выражения (2) и (3)). В третьем такте при нагруженном датчике ($\Delta L \neq 0$) путем изменения значения d по сигналу от УАиУ приводят значение периода T_1 к значению T_0 :

$$\frac{T_0}{2} = \frac{d_2\tau \mp 2k\Delta L}{1 \mp k\Delta r}. \quad (5)$$

Здесь d_2 – значение коэффициента d , при котором значение периода T при нулевом разбалансе $|\Delta L|$ равно T_0 . Совместное решение уравнений (2) и (5) дает простое итоговое уравнение измерения разбаланса ΔL :

$$\Delta L = \frac{\Delta d\tau}{2k}. \quad (6)$$

Здесь $\Delta d = d_2 - d_1$. Стабильность значения τ может быть обеспечена достаточно простыми средствами. Присутствие в итоговой формуле отношения $\frac{\Delta d}{k}$ коэффициентов масштабирования одного и того же ВУ по разным входам существенно снижает требования к стабильности определяющих значения данных коэффициентов элементов схемы.

Описанный подход может быть с успехом применен для построения СИ разбаланса дифференциальных емкостных датчиков (ДЕД). В силу того, что эквивалентная схема плеча датчика достаточно адекватно представляется в виде параллельной RC-цепи, пространственное разделение каналов обработки можно осуществить непосредственно в СИ. Вариант построения функциональной схемы СИ для ДЕД приведен на рис. 3. Базовый преобразователь так же, как в устройствах, рассмотренных выше, работает в автоколебательном режиме. Выражение для периода T автоколебаний может быть получено приравниванием нулю выходного напряжения ОУ; в этот момент происходит срабатывание сравнивающего устройства СУ, переключение полярности его выходного напряжения с изменением знаков всех напряжений в схеме на противоположные.

Если обозначить $C_1 - C_2 = \pm\Delta C$; $\frac{1}{r} = g$; $\frac{1}{R_2} - \frac{1}{R_1} = \pm\Delta g$, то

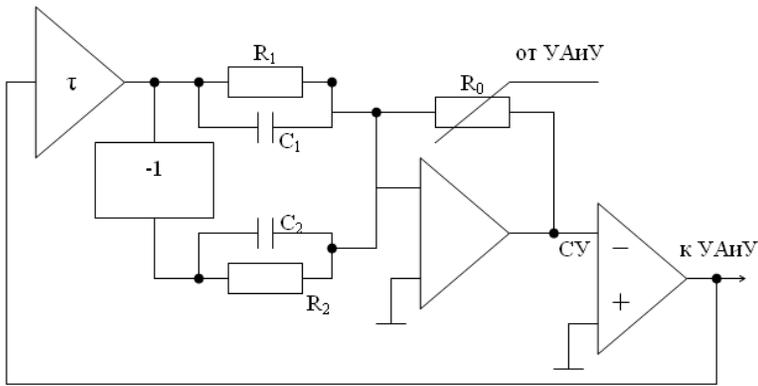


Рис. 3. Функциональная схема СИ для дифференциальных емкостных датчиков

$$T_1 = \frac{2 \left(\frac{\tau}{R'_0} \pm \Delta C \right)}{g \pm \Delta g}. \quad (7)$$

Здесь R'_0 – начальное значение сопротивления управляемого резистора R_0 . Как и в предыдущей схеме, УАиУ фиксирует значение T_0 при $\Delta C = 0$, а затем значение T_1 при некотором значении разбаланса ДЕД ΔC , подлежащем определению. В третьем такте при $\Delta C \neq 0$ за счет изменения значения R_0 по сигналу с УАиУ устанавливается значение периода, равное T_0 . Пусть это равенство достигается при некотором значении сопротивления управляемого резистора R''_0 . При этом выражение для определения ΔC получается весьма простым:

$$\Delta C = \frac{\tau}{\Delta R_0}, \quad (8)$$

где $\Delta R_0 = R''_0 - R'_0$.

Анализ показал, что точность определения информативных параметров датчиков и степень инвариантности результата измерения к неинформативным параметрам последних определяется в основном точностью фиксации выполнения условия равенства периодов $T_2 = T_1$. Последняя может быть обеспечена достаточно высокой, т. к. операция сравнения T производится в цифровом виде. Стабильность параметров промежуточных каналов в устройствах измерения параметров реактивных датчиков необходимо обеспечивать лишь в течение максимум трех последовательных тактов одного цикла измерения, что существенно снижает требования к их узлам.

Исходя из сущности рассмотренных алгоритмов целесообразно использовать реализующие их измерительные устройства в следящем режиме, когда фиксируется и «отрабатывается» лишь отклонение информативного параметра датчика Δx от предыдущего значения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Прохоров Д.С. Измерительные преобразователи со структурной избыточностью для емкостных датчиков // Датчики систем измерения, контроля и управления: Межвуз. сб. научн. тр. – Пенза, 2003. – С. 9-13.

2. Свистунов Б.Л. Классификация способов построения инвариантных средств измерения параметров электрических цепей // Датчики и системы. – 2003. – № 2 (45). – С. 14-17.
3. Артамонов П.И. Устройство измерения емкости датчика для информационно-управляющих систем // Проблемы управления, обработки и передачи информации: Сб. научн. тр. – Саратов, 2011. – С. 240-245.
4. А.с. 1829014. Способ измерения параметров RC и RL цепей. Опубл. БИ № 27, 1993. А.И. Мартяшин, А.Ф. Мольков, Б.Л. Свистунов.

Статья поступила в редакцию 15 февраля 2012 г

DEVICES FOR MEASURING DISBALANCE OF DIFFERENTIAL PARAMETRIC DEVICES WITH INTERMEDIATE FREQUENCY-TIME CONVERSION

P.I. Artamonov, D.S. Prochorov

Penza State Technological Academy
1a/11, Gagarina st., Penza, 440605

The devices for disbalance measuring of differential parametric (resistive, inductive, capacitive) sensors are regarded. They are based on two-channel principle (structural and algorithm excess) providing measurement invariance to non-informative sensor parameters and affecting environment factors are considered. The schemes of base transformers are given.

Keywords: *parametric sensors, measurement of parameters, frequency – time conversion, structural – algorithmic excess.*