

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-

Павел Игоревич Артамонов, аспирант.
Дмитрий Сергеевич Прохоров, аспирант.

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.

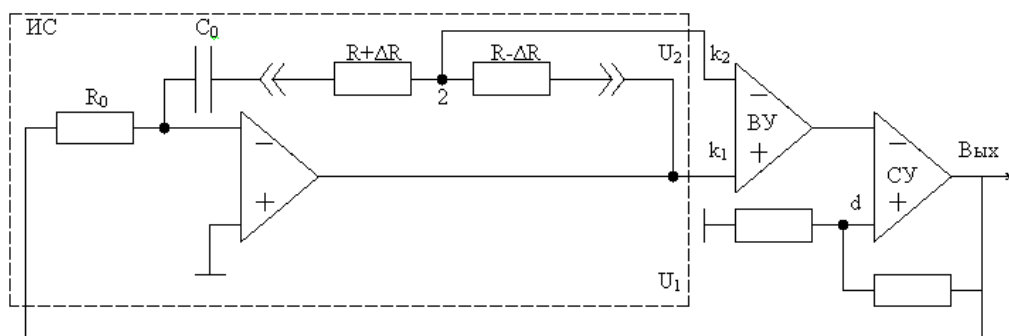


Рис. 1. Схема средства измерения разбаланса дифференциальных резистивных датчиков с промежуточным частотным преобразованием

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

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

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).

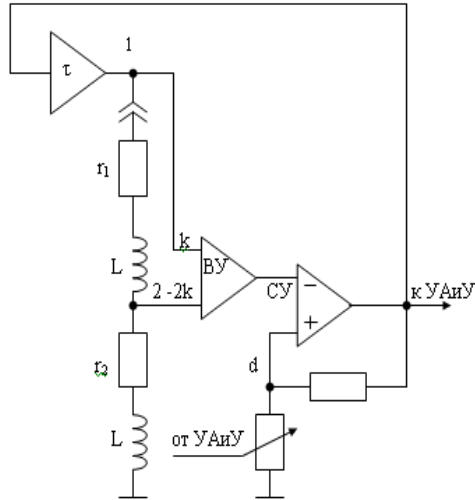


Рис. 2. СИ для дифференциального индуктивного датчика

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 асимметричных, 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

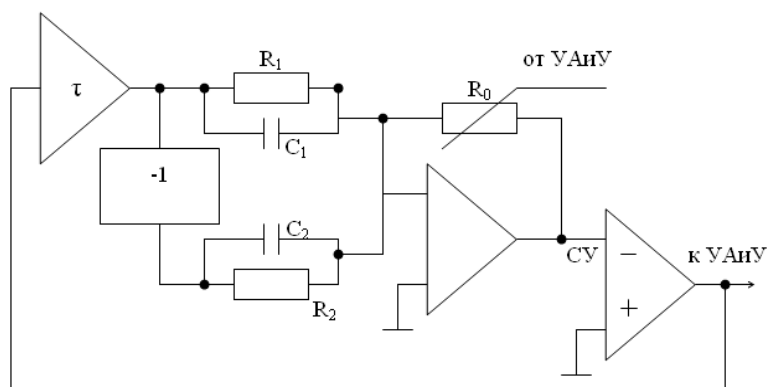


Рис. 3. Функциональная схема СИ для дифференциальных емкостных датчиков

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

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. Оpubл. 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.*

КАЛИБРОВКА СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОБРАТНЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ

В.Я. Купер¹, М.Г. Рубцов²

¹Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

²ООО «Научно-производственный центр ПАЛС»
443095, г. Самара, ул. Ташкентская, 196

E-mail: mg.rubtsov@mail.ru

Рассматриваются методы калибровки средств измерений, основанные на использовании обратных математических моделей функции преобразования и различных весовых функций для погрешностей.

Ключевые слова: калибровка средств измерений, погрешность измерений, взвешенный метод наименьших квадратов.

Целью калибровки конкретного экземпляра средства измерения (измерительно-го прибора, измерительного канала информационно-измерительной системы) является построение индивидуальной эмпирической модели его функции преобразования.

Обычно эта задача решается путем проведения активного регрессионного эксперимента, в результате которого строится прямая математическая модель функции преобразования

$$Y = F(X, a_0, a_1, \dots, a_m),$$

где X – входная величина; Y – выходная величина; F – функция заданного вида; $a_0, a_1, \dots, a_m$ – неизвестные параметры.

В процессе калибровки задают ряд $x_1, x_2, \dots, x_n$ ($n \geq m + 1$) значений X и получают ряд $y_1, y_2, \dots, y_n$ значений Y .

Для получения оптимальных оценок параметров $a_0, a_1, \dots, a_m$ обычно используют метод наименьших квадратов, в котором минимизируется функция

$$\sum_{i=1}^n \Delta_i^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - F(x_i, a_0, a_1, \dots, a_m)]^2.$$

Следовательно, в этом случае минимизируются (в среднеквадратическом смысле) абсолютные погрешности во всем диапазоне измерений. Однако такая ситуация далеко не всегда оказывается удовлетворительной по следующим причинам:

- 1) в ряде случаев необходимо во всем диапазоне измерения минимизировать не абсолютную, а относительную погрешность измерений;
- 2) в конкретных условиях проведения измерений иногда возникает необходимость обеспечить максимальную точность измерений в определенной области (или областях) рабочего диапазона измерений.

Указанные задачи могут быть решены, если при калибровке средства измерений

Виталий Яковлевич Купер (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».

Михаил Геннадьевич Рубцов (к.т.н.), директор ²ООО «Научно-производственный центр ПАЛС».

ввести весовую функцию $\rho(x)$, отражающую значимость абсолютной погрешности в различных областях диапазона измерений. Так как $\rho(x)$ есть функция значения измеряемой величины, то целесообразно использовать обратную математическую модель функции преобразования

$$X = F(Y, b_0, b_1, \dots, b_m),$$

где $b_0, b_1, \dots, b_m$ – неизвестные параметры.

В процессе калибровки задают ряд $x_1, x_2, \dots, x_n$ ($n \geq m+1$) значений X и получают ряд $y_1, y_2, \dots, y_n$ значений Y . Каждому значению x_i ($i=1, 2, \dots, n$) соответствует значение $\rho(x_i)$ весовой функции. Для вычисления оптимальных оценок неизвестных параметров $b_0, b_1, \dots, b_m$ используем взвешенный метод наименьших квадратов, в котором минимизируется функция

$$\sum_{i=1}^n \rho(x_i) \cdot [x_i - F(y_i, b_0, b_1, \dots, b_m)]^2.$$

На практике чаще всего применяют обратную математическую модель в виде степенного полинома, линейную относительно коэффициентов регрессии:

$$X = b_0 + b_1 \cdot Y + \dots + b_m \cdot Y^m.$$

В матричном виде оптимальные оценки коэффициентов регрессии равны [1]

$$B = (Y^T \rho Y)^{-1} Y^T \rho X,$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & y_1 & \dots & y_1^m \\ 1 & y_2 & \dots & y_2^m \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & y_n & \dots & y_n^m \end{bmatrix}; \quad X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \dots \\ b_m \end{bmatrix}; \quad \rho = \begin{bmatrix} \rho(x_1) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \rho(x_2) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \rho(x_n) \end{bmatrix}.$$

Приведенное выше решение задачи построения обратной математической модели является общим и позволяет находить оптимальное решение при любой конкретной весовой функции $\rho(x)$. В качестве примера рассмотрим некоторые наиболее часто встречающиеся ситуации.

Пример 1. Минимизация абсолютной (или приведенной) погрешности во всем диапазоне измерений.

В этом случае весовая функция $\rho(x) \equiv 1$, а матрица весов имеет вид

$$\rho = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix},$$

т. е. имеет место обычный («невзвешенный») метод наименьших квадратов.

Пример 2. Минимизация относительной погрешности во всем диапазоне измерений.

В этом случае весовая функция $\rho(x) = 1/x$, а матрица весов имеет вид

$$\rho = \begin{bmatrix} 1/x_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1/x_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1/x_n \end{bmatrix}.$$

Этот случай имеет место при калибровке широкодиапазонных средств измерений, когда экспериментатора интересует относительная погрешность результатов измерений, например при калибровке широкодиапазонных средств измерения удельной электрической проводимости жидкости [2].

Пример 3. Минимизация абсолютной погрешности в двух поддиапазонах измерений с различными весами.

Пусть весь диапазон измерений $[x_{\min}, x_{\max}]$ разделен на два поддиапазона: $[x_{\min}, x_d]$ и $[x_d, x_{\max}]$, причем в первом поддиапазоне необходимо обеспечить абсолютную погрешность в K раз меньшую, чем во втором.

Допустим, что при калибровке из общего числа n экспериментальных точек n_1 находятся в первом поддиапазоне, а $(n - n_1)$ – во втором.

В этом случае весовая функция имеет вид $\rho(x) \equiv K$ ($K > 1$), если $x \in [x_{\min}, x_d]$, и $\rho(x) \equiv 1$, если $x \in [x_d, x_{\max}]$. Соответственно матрица весов равна

$$\rho = \begin{bmatrix} K & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & K & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Этот пример имеет место, когда средство измерений должно быть откалибровано во всем рабочем диапазоне измерений, но в первом диапазоне должна быть обеспечена более высокая точность измерений.

Ниже приведены результаты калибровки канала измерения электрической проводимости жидкости комплексной скважинной аппаратуры «КОМПАС» при использовании рассмотренных выше методов калибровки (примеры 1 и 2).

Калибровка проводилась в диапазоне удельных электрических проводимостей от 0,4 до 50 См/м. Калибровочные растворы представляли собой растворы NaCl в дистиллированной воде. Было использовано 8 термостатированных растворов, проводимости которых в логарифмическом масштабе были примерно равноотстоящими друг от друга. В каждом растворе фиксировался выходной код АЦП.

В качестве математической модели измерительного канала применена линейная обратная модель

$$\sigma = b_0 + b_1 \cdot N,$$

где σ – измеряемая удельная электрическая проводимость (См/м);

N – выходной код АЦП.

Оптимальные оценки коэффициентов b_0 и b_1 , вычисленные по экспериментальным данным для $\rho(x) \equiv 1$, равны $b_0 = -1,5405 \cdot 10^{-3}$ См/м и $b_1 = 3,4588 \cdot 10^{-6}$ См/м.

Те же самые экспериментальные данные были обработаны для $\rho(x) \equiv 1/x$. При

этом оптимальные оценки коэффициентов b_0 и b_1 равны $b_0 = -1,5029 \cdot 10^{-3}$ См/м и $b_1 = 3,4528 \cdot 10^{-6}$ См/м.

При этом в первом случае ($\rho(x) \equiv 1$) модули абсолютной и относительной погрешностей не превышают 3 мкСм/см и 4 % соответственно. Во втором случае ($\rho(x) \equiv 1$) модули абсолютной и относительной погрешностей не превышают 3 мкСм/см и 0,5 % соответственно. Таким образом, использование взвешенного метода оценивания параметров обратной математической модели измерительного канала позволило при незначительном изменении абсолютной погрешности существенно (почти на порядок) уменьшить относительную погрешность измерений.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Адлер Ю.П., Маркова Е.В., Грановский Ю.В. Планирование эксперимента при поиске оптимальных условий. – М.: Наука, 1976. – 279 с.
2. Купер В.Я., Пономарева А.А. Калибровка широкодиапазонных средств измерения электрической проводимости жидкости // Информационно-измерительные и управляющие системы: Сб. науч. статей. – Вып. 2(7). – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2012. – 128 с.

Статья поступила в редакцию 2 февраля 2013 г.

CALIBRATION OF MEASURING INSTRUMENTS USING REVERSE MATHEMATICAL MODELS

V.Ya. Kuper¹, M.G. Rubtsov²

¹Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

²«Scientific Production Center PALS»
196, Nashkentskaya, Samara, 443095

Methods of calibration measuring instruments based on using inverse mathematical models of transfer function and different weight functions for accuracy are considered in this paper.

Keywords: calibration measuring instruments, inaccuracy of measurements, weighted least-squares method.

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ГАЗОВЫДЕЛЕНИЯ КОНСТРУКЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

П.К. Ланге, Н.А. Колчева

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрена проблема определения газовой выделения конструкционных материалов систем космических аппаратов. Описана информационно-измерительная система определения газовой выделения материалов при повышении их температуры.

Ключевые слова: газовойделение материалов, нагрев, конструкционные материалы, дифференциальный термический анализ.

Процессы воздействия космической среды на материалы космических аппаратов (КА) определяют такие их характеристики, как продолжительность активного существования КА, надежность их работы. Важнейшую роль в обеспечении длительной и безотказной работы космических аппаратов играет стойкость конструкционных материалов и элементов аппаратуры КА к воздействию внешних факторов: глубокого вакуума, корпускулярных и электромагнитных излучений разных видов и т. д. Такие факторы могут вызвать газовойделение конструкционных материалов, которое, в свою очередь, изменит эксплуатационные характеристики различных систем КА (в частности понизит срок их эксплуатации). В данной статье рассмотрено влияние газовойделения материалов конструкционного назначения на эксплуатацию систем космических аппаратов, а также методы контроля уровня газовойделения при выборе конструкционных материалов.

В вакууме любой материал выделяет газы и пары, адсорбированные на его поверхности и в его объеме. В последнем случае процессу газовойделения предшествует диффузия атомов и молекул газов к поверхности. Аналогичным образом происходит испарение из материалов различных примесей и добавок. С поверхности происходит испарение (сублимация) основного материала. Скорость испарения характеризуется массой вещества, испаряющегося в единицу времени с единицы поверхности материала. Эта скорость возрастает при увеличении температуры поверхности, она зависит также от условий отвода паров от поверхности: чем ниже давление паров над поверхностью по отношению к давлению насыщенного пара испаряющегося вещества, тем выше скорость испарения.

Рассмотрим параметры атмосферы на тех высотах, где КА может функционировать в течение длительного времени. В таблице приведены значения давления, плотности и температуры воздуха, а также концентрации нейтральных частиц в атмосфере Земли от высоты 200 км, которая обычно принимается за нижнюю границу орбитальных полетов, до высот в десятки тысяч километров, на которых функционируют искусственные спутники Земли, запускаемые на геостационарные и высокоэллиптические орбиты. Температура воздуха, приведенная в таблице, характеризует лишь кинетическую энергию частиц газа и не оказывает прямого влияния на температуру поверхности КА в силу крайней разреженности окружающей среды.

Петр Константинович Ланге (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационно-измерительная техника».

Наталья Александровна Колчева, аспирант.

Значения давления, плотности и температуры воздуха в космическом пространстве

Высота, км	Давление, Па	Плотность, г/см ³	Температура, К	Концентрация частиц, см ⁻³
200	$8,5 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-13}$	1 200	$7,0 \cdot 10^9$
1 000	$4,0 \cdot 10^{-9}$	$1,5 \cdot 10^{-18}$	1 600	$1,5 \cdot 10^5$
10 000	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$1,0 \cdot 10^{-20}$	15 000	$1,0 \cdot 10^3$
50 000*	$1,5 \cdot 10^{-11}$	$2,5 \cdot 10^{-22}$	$2 \cdot 10^5$	3...4

* На высотах более 20 000 км частицы находятся преимущественно в ионизованном состоянии.

Из таблицы видно, что в рассматриваемом диапазоне высот давление падает более чем на 6 порядков.

Очевидно, что для открытых поверхностей КА нужно выбирать материалы с низкой скоростью испарения при той температуре, до которой они могут нагреваться в условиях космического пространства. Например, толщина пластины, изготовленной из кадмия или цинка, уменьшается за счет испарения в вакууме приблизительно на 0,1 мм в год уже при температуре 100...150 °С, которая вполне реальна за счет нагрева поверхности КА солнечным излучением. Чтобы получить такое же уменьшение толщины для пластины из алюминия, меди или никеля, пластину нужно нагреть до 750...1000 °С, а при 100...150 °С эти материалы практически не испаряются [1].

Уменьшение толщины материала может быть критично, например, в случае применения очень тонких пленок и покрытий, а также при эксплуатации материалов при высоких температурах. Кроме уменьшения толщины материала, следствием газовыделения в радиоэлектронных системах может быть, например, ухудшение оптических характеристик фотоприемников за счет образования осадка на фотоприемной поверхности. Указанные факторы могут приводить к существенному ухудшению параметров оптических приборов и даже к полному выходу приборов из строя, как это, например, произошло с бортовым спектрометром на метеорологическом ИСЗ «Нимбус-4» [1].

Как известно, газовыделение материалов увеличивается с повышением температуры. Это связано как с ускорением естественных процессов старения материала, так и с возникающими в них при определенных температурах фазовыми превращениями. При исследовании газовыделения требуется определение его объема, поскольку состав выделяющихся газов для конкретных материалов обычно заранее известен. Для достижения этой цели можно использовать дифференциальный термический анализ (ДТА) с помощью системы (рис. 1), в которой происходит сравнение сигналов, поступающих с двух датчиков теплопроводности, стоящих на входе и выходе газового потока.

Метод ДТА основан на сравнении термических свойств образца исследуемого вещества и термически инертного вещества, принятого в качестве эталона. Информационным параметром является разность их температур, измеряемая при нагревании или охлаждении образца с постоянной скоростью, которая может быть представлена в виде функции температуры образца, эталонного вещества или нагреваемой камеры. Изменения температуры образца при его линейном нагреве вызываются физическими переходами или химическими реакциями, связанными с поглощением или выделением тепла. В общем случае фазовые переходы, дегидратация, восстановление и некоторые реакции разложения сопровождаются эндотермическими эффектами, а кристаллизация, окисление и отдельные процессы разложения – экзотермическими [2]. Одновременно с определением теплофизических характеристик ис-

следуемого материала при его линейном нагреве определяется и его газовыделение с помощью детекторов по теплопроводности, один из которых помещается в поток инертного газа, продуваемого через камеру с исследуемым нагреваемым образцом, а второй – на выходе газового потока, проходящего через камеру. Известно, что сигнал, формируемый детектором, пропорционален скорости потока проходящего через него газа, а также его теплопроводности, то есть наличия в потоке чистого газа примесей.

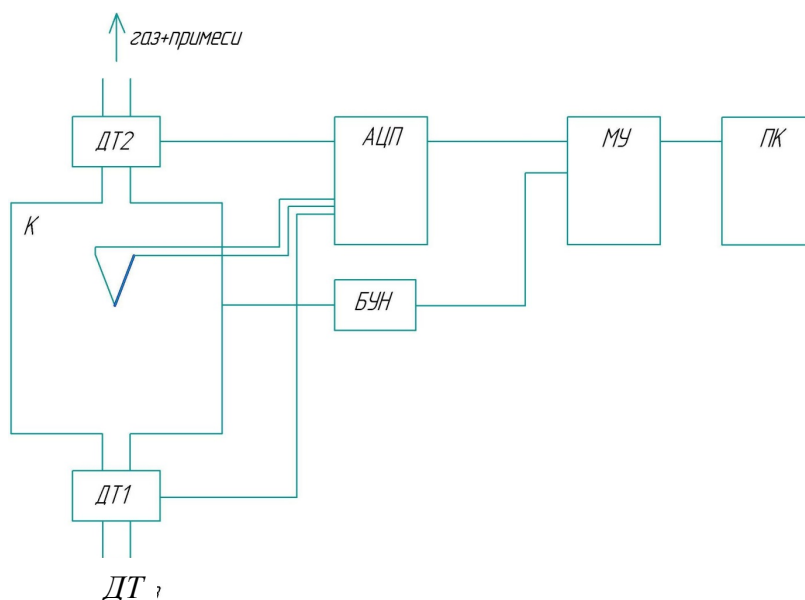


Рис. 1. Функциональная схема ИИС:

ДТ1, ДТ2 – датчики теплопроводности; БУН – блок управления нагревом;
МУ – микропроцессорное устройство; АЦП – аналого-цифровой преобразователь;
ПК – персональный компьютер; ДТ – датчик температуры; К – камера

Таким образом, разностный сигнал этих детекторов определяется объемом газовой выделения исследуемого образца и не зависит от скорости потока инертного газа, что является достоинством предлагаемого метода определения свойств исследуемых материалов.

Через камеру продувается инертный газ, в потоке которого размещен датчик ДТ1. Выходной газовый поток формируется инертным газом, содержащим выделяемые из образца при его нагревании газовые примеси. В выходном газовом потоке размещен датчик ДТ2. Сигналы с этих датчиков, а также с датчика температуры нагреваемой камеры поступают на аналого-цифровой преобразователь АЦП, а затем – на микропроцессорное устройство (МУ). Данные с МУ передаются на персональный компьютер. МУ также формирует линейно изменяющийся во времени сигнал, поступающий на блок БУН нагрева камеры.

При дифференциальном методе детектирования, используемым в описанной системе, количество компонента, выходящего из колонки к определенному моменту времени, определяется значением интеграла по времени от произведения расхода W газа на его концентрацию в данный момент времени (рис. 2).

Если считать скорость W газового потока постоянной, что действительно соблюдается для малых концентраций выделяемых газовых компонентов, то интеграл концентрации компонента по времени пропорционален площади S под пиком сигнала C :

$$S = W \int_{t_1}^{t_2} C dt .$$

Обработка измерительной информации в описанной системе практически не отличается от обработки хроматографического сигнала [3].

Таким образом, применение описанной системы позволит решить важную практическую задачу – оценить газовыделение материалов при их нагреве, что имеет особенное значение при разработке конструкций космических аппаратов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Акишин А.И., Новиков Л.С. Воздействие окружающей среды на материалы космических аппаратов // Новое в жизни, науке, технике. Сер. Космонавтика, астрономия. – № 4. – М.: Знание, 1983. – 64 с., ил.
2. Егунов В.П. Введение в термический анализ. – Самара: СамВен, 1996. – 270 с.
3. Бражников В.В. Детекторы для хроматографии. – М.: Машиностроение, 1992. – 320 с.

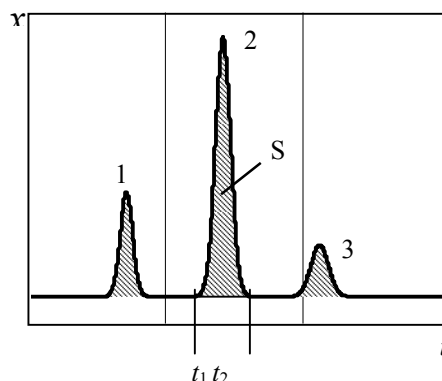


Рис. 2. Дифференциальный сигнал C :

1...3 – информационные пики, соответствующие выделяемым при нагреве газовым компонентам

Статья поступила в редакцию 13 марта 2013 г.

SYSTEM FOR GAS EMISSION MEASURING OF THE CONSTRUCTION MATERIALS THAT USED IN SPACECRAFTS.

P.K. Lange, N.A. Kolcheva

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

In the paper the problem of the gas emission determination of the construction materials that used in spacecrafts is considered. The data measurement system for gas emission designation of the construction materials in temperature increasing conditions is described.

Keywords: gas emission, heating, materials of construction, differential thermal analysis.

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НА ОСНОВЕ ФОРМИРОВАНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

В.С. Мелентьев, Ю.М. Иванов, А.Е. Сеницын

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
E-mail: vs_mel@mail.ru

Рассматривается классификация методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям с использованием дополнительных гармонических сигналов, сдвинутых относительно входных на произвольный угол. Предлагается новый подход к синтезу таких методов. Рассматриваются три метода, синтезированные на основе данного подхода.

Ключевые слова: интегральные характеристики, гармонические сигналы, мгновенные значения, фазосдвигающий блок, сравнение сигналов, время измерения

Введение

В настоящее время широкое распространение получили методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) по отдельным мгновенным значениям, не связанным с периодом входного сигнала. Существенное сокращение времени измерения характерно для методов, основанных на формировании дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных, и определении ИХГС по мгновенным значениям входных и дополнительных сигналов [1].

Значительное упрощение реализации обеспечивают методы измерения ИХГС, в которых применяются ортогональные составляющие сигналов (ОСС) [2].

Однако использование ОСС приводит к значительной частотной погрешности фазосдвигающих блоков (ФСБ), осуществляющих формирование дополнительных сигналов. В результате этого при изменении частоты ФСБ производят сдвиг сигнала на угол, отличный от $\pi/2$.

Исключение влияния частотной погрешности ФСБ обеспечивают методы, основанные на формировании дополнительных сигналов напряжения и тока, сдвинутых относительно входных на произвольный в общем случае угол.

В статье приводится классификация и синтезируются методы измерения ИХГС, основанные на данном принципе.

Классификация методов измерения ИХГС по мгновенным значениям с использованием дополнительных сигналов

На рис. 1 представлена разработанная классификация методов измерения ИХГС по мгновенным значениям с использованием дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на произвольный угол.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 13-08-00173-а).

Владимир Сергеевич Мелентьев (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Информационно-измерительная техника».

Юрий Михайлович Иванов (к.т.н.), ст. научный сотрудник.

Антон Евгеньевич Сеницын, аспирант.

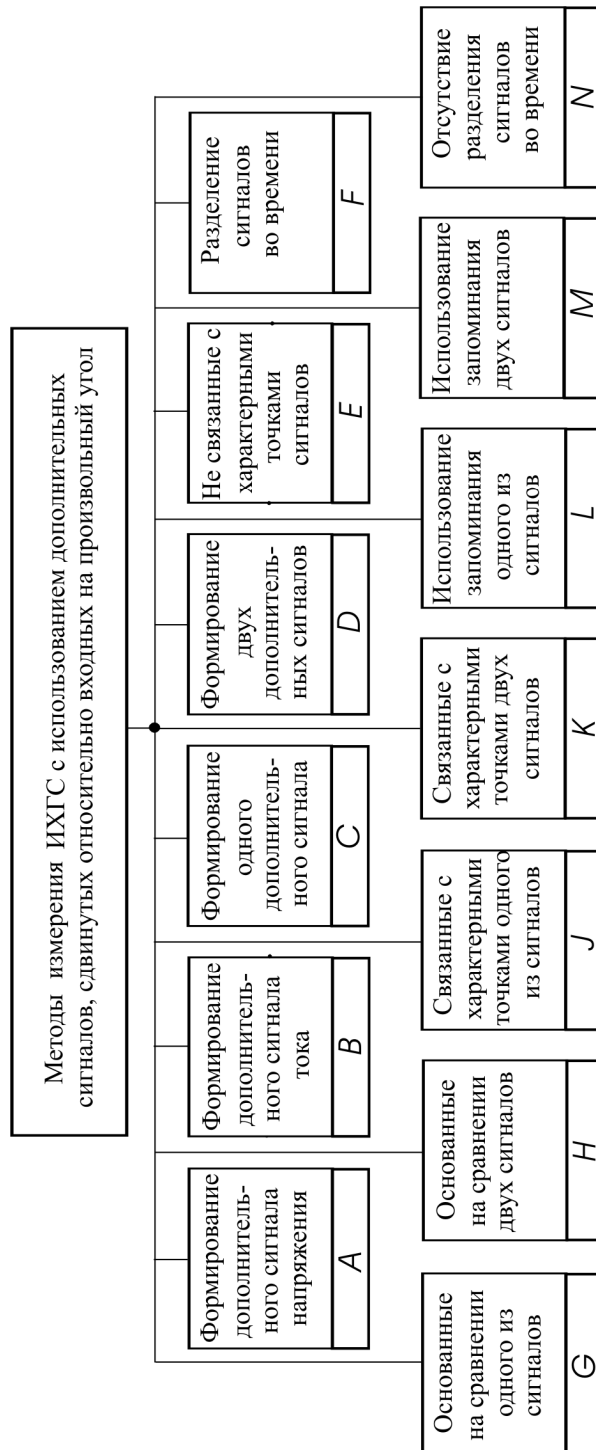


Рис. 1. Классификация методов измерения ИХГС с использованием дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на произвольный угол

Исключая противоположные операции (связь или отсутствие связи с характерными точками сигналов; использование или отсутствие разделения во времени; формирование одного или двух дополнительных сигналов; сравнение одного или двух сигналов; использование запоминания одного или двух сигналов), а также учитывая тот факт, что запоминание мгновенных значений сигналов производится только с их последующим сравнением, по аналогии с методами, основанными на формировании OCC [2], можно условно выделить три группы, характеризующие принципы синтеза методов.

К первой группе относятся методы, основанные на сравнении основного и дополнительного сигналов напряжения. Для этой группы можно синтезировать следующие методы: *ACEGN*; *ACEFG*; *ACEGLN*; *ACEFGL*; *ACGJN*; *ACFGJ*; *ACGKN*; *ACFGK*; *ABCEGN*; *ABCEFG*; *ABCEGLN*; *ABCEFGL*; *ABCGJN*; *ABCFGJ*; *ABCGKN*; *ABCFGK*; *ADEGN*; *ADEFG*; *ADEGLN*; *ADEFGL*; *ADGJN*; *ADFGJ*; *ADGKN*; *ADFGK*; *ABDEGN*; *ABDEFG*; *ABDEGLN*; *ABDEFGL*; *ABDGJN*; *ABDFGJ*; *ABDGKN*; *ABDFGK*.

Вторую группу составляют методы, основанные на сравнении основного и дополнительного сигналов и напряжения и тока. Для этой группы можно синтезировать следующие методы: *ABCEHN*; *ABCEFH*; *ABCEHMN*; *ABCEFHM*; *ABCHJN*; *ABCFHJ*; *ABCHKN*; *ABCFHK*; *ABDEHN*; *ABDEFH*; *ABDEHMN*; *ABDEFHM*; *ABDHJN*; *ABDFHJ*; *ABDHKN*; *ABDFHK*.

Наконец, третью группу составляют методы, не использующие сравнение основного и дополнительного сигналов. Для этой группы можно синтезировать следующие методы: *ACEN*; *ACEF*; *ACJN*; *ACFJ*; *ACKN*; *ACFK*; *ABCEN*; *ABCEF*; *ABCJN*; *ABCFJ*; *ABCKN*; *ABCFK*; *ADEN*; *ADEF*; *ADJN*; *ADFJ*; *ADKN*; *ADFK*; *ABDEN*; *ABDEF*; *ABDJN*; *ABDFJ*; *ABDKN*; *ABDFK*.

Таким образом, представленная классификация позволяет в общем случае синтезировать 72 метода.

Синтез методов измерения ИХГС с использованием дополнительных сигналов

Рассмотрим примеры синтеза методов.

Разработанный авторами метод *ABCFGJ* относится к первой группе и заключается в том, что в момент перехода входного сигнала напряжения через ноль одновременно измеряют первое мгновенное значение дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, и первое мгновенное значение тока; в момент равенства входного и дополнительного напряжений одновременно измеряют вторые мгновенные значения дополнительного напряжения и тока и определяют ИХГС по измеренным значениям [3].

Временные диаграммы, поясняющие метод, представлены на рис. 2.

Если сигналы имеют гармонические модели, то входные напряжение и ток и дополнительный сигнал напряжения соответствуют выражениям:

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad (1)$$

$$u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta\alpha), \quad (2)$$

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (3)$$

где U_m , I_m – амплитудные значения напряжения и тока; ω – угловая частота входного сигнала; φ – угол сдвига фазы между напряжением и током.

В момент времени t_1 перехода сигнала напряжения через ноль мгновенные значения сигналов напряжения и тока равны $U_{21} = U_m \sin \Delta\alpha$; $I_{11} = I_m \sin \varphi$.

В момент времени t_2 , когда входной и дополнительный сигналы напряжения будут равны ($U_{12} = U_{22}$), мгновенные значения сигналов примут вид

$$U_{12} = U_m \sin \omega \Delta t ; U_{22} = U_m \sin(\Delta \alpha + \omega \Delta t); I_{12} = I_m \sin(\varphi + \omega \Delta t),$$

где Δt – интервал времени между моментом перехода входного сигнала напряжения через ноль и моментом равенства входного и дополнительного напряжений.

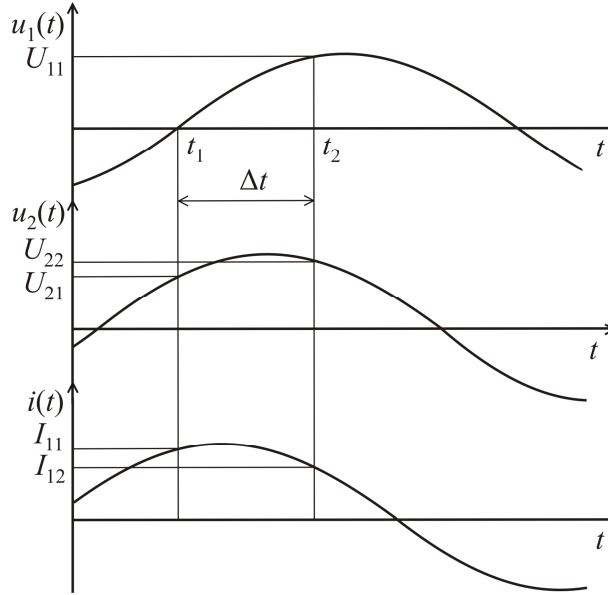


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие первый метод

Так как $U_{12} = U_{22}$, то $\sin \omega \Delta t = \sin(\Delta \alpha + \omega \Delta t)$. Это равенство выполняется, если $\Delta \alpha = \pi - 2\omega \Delta t$. Отсюда $\omega \Delta t = \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta \alpha}{2} + \pi l$, где $l = 0; 1$.

В этом случае

$$U_{22} = U_m \sin \omega \Delta t = U_m \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\Delta \alpha}{2}\right) = U_m \cos \frac{\Delta \alpha}{2},$$

$$I_{12} = I_m \sin(\varphi + \omega \Delta t) = I_m \cos\left(\varphi - \frac{\Delta \alpha}{2}\right).$$

Используя мгновенные значения сигналов, можно определить основные ИХГС: – среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = \frac{\sqrt{2}U_{22}^2}{\sqrt{4U_{22}^2 - U_{21}^2}}; I_{СКЗ} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[I_{11}^2 + \frac{(2U_{22}I_{12} - I_{11}U_{21})^2}{4U_{22}^2 - U_{21}^2} \right]};$$

– активную (АМ) и реактивную (РМ) мощности

$$P = \frac{2U_{22}^2(2U_{22}I_{12} - I_{11}U_{21})}{4U_{22}^2 - U_{21}^2}; Q = \frac{U_{22}^2 I_{11}}{\sqrt{4U_{22}^2 - U_{21}^2}}.$$

Время измерения ИХГС в данном методе определяется интервалом времени между моментом начала измерения и моментом перехода сигнала напряжения через ноль, а также интервалом времени с момента перехода сигнала через ноль и

моментом равенства входного и дополнительного напряжений, т. е. пропорционального углу сдвига дополнительного сигнала $\Delta\alpha$. Максимальное время измерения соответствует $T_{\max} = \frac{T}{2} + T_{\Delta\alpha}$, где T – период входного сигнала; $T_{\Delta\alpha}$ – интервал времени, пропорциональный углу $\frac{\pi - \Delta\alpha}{2}$.

Следующий метод *ABDEHN* относится ко второй группе методов, поскольку использует сравнение входных и дополнительных сигналов и напряжения и тока. Метод заключается в том, что в момент равенства мгновенных значений входного и сдвинутого относительно него на $2\Delta\alpha$ дополнительного сигнала напряжения измеряют мгновенное значение напряжения, сдвинутого относительно входного сигнала на угол $\Delta\alpha$. В этот же момент времени измеряется мгновенное значение дополнительного тока, сдвинутого относительно входного сигнала на $\Delta\alpha$. В момент равенства мгновенных значений входного и сдвинутого относительно него на $2\Delta\alpha$ дополнительного тока измеряют мгновенное значение сигнала тока, сдвинутого относительно входного на угол $\Delta\alpha$. ИХГС определяются по измеренным мгновенным значениям сигналов напряжения и тока [4].

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 3.

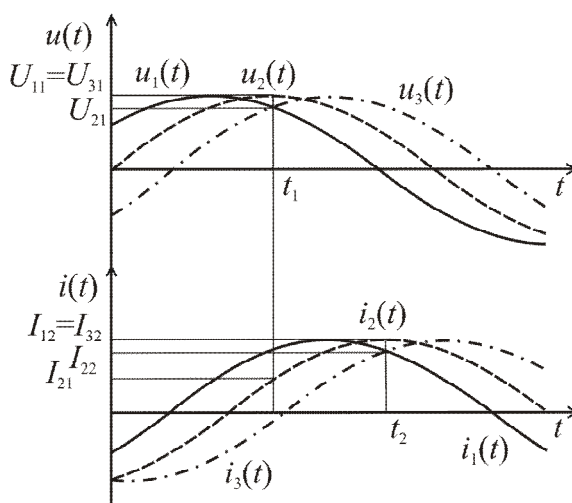


Рис. 3. Временные диаграммы, поясняющие второй метод

Входной и первый дополнительный сигналы напряжения и входной ток соответствуют выражениям (1) – (3). Второй дополнительный сигнал напряжения, первый и второй дополнительные сигналы тока равны

$$u_3(t) = U_m \sin(\omega t + 2\Delta\alpha); \quad i_2(t) = I_m \sin(\omega t + \Delta\alpha + \varphi); \quad i_3(t) = I_m \sin(\omega t + 2\Delta\alpha + \varphi).$$

В момент времени t_1 , когда $U_{11} = U_{31}$, мгновенное значение входного напряжения $U_{11} = U_m \sin \omega \Delta t_1$ (где Δt_1 – интервал времени между переходом сигнала $u_1(t)$ через ноль и моментом времени t_1), а мгновенные значения первого и второго дополнительных сигналов будут равны $U_{21} = U_m \sin(\omega \Delta t_1 + \Delta\alpha)$ и $U_{31} = U_m \sin(\omega \Delta t_1 + 2\Delta\alpha)$.

Равенство мгновенных значений $U_{11} = U_{31}$ выполняется в том случае, если

$\omega\Delta t_1 + 2\Delta\alpha = \omega\Delta t_1 \quad (\Delta\alpha \neq 0)$, то есть когда $2\Delta\alpha = \pi + 2\pi k - 2\omega\Delta t_1$ или $\omega\Delta t_1 = \frac{\pi}{2}(2k+1) - \Delta\alpha$, где $k = 0, 1$. Отсюда $U_{21} = U_m \sin\left[\frac{\pi}{2}(2k+1)\right] = \pm U_m$.

В момент времени t_1 мгновенное значение дополнительного тока $i_2(t)$ равно $I_{21} = I_m \sin(\omega\Delta t_1 + \Delta\alpha + \varphi) = I_m \sin\left[\frac{\pi}{2}(2k+1) + \varphi\right] = \pm I_m \cos \varphi$.

В момент времени t_2 , когда $I_{12} = I_{32}$, по аналогии с сигналом напряжения мгновенные значения входного и дополнительного сигналов тока примут вид $I_{12} = I_m \sin(\omega\Delta t_2 + \varphi)$; $I_{22} = I_m \sin(\omega\Delta t_2 + \Delta\alpha + \varphi)$ и $I_{32} = I_m \sin(\omega\Delta t_2 + 2\Delta\alpha + \varphi)$ (где Δt_2 – интервал времени между переходом сигнала $i_1(t)$ через ноль и моментом времени t_2).

Равенство мгновенных значений сигналов $I_{12} = I_{32}$ выполняется в том случае, если $\omega\Delta t_2 + 2\Delta\alpha + \varphi = \omega\Delta t_2 + \varphi$, то есть когда $2\Delta\alpha = \pi + 2\pi k - 2\omega\Delta t_2 - 2\varphi$ или $\omega\Delta t_2 = \frac{\pi}{2}(2k+1) - \Delta\alpha - \varphi$. Отсюда $I_{22} = I_m \sin\left[\frac{\pi}{2}(2k+1)\right] = \pm I_m$.

СКЗ напряжения и тока будут равны

$$U_{СКЗ} = \frac{|U_{21}|}{\sqrt{2}}; \quad I_{СКЗ} = \frac{|I_{22}|}{\sqrt{2}}.$$

АМ и РМ определяются следующими выражениями:

$$P = \frac{U_{21}I_{21}}{2}; \quad Q = \frac{U_{21}\text{sign}(I_{21})}{2} \sqrt{I_{22}^2 - I_{21}^2}.$$

Время измерения ИХГС достаточно велико и зависит в общем случае от интервала времени между моментом начала измерения и переходом сигнала напряжения через ноль, а также интервала времени, пропорционального углу сдвига фаз между напряжением и током φ . Максимальное время измерения соответствует $T_{\max} = \frac{T}{2} + \frac{T}{4} + T_\varphi$, где T_φ – интервал времени, пропорциональный φ .

Метод измерения ИХГС *ACFJ* относится к третьей группе, поскольку не использует сравнение сигналов. Метод заключается в том, что в момент перехода входного сигнала напряжения через ноль одновременно измеряют мгновенное значение дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, и мгновенное значение тока; через интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока. Интегральные характеристики гармонических сигналов определяют по измеренным значениям [5].

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 4.

Входной и дополнительный сигналы напряжения и входной ток соответствуют выражениям (1) – (3).

В момент времени t_1 , когда сигнал напряжения переходит через ноль, выражения для мгновенных значений примут вид $U_{21} = U_m \sin \Delta\alpha$; $I_{11} = I_m \sin \varphi$.

Через образцовый интервал времени Δt (в момент времени t_2) мгновенные значения сигналов будут равны $U_{12} = U_m \sin \omega\Delta t$; $U_{22} = U_m \sin(\Delta\alpha + \omega\Delta t)$;

$$I_{12} = I_m \sin(\varphi + \omega \Delta t).$$

Используя мгновенные значения сигналов, после преобразований можно получить выражения для определения основных ИХГС:

– СКЗ напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = \frac{2|U_{12}U_{21}U_{22}|}{\sqrt{2\left[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2\right]}},$$

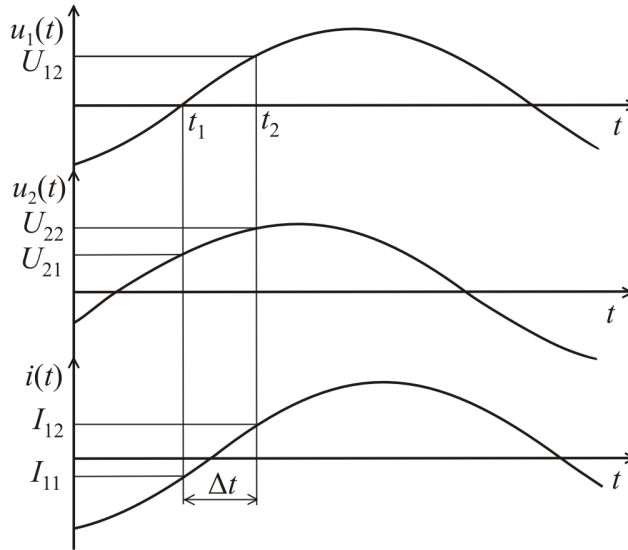


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие третий метод

$$I_{СКЗ} = \sqrt{\frac{2U_{21}U_{22}\left[2U_{21}U_{22}(I_{11}^2 + I_{12}^2) - I_{11}I_{12}(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)\right]}{2\left[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2\right]}}.$$

– активная и реактивная мощности

$$P = \frac{2U_{12}U_{21}U_{22}\left[2I_{12}U_{21}U_{22} - I_{11}(U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)\right]}{2\left[4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2\right]},$$

$$Q = \frac{I_{11}U_{12}U_{21}U_{22}}{\sqrt{4U_{21}^2U_{22}^2 - (U_{21}^2 - U_{12}^2 + U_{22}^2)^2}}.$$

Время измерения ИХГС в данном методе определяется интервалом времени между моментом начала измерения и моментом перехода сигнала напряжения через ноль, а также интервалом времени Δt , длительность которого может быть произвольной. Максимальное время измерения соответствует $T_{\max} = \frac{T}{2} + \Delta t$.

Рассмотренные методы исключают частотную погрешность ФСБ. Однако общим недостатком средств измерений, реализующих данные методы, является погрешность по напряжению (погрешность по модулю) фазосдвигающих блоков, которая приводит к тому, что амплитуды входного и дополнительного сигналов могут различаться.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Синицын А.Е. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2012. – № 3(35). – С. 84-89.
3. Мелентьев В.С., Камышинова А.Н., Леонович Г.И. Новый подход к измерению интегральных характеристик гармонических сигналов по мгновенным значениям, распределенным в пространстве // Информационные, измерительные и управляющие системы (ИИУС-2010): Мат. Междунар. науч.-техн. конф. – Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2010. – С. 186-191.
4. Мелентьев В.С., Лычев А.О. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов, распределенных в пространстве // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2011. – № 4(32). – С. 236-239.
5. Мелентьев В.С., Батищев В.И., Иванов Ю.М. Исследование метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям сигналов // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации (Датчики и системы – 2012): Труды Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2012. – С. 11-16.

Статья поступила в редакцию 13 марта 2013 г.

THE MEASUREMENT METHODS OF INTEGRAL CHARACTERISTICS ON THE BASE OF CAPACITOR GAUGES PARAMETERS

V.S. Melentiev, Ju.M. Ivanov, A.E. Sinitsyn

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The classification of measurement methods of capacitor gauges parameters according to momentary values with the help of the additional harmonic signals shifted to unspecified angle with respect to input ones. New approach to such methods synthesis is given. Three methods created on the base of that approach are described.

Keywords: transient, instant values, a measuring circuit, an error, quantization

*Vladimir S. Melentiev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Yurie M. Ivanov (Ph. D. (Techn.)).
Anton E. Sinitsyn, Postgraduate Student.*

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК УПРАВЛЯЕМОГО ДЕМПФЕРА

Д.Г. Рандин

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
E-mail: em@samgtu.ru

Приведены результаты исследования динамических характеристик управляемого магнитореологического демпфера. Определены параметры зависимости гидравлического сопротивления управляемого магнитореологического демпфера от угловой частоты колебаний его подвижной части и тока в обмотке электромагнита. Установлено, что динамические характеристики управляемого магнитореологического демпфера близки к характеристикам аperiodического звена.

Ключевые слова: управляемый демпфер, коэффициент гидравлического сопротивления, логарифмическая амплитудная частотная характеристика, передаточная функция.

В настоящее время широкое внедрение получают системы виброзащиты с управляемыми электромеханическими исполнительными элементами [1]. Простота конструкции и сниженные массогабаритные показатели способствуют применению магнитореологических управляемых демпферов в «активных» системах виброзащиты. На рис. 1 представлена конструкция управляемого магнитореологического демпфера (УД), разработанная Delphi Corporation [2].

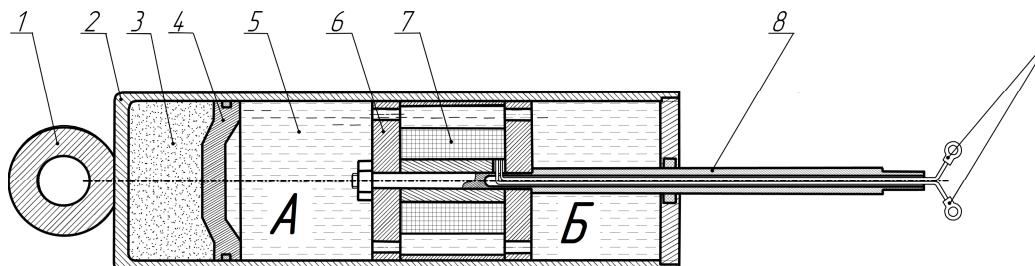


Рис. 1. Магнитореологический демпфер

УД работает следующим образом. Приложенное к штоку 8 усилие на режиме «сжатие» заставляет перемещаться поршень 6 с обмоткой 7 вдоль корпуса демпфера 2 по направлению к нижнему креплению демпфера 1, что сопровождается перетеканием магнитореологической жидкости 5 (МРЖ) через дроссельные каналы поршня демпфера 6 из полости А в полость Б. Кавитация МРЖ, возникающая при резких перемещениях поршня демпфера, устраняется поджатием МРЖ через поршень 4 газом (азот) 3, закачанным под давлением 15-20 кс/см². Контакты 9 служат для подвода напряжения к обмотке электромагнита 7, влияющего на степень вязкости МРЖ, что изменяет силу сопротивления, развиваемую магнитореологическим демпфером.

Представляет интерес исследование динамических характеристик УД с целью

Дмитрий Геннадьевич Рандин, ассистент кафедры «Электромеканика и автомобильное электрооборудование».

аналитического описания его демпфирующих свойств.

Проведено исследование характеристик демпфера на автоматизированном комплексе диагностики амортизаторов подвесок автотранспортных средств Centurion, разработанном в ООО НПП «Система Технологий» [3].

Кинематическая схема комплекса представлена на рис. 2.

Основные паспортные данные диагностического комплекса Centurion представлены в табл. 1.

Характеристики демпфера сняты для шести фиксированных значений частоты вращения ω кривошипно-шатунного механизма (КШМ). Линейная скорость точки B вдоль оси y определяется по выражению [4]

$$v = R\omega(\sin \omega t + \frac{1}{2}\lambda \sin 2\omega t). \quad (1)$$

Циклическая частота f_D связана с частотой ω известным соотношением

$$f_D = \frac{\omega}{2\pi}. \quad (2)$$

В табл. 2 представлены полученные экспериментально, путем обработки данных с датчика усилий (поз. 2, рис. 2), максимальные по модулю значения силы сопротивления F на штоке демпфера за период колебаний заданной линейной скорости v , снятые при различных значениях тока I в обмотке электромагнита, а также максимальные по модулю значения линейной скорости v точки B демпфера за период колебаний.

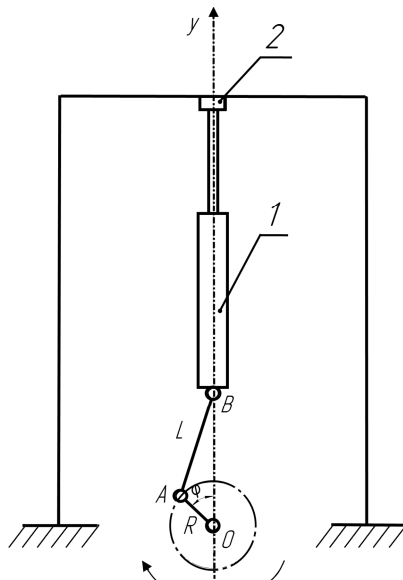


Рис. 2. Кинематическая схема диагностического комплекса Centurion:
 AB – шатун длиной L ; AO – кривошип радиусом R ; ω – частота вращения кривошипа; $\lambda = R/L$ – постоянная кривошипно-шатунного механизма; 1 – магнитореологический демпфер; 2 – датчик усилий

Таблица 1

Основные паспортные данные диагностического комплекса Centurion

Длина шатуна, м	0,19
Радиус кривошипа, м	0,05
Ход демпфера при диагностике, м	0,1
Минимальная скорость движения демпфера, м/с	0,01
Максимальная скорость движения демпфера, м/с	0,8
Максимальное контролируемое усилие демпфера, кг	500
Погрешность измерений, %	Не более 2

Таблица 2

Значения силы сопротивления F на штоке демпфера и максимальные по модулю значения линейной скорости v точки B

F , кН при $I = 0$ А	F , кН при $I = 2,5$ А	F , кН при $I = 5$ А	ω , рад/с	v , м/с	f_D , Гц
192	575	643	0,26	0,013	0,041
493	1213	1421	0,98	0,05	0,156
596	1587	1965	2,06	0,103	0,328
763	1780	2370	4,74	0,24	0,754
821	1836	2430	6,22	0,31	0,99
856	1851	2456	7,72	0,39	1,23

На рис. 3 показаны графики зависимостей максимальной силы F сопротивления на штоке демпфера от соответствующей максимальной линейной скорости v его подвижной части, полученные для режима «сжатие» при различных значениях тока I^* , протекающего по обмотке электромагнита.

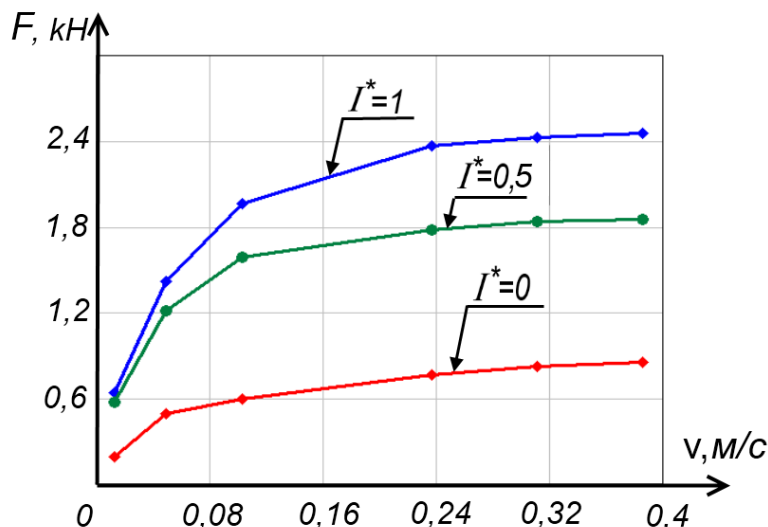


Рис. 3. Графики зависимости силы F сопротивления на штоке демпфера от линейной скорости v его подвижной части

Величина тока $I^* = \frac{I_T}{I_{\max}}$ на рис. 3 представлена в системе относительных единиц и определяется как отношение текущего значения тока I_T к значению тока $I_{\max}$, равного 5 А.

Нелинейный вид характеристик на рис. 3 обусловлен наличием сухого трения, а также особенностями конструкции УД: при малых линейных скоростях v и токе $I^* = 0$ МРЖ под малым напором перетекает через дроссельные каналы поршня из полости А демпфера в полость Б. Сила сопротивления F в этом случае растет примерно пропорционально значению v . При дальнейшем увеличении v возрастает напор МРЖ, а также растет давление МРЖ на поршень газового «подпора» (поз. 4, см. рис. 1), что заставляет его при превышении определенного значения давления перемещаться и сжимать закачанный газ – это ограничивает рост давления со стороны поршня на МРЖ и рост силы F сопротивления демпфера, изолируя таким образом защищаемый объект от вибровозмущений с большой f_d .

На рис. 4 крестиками показаны экспериментальные значения коэффициента гидравлического сопротивления β

$$\beta = \frac{F}{v}, \quad (3)$$

при $I^* = 0$ на ходе «сжатия» для различных значений частоты ω .

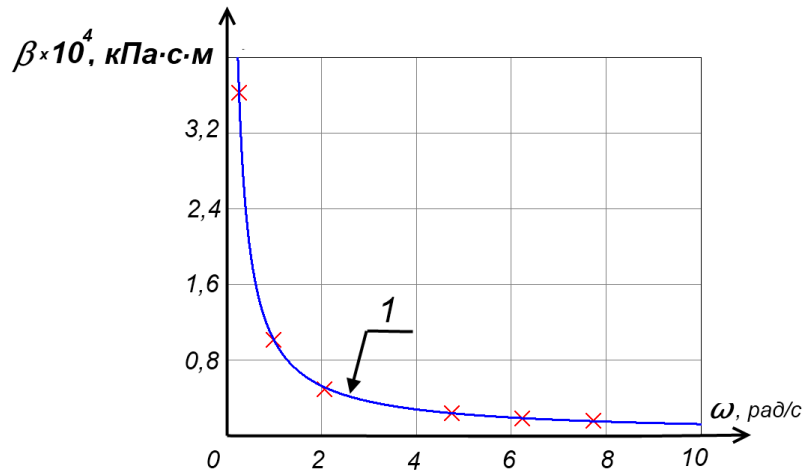


Рис. 4. График зависимости β от частоты ω :
1 – аппроксимирующая функция; x – экспериментальные значения

Экспериментальные значения β при соответствующих ω могут быть аппроксимированы степенной функцией вида

$$\beta_A = B \cdot \omega^C, \quad (4)$$

где B , C – неизвестные коэффициенты, численное значение которых найдено с помощью метода наименьших квадратов (МНК) [5], доставляющего минимум суммы квадратов отклонений рассчитанных значений искомой величины от ее экспериментальных данных. Согласно МНК неизвестные коэффициенты для аппроксимирующей функции вида (4) найдены из выражений

$$\left\{ \begin{array}{l} C = \frac{n \cdot \sum_{i=1}^n \ln \beta_i \ln \omega_i - \sum_{i=1}^n \ln \beta_i \cdot \sum_{i=1}^n \ln \omega_i}{n \cdot \sum_{i=1}^n (\ln \omega_i)^2 - (\sum_{i=1}^n \ln \omega_i)^2} ; \\ B = \exp\left(\frac{1}{n} \left(\sum_{i=1}^n \ln \beta_i - B \cdot \sum_{i=1}^n \ln \omega_i \right)\right), \end{array} \right. \quad (5)$$

где n – количество экспериментальных данных.

Подстановкой экспериментальных значений β при соответствующих ω в (5) получены численные значения для неизвестных коэффициентов аппроксимации

$$B = 9939,4, C = -0,94.$$

Достоверность выбора аппроксимирующей модели оценивалась по величине средней ошибки аппроксимации Δ

$$\Delta = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \left| \frac{\beta_i - \beta_{Ai}}{\beta_{Ai}} \right| \cdot 100\%, \quad (6)$$

где β_i – i -е экспериментальное значение β ; β_{Ai} – i -е значение β по аппроксимирующей функции (4).

Величина средней ошибки аппроксимации Δ , рассчитанная по (6), не превысила 2 %, что свидетельствует о правильности выбора аппроксимирующей функции.

Аналогично рассчитаны параметры аппроксимирующих функций при других значениях тока I^* , графики которых показаны на рис. 5.

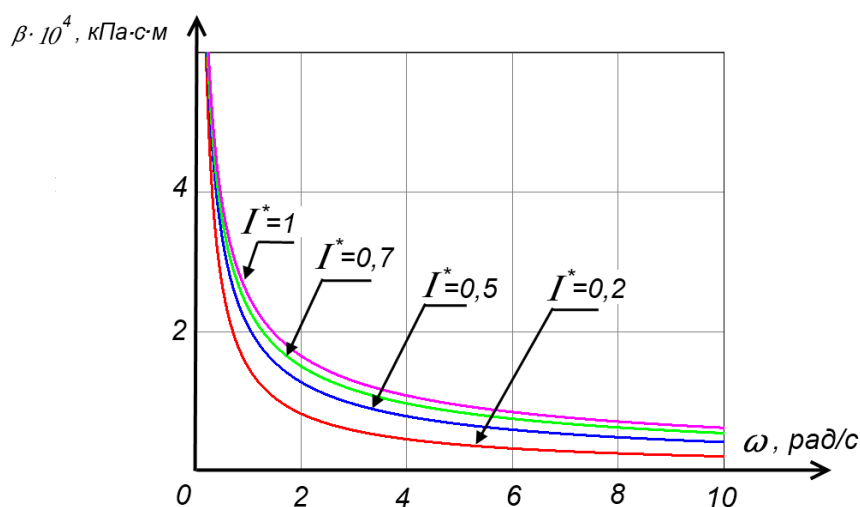


Рис. 5. Графики функций, аппроксимирующих зависимость β от ω при различных I^*

В соответствии с выражением (1) входное воздействие на объект имеет две гармонических составляющих. При этом, как показывает анализ, в силу малой относительной величины λ амплитуда гармоники удвоенной частоты существенно меньше амплитуды основной гармоники. В связи с этим входное воздействие можно приближенно рассматривать как гармоническое и использовать полученные результаты для построения частотной характеристики.

С учетом принятых допущений вид эквивалентной логарифмической амплитудной частотной характеристики (ЛАЧХ) УД найден аналитически из аппроксимирующей функции (4)

$$L(\omega) = 20 \lg B + 20 \cdot C \cdot \lg \omega. \quad (7)$$

На рис. 6 показаны точками экспериментальные значения, а также аналитическая ЛАЧХ (кривая 1), построенная по выражению (7).

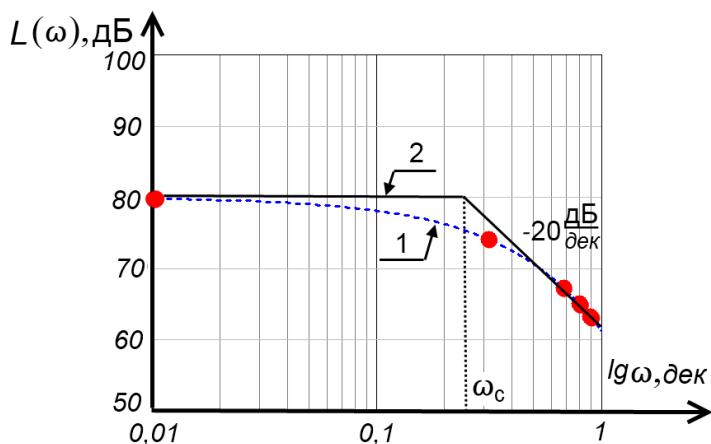


Рис. 6. ЛАЧХ УД при $I^*=0$:

1 – эквивалентная ЛАЧХ УД; 2 – асимптотическая ЛАЧХ УД; ω_c – частота сопряжения

Полученные результаты показывают, что ЛАЧХ рассматриваемого объекта для выходной переменной β и входной v близка к ЛАЧХ апериодического звена с передаточной функцией

$$W_{yD}(p) = \frac{\beta(p)}{v(p)} = \frac{k_B}{T_{yD}p + 1}, \quad (8)$$

где k_B – коэффициент передачи УД; T_{yD} – постоянная времени УД.

Определенное по (7) значение k_B составляет 9939 кПа·с².

Значение постоянной времени T_{yD}

$$T_{yD} = \frac{1}{\omega_C} = 4 \text{ с.}$$

На рис. 6 дополнительно показана асимптотическая ЛАЧХ (кривая 2) апериодического звена с найденными значениями параметров.

На основании полученных данных определены параметры зависимости приращения гидравлического сопротивления $\Delta\beta$ от приращения тока ΔI^* в обмотке электромагнита.

На рис. 7 представлен график с отмеченными крестиками экспериментальными значениями $\Delta\beta$ при соответствующих ΔI^* , а также аппроксимирующая эти данные характеристика (пунктирная кривая), построенная по выражению

$$\Delta\beta = k\Delta I^* + b, \quad (9)$$

где k и b – искомые параметры аппроксимации.

Численное значение неизвестных параметров k_y и b найдено с помощью МНК путем совместного решения системы уравнений

$$\begin{cases} k \sum_{i=1}^n (\Delta I_i^*)^2 + b \sum_{i=1}^n \Delta I_i^* = \sum_{i=1}^n \Delta\beta_i \Delta I_i^* ; \\ k \sum_{i=1}^n \Delta I_i^* + n \cdot b = \sum_{i=1}^n \Delta\beta_i . \end{cases} \quad (10)$$

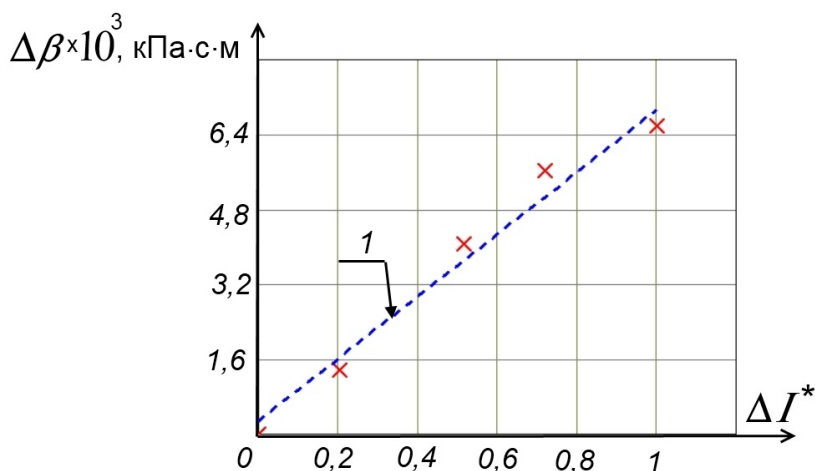


Рис. 7. График зависимости $\Delta\beta$ от ΔI^* :

1 – аппроксимирующая функция; x – экспериментальные значения

Подстановкой значений $\Delta\beta$ и ΔI^* в (10) получены численные значения для неизвестных коэффициентов аппроксимирующей функции (9)

$$k = 6639, b = 289.$$

Величина средней ошибки аппроксимации Δ , рассчитанная по (6), не превышает 9,1 %, что является приемлемым по точности результатом.

Полученные результаты могут быть использованы при исследовании систем активной виброзащиты с управляемым демпфером [6] и в частности при синтезе корректирующего устройства в замкнутом контуре автоматического регулирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гордеев Б.А. Системы виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред / Б.А. Гордеев, В.И. Ерофеев, А.В. Синёв, О.О. Мугин. – М.: Физматлит, 2004. – 176 с. – ISBN 5-9221-0561-2.
2. Audi TT MagneRide RUS. Режим доступа: www.avtoresurs.net/UserFiles/file/Audi_TT_MagneRide_RUS.doc, свободный.
3. НПП «Система Технологий». Режим доступа: <http://autosystem.ru/index.php?id=63>, свободный.
4. Артоболевский И.И. Теория механизмов и машин: Учеб. для втузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Наука; Гл. ред. физ.-мат. лит. – 1988. – 640 с. – ISBN 5-02-013810-X.
5. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы математико-статистической теории обработки наблюдений. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1958. – Ил.
6. Рандин Д.Г. Исследование активной системы виброзащиты с управляемым демпфером // Научно-технический вестник Поволжья. – № 4, 2012. – Казань: Научно-технический вестник Поволжья, 2012. – С. 177-185.

Статья поступила в редакцию 12 декабря 2012 г.

RESEARCH OF DYNAMIC CHARACTERISTICS OF CONTROLLED DAMPER

D.G. Randin

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

In this paper the investigation results of dynamic characteristics of controlled magnetorheological damper are given. Dependence parameters of the flow friction characteristic of controlled magnetorheological damper on the angular frequency oscillation of its movable part and the current in the coil of an electromagnet are determined. Dynamic characteristics of controlled magnetorheological damper were found to be close to those of an aperiodic link.

Keywords: *controlled damper, flow friction characteristic, Bode magnitude diagram, transfer function.*