

УДК 621.317.733

В. Н. Ашанин, С. Е. Ларкин, О. Н. Регеда

КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

V. N. Ashanin, S. E. Larkin, O. N. Regeda

CORRECTION OF ERROR MEASUREMENT CIRCUITS OF PARAMETRIC SENSORS

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Объектом исследования являются измерительные цепи параметрических датчиков, предметом исследования – методы уменьшения дополнительной погрешности преобразования информативного параметра датчика от изменения влияющих факторов. Цель – разработка алгоритма и схемотехнического решения измерительной цепи параметрического преобразователя датчика на основе микропроцессора с высокими метрологическими характеристиками. *Материалы и методы.* Для коррекции дополнительной погрешности измерения от изменения влияющих факторов предложено использовать фазовое разделение каналов, обеспечивая получение дополнительной информации о влияющих факторах. *Результаты.* Сформулирован метод определения выходного сигнала измерительной цепи, пропорционального информативному параметру параметрического преобразователя датчика, который заключается в подаче на рабочий и опорный параметрические преобразователи, подключенные к входу активного преобразователя, напряжений, сдвинутых друг относительно друга на некоторый угол. В последующем осуществляется дискретизация устройством обработки информации выходного напряжения активного преобразователя и вычисление информативного параметра по определенному алгоритму с помощью микропроцессора. Для реализации вычислительного алгоритма необходимо обеспечить многократное превышения частоты дискретизации в сравнении с частотой изменения влияющих факторов. *Выводы.* Предложенный метод преобразования информативного параметра параметрического преобразователя, основанный на фазовом разделении каналов, обеспечивает коррекцию погрешности как из-за неидеальности элементов тракта преобразования, так и временной нестабильности влияющих факторов.

A b s t r a c t. *Background.* The object of the research is measuring circuit parameter sensors. The subject of research are methods of reducing the additional error parameter conversion informative gauge of changes in influencing factors. The aim is to develop an algorithm and schematic solution parametric sensor measuring circuit converter based on a microprocessor with high metrological characteristics. *Materials and methods.* For additional error correction of the measurement of changes in influencing factors proposed to use the phase separation of the channels, providing the additional information on the influencing factors. *Results.* We formulate a method for determining the output of the measuring circuit, the proportional informative parameters of the parametric sensor transducer, which is applied to the working and supporting parametric converters connected to the input of the active converter, voltage, shifted relative to each other by a certain angle. In the following sampling device made active converter output voltage information processing and computation of the informative parameter for a particular algorithm with the microprocessor. For implementation of a computational algorithm is necessary to provide multiple sampling frequencies in excess compared with the frequency changes affecting factors. *Conclusions.* The proposed method of converting information parameter parametric converter based on phase separation channel provides error correction for a non-ideal path conversion elements as well as temporary instability affecting factors.

Ключевые слова: временное разделение каналов, параметрический преобразователь, микропроцессор, метод определения выходного сигнала измерительной цепи.

Key words: Time Division Multiplexing, parametric converter system of, the method of determining the measuring circuit output signal.

Основной особенностью функционирования большинства параметрических датчиков является необходимость преобразования физической (измеряемой) величины в электрическую величину. Первичный параметрический преобразователь (ПП) такого датчика осуществляет преобразование измеряемой величины в изменение пассивных электрических свойств чувствительного элемента (изменение сопротивления, емкости или индуктивности). Естественно, что влияние климатических условий (температуры, влажности, давления и т.д.) приводит к возникновению дополнительной погрешности преобразования [1, 2]. С целью минимизации такого влияния в корпусе датчика наряду с рабочим ПП (РПП), имеющим сопротивление Z_x , используется опорный ПП (ОПП) [3–5] с сопротивлением Z_0 (рис. 1). На сопротивление Z_0 ОПП измеряемая величина не воздействует. Его назначением является учет изменения влияющих факторов путем изменения своего сопротивления. Это позволяет, используя структурные методы повышения точности преобразования [3, 6], существенно снизить погрешность преобразования измеряемой величины.

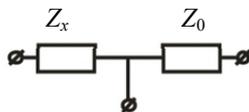


Рис. 1. Схема замещения ПП

В общем случае выражения для комплексных сопротивлений Z_x и Z_0 имеют вид

$$\begin{aligned} Z_x &= (Z_H + \Delta Z)(1 + \gamma_{\delta 1}), \\ Z_0 &= Z_H(1 + \gamma_{\delta 2}), \end{aligned} \quad (1)$$

где Z_H – начальные значения сопротивлений РПП и ОПП, которые заранее известны; ΔZ – изменение сопротивления РПП; $\gamma_{\delta 1}$ и $\gamma_{\delta 2}$ – относительные погрешности преобразования от изменения влияющих факторов на РПП и ОПП соответственно.

Вследствие конструктивного отличия РПП и ОПП воздействие влияющих факторов на изменение их параметров происходит в разной степени. Поэтому в общем случае значения $\gamma_{\delta 1}$ и $\gamma_{\delta 2}$ не равны.

Использование структурных методов повышения точности преобразования направлено на снижение погрешности от действия влияющих факторов. С этой целью схемотехнически обеспечивают такое включение ПП датчика, чтобы осуществлялась логометрическая коррекция погрешности. При этом выходной сигнал измерительной цепи (ИЦ) будет пропорционален отношению сопротивлений: $\frac{Z_x}{Z_0}$ или $\frac{Z_0}{Z_x}$. Тогда обеспечивается существенное снижение дополнительной погрешности преобразования от воздействия влияющих факторов. Вместе с тем, как следует из системы уравнений (1), полной коррекции погрешности обеспечить невозможно:

$$\frac{Z_x}{Z_0} = \frac{Z_H + \Delta Z}{Z_H}(1 + \gamma),$$

где γ_{δ} – результирующая относительная погрешность преобразования от воздействия влияющих факторов на РПП и ОПП. Данная погрешность равна нулю только при условии $\gamma_{\delta 1} = \gamma_{\delta 2}$.

Следует отметить, что, строго говоря, значения погрешностей $\gamma_{\delta 1}$ и $\gamma_{\delta 2}$ являются функциями времени $\gamma_{\delta 1}(t)$ и $\gamma_{\delta 2}(t)$. Градиенты их изменения лишь примерно равны. Поэтому в произвольный момент времени $\gamma_{\delta 1}(t) \neq \gamma_{\delta 2}(t)$.

Преобразование пассивного параметра ПП в электрическую величину (напряжение или ток) осуществляется с помощью активного преобразователя (АП), реализация которого целесообразна на основе операционного усилителя (ОУ), обладающего высокими техническими характеристиками. При этом в зависимости от вида ПП датчика автоматически обеспечивается необходимый режим его работы – заданного тока или заданного напряжения, как показано на рис. 2. Недостатком данной схемной реализации АП является то, что она не обеспечивает создание избыточности, т.е. получения дополнительной информации о влияющих факторах, что может быть реализовано дополнительным вторым каналом преобразования [3]. Снижение погрешности преобразования в представленной схеме ограничено техническими характеристиками используемой элементной базы и параметрами линии связи (ЛС) параметрического преобразователя с измерительной цепью: сопротивлением R_k , индуктивностью L_k и емкостью C_k .

Избыточность можно создать с использованием пространственного или временного разделения каналов [3, 6]. В данном случае более целесообразным является временное разделение каналов в пределах периода несущей частоты генератора гармонических колебаний Γ (фазовое разделение каналов) [3, 4]. Достоинство фазового разделения каналов заключается в большем быстродействии по сравнению с традиционным временным разделением каналов коммутацией [7]. Схема ИЦ, реализующая фазовое разделение каналов, приведена на рис. 3.

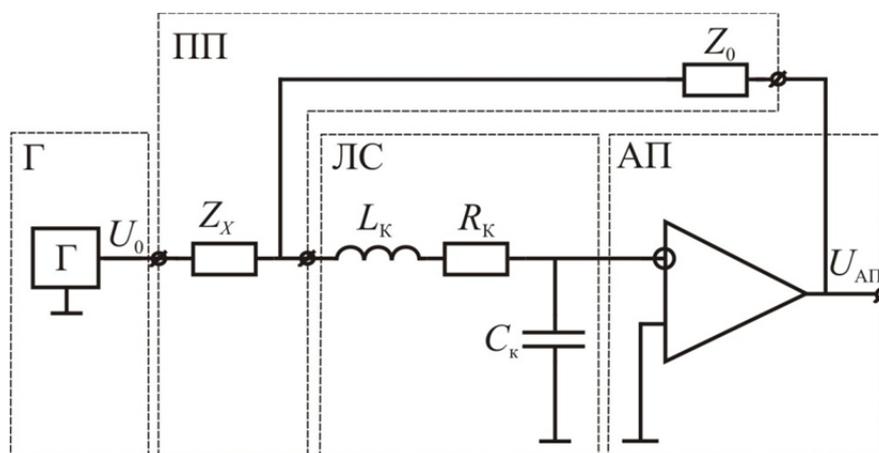


Рис. 2. Функциональная схема ИЦ с реализацией режима заданного напряжения для преобразования параметров параметрических датчиков в электрический сигнал

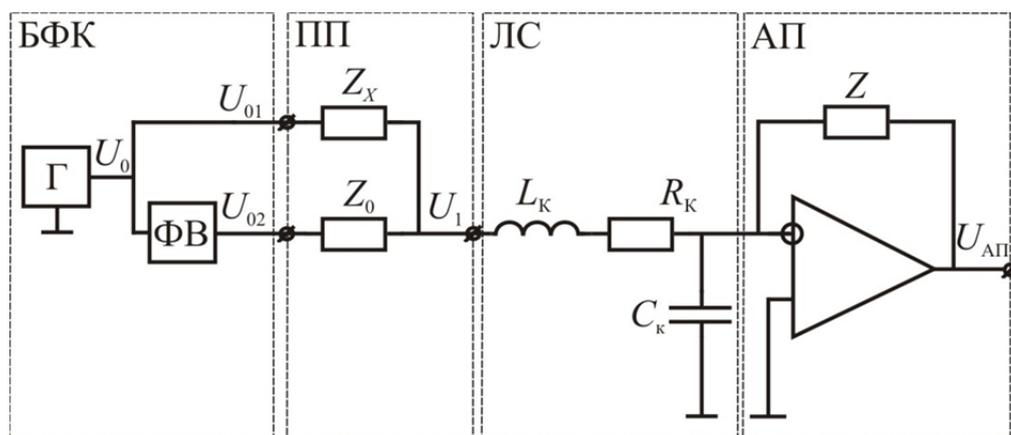


Рис. 3. Функциональная схема ИЦ с фазовым разделением каналов

Разделение каналов осуществляется в блоке формирования каналов (БФК), в котором из синусоидального напряжения генератора Γ амплитудой U_0 формируется второе напряжение u_{02} с помощью фазовращателя (ФВ), осуществляющего сдвиг входного напряжения на угол φ . Напряжения, поступающие на РПП (Z_x) и ОПП (Z_0), описываются выражениями:

$$u_{01}(t) = U_0 \sin(\omega t),$$

$$u_{02}(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi).$$

Требования, предъявляемые к напряжениям $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$, подробно изложены в [8, 10]. Образцовое сопротивление \underline{Z} , включенное в обратную связь ОУ, является необходимым элементом при осуществлении коррекции погрешности, что будет показано ниже. Данное сопротивление является частью ИЦ и изготавливается из материалов, параметры которых мало изменяются при воздействии влияющих факторов. В общем случае можно отметить, что значение сопротивления Z определяется выражением

$$Z = Z_n(1 + \gamma_Z(t)),$$

где Z_n и $\gamma_Z(t)$ – начальное значение и относительная погрешность преобразования Z от изменения влияющих факторов.

Исходные уравнения для расчета ИЦ имеют вид

$$-\frac{U_{\text{АП}}}{K_y} \left(\frac{1}{Z_k} + j\omega C_k + \frac{1}{Z} \right) = \frac{U_1}{Z_k} + \frac{U_{\text{АП}}}{Z},$$

$$-U_1 \left(\frac{1}{Z_k} + \frac{1}{Z_x} + \frac{1}{Z_0} \right) = -\frac{U_{\text{АП}}}{K_y Z_k} + \frac{U_{01}}{Z_x} + \frac{U_{02}}{Z_0},$$

где $\underline{Z}_k = j\omega L_k + R_k$.

Откуда выходное напряжение АП определяется выражением

$$\underline{U}_{\text{АП}} = -\frac{\underline{U}_{01} \frac{Z}{Z_x} + \underline{U}_{02} \frac{Z}{Z_0}}{\left(1 + \frac{1}{K_y} \left(1 + j\omega C_k Z + \frac{Z}{Z_k} \right) \right) \left(1 + Z_k \left(\frac{1}{Z_x} + \frac{1}{Z_0} \right) \right) - \frac{Z}{K_y Z_k}},$$

а погрешность преобразования –

$$\underline{\gamma} = \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{K_y} \left(1 + j\omega C_k Z + \frac{Z}{Z_k} \right) \right) \left(1 + Z_k \left(\frac{1}{Z_x} + \frac{1}{Z_0} \right) \right) - \frac{Z}{K_y Z_k}} - 1.$$

Как следует из последнего выражения, погрешность преобразования определяется неидеальностью параметров элементов тракта преобразования и она тем меньше, чем больше коэффициент усиления K_y ОУ. Кроме того, погрешность определяется изменением не только информативного параметра РПП \underline{Z}_x , но и вследствие изменения параметров ОПП \underline{Z}_0 , образцового элемента \underline{Z} и при изменении влияющих факторов. Следовательно, модуль результирующей погрешности γ изменяется с течением времени вследствие как неидеальности параметров элементов тракта преобразования (K_y), так и изменения информативного и влияющего факторов. Учесть данные изменения довольно сложно, так как ряд из них носит случайный характер. Вследствие этого предлагается проводить измерения в течение времени, меньше времени изменения параметров РПП или ОПП под воздействием самого быстродействующего из влияющих факторов. Как известно, изменение влажности, температуры и других влияющих величин носит длительный характер. Постоянные времени изменения данных процессов определяются их значительной энергоемкостью, а следовательно, инерционностью и находятся, в лучшем случае, на уровне единиц секунд. Электрические процессы более быстротечные. На метрологические характеристики влияние оказывает изменение напряжения питания ОУ, что в свою очередь определяется изменением напряжения на выходе стабилизатора питающего напряжения. Поскольку в фильтрах источников питания для сглаживания пульсаций используются конденсаторы большой емкости, то постоянная времени изменения напря-

жения питания ОУ находится на уровне долей секунд. Следовательно, если время измерения не будет превышать 0,1 с, то можно предполагать, что погрешность от действия влияющих факторов за это время не изменится.

Представляет интерес разработка методики программной коррекции погрешности преобразования. С этой целью рассмотрим процедуру такой коррекции на примере емкостного квазидифференциального датчика. При этом полагаем

$$\underline{Z}_x = \frac{1}{j\omega C_x},$$

$$\underline{Z}_0 = \frac{1}{j\omega C_0}.$$

Выходное напряжение АП равно сумме двух синусоидально изменяющихся функций одной частоты и, следовательно, будет также являться синусоидально изменяющейся величиной. Фрагмент выходного напряжения АП представлен на рис. 4.

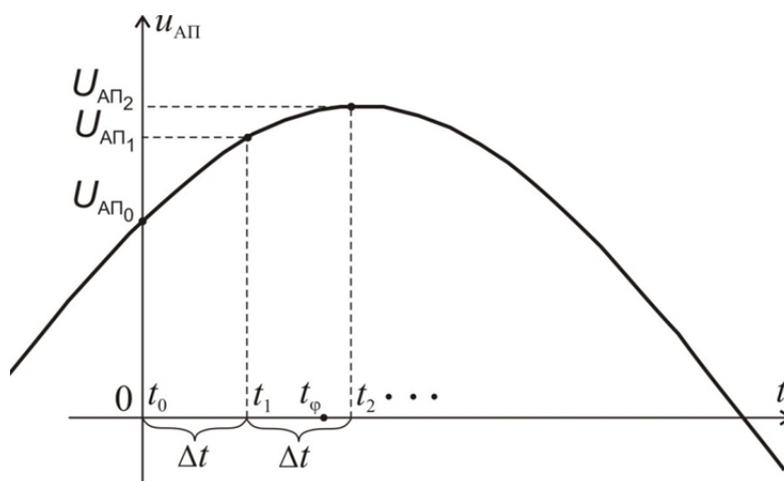


Рис. 4. Фрагмент выходного напряжения АП

Напряжения с выхода АП будем фиксировать через равные промежутки времени Δt устройством обработки сигнала (УОС). Тогда напряжения в моменты времени $t_0 - t_n$ будут равны

$$U_{АП0} = \left(-U_1 \frac{C_x}{C} \sin \omega t_0 - U_2 \frac{C_0}{C} \sin \omega (t_0 + t_\varphi) \right) (1 + \gamma(t_0)),$$

$$U_{АП1} = \left(-U_1 \frac{C_x}{C} \sin \omega (t_0 + \Delta t) - U_1 \frac{C_0}{C} \sin \omega (t_0 + \Delta t + t_\varphi) \right) (1 + \gamma(t_1)),$$

$$U_{АП2} = \left(-U_1 \frac{C_x}{C} \sin \omega (t_0 + 2\Delta t) - U_1 \frac{C_0}{C} \sin \omega (t_0 + 2\Delta t + t_\varphi) \right) (1 + \gamma(t_2)),$$

$$U_{АПn} = \left(-U_1 \frac{C_x}{C} \sin \omega (t_0 + n\Delta t) - U_1 \frac{C_0}{C} \sin \omega (t_0 + n\Delta t + t_\varphi) \right) (1 + \gamma(t_n)). \quad (2)$$

При выборе малого значения Δt можно считать, что $\gamma(t_0) = \gamma(t_1)$, $\gamma(t_2) = \gamma(t_3)$, $\gamma(t_{n-1}) = \gamma(t_n)$ и погрешность в пределах периода измерения остается постоянной по причинам, приведенным выше. Неизвестными в уравнениях системы (2), кроме относительной погрешности преобразования, являются также значение рабочей емкости C_x и время измерения: t_0 — для первого периода измерения, $t_0 + \Delta t$ — для второго периода и т.д. Значение опорной емкости C_0 , как и образцовой C , остается неизменной в пределах периода измерения.

Данная система уравнений является нелинейной и аналитического решения не имеет. В то же время существует множество численных методов решения подобных уравнений

(например, метод Ньютона). Время определения информативного параметра ограничено лишь быстродействием используемого для численного решения данных уравнений вычислительного модуля, в качестве которого целесообразно использовать микропроцессор. Данная процедура предполагает аналого-цифровое преобразование запоминаемых напряжений и реализуется в большинстве микроконтроллеров.

Исходя из этого предлагается метод определения информативного параметру ПП, который заключается в подаче на РПП и ОПП синусоидальных напряжений, сдвинутых друг относительно друга на некоторый угол, и последующем преобразовании его в электрический сигнал. Затем осуществляется дискретизация устройством обработки информации выходного напряжения активного преобразователя и вычисление информативного параметра по определенному алгоритму с помощью микропроцессора. Для реализации вычислительного алгоритма необходимо обеспечить многократное превышения частоты дискретизации в сравнении с частотой изменения влияющих факторов.

Измерительная цепь для емкостного датчика будет аналогична приведенной на рис. 3, необходимо лишь к выходу АП подключить устройство обработки сигнала.

Как следует из приведенной выше системы уравнений (2), информативный параметр $N_{\text{вых}}$ с выхода устройства цифровой обработки может быть рассчитан по формуле

$$N_{\text{вых}} = \frac{C_x}{C_0} = \frac{U_{\text{АП}_0} \sin \omega(t_0 + \Delta t + t_\varphi) - U_{\text{АП}_1} \sin \omega(t_0 + t_\varphi)}{U_{\text{АП}_0} \sin \omega(t_0 + \Delta t) - U_{\text{АП}_1} \sin \omega t_0}.$$

Данная возможность может быть осуществлена, если функцию задания напряжения генератора реализовать на микропроцессоре. На рис. 5 представлена функциональная схема микропроцессорной ИЦ емкостного датчика. Формированием напряжений $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$ управляет микропроцессор (МП) путем коммутации ключей Кл1 и Кл2. Полученные прямоугольные сигналы одной частоты, но сдвинутые между собой на некоторый угол φ , поступают на электрические фильтры Ф1 и Ф2, выделяющие первые гармоники. К входу ОУ подключены конденсаторы емкостного ПП C_1 и C_2 . Устройство выборки и хранения (УВХ) осуществляет выборки из выходного напряжения АП, которые с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) преобразуются в код и используются МП для вычисления выходного сигнала $N_{\text{вых}}$ ИЦ. В зависимости от требуемого информативного параметра программным способом могут быть получены зависимости $\frac{C_0}{C_x}$, $\frac{\Delta C_x}{C_x}$ и $\frac{\Delta C_x}{C_0}$.

Таким образом, предложенный метод преобразования информативного параметра ПП, основанный на фазовом разделении каналов, обеспечивает коррекцию погрешности как из-за неидеальности элементов тракта преобразования, так и временной нестабильности влияющих факторов.

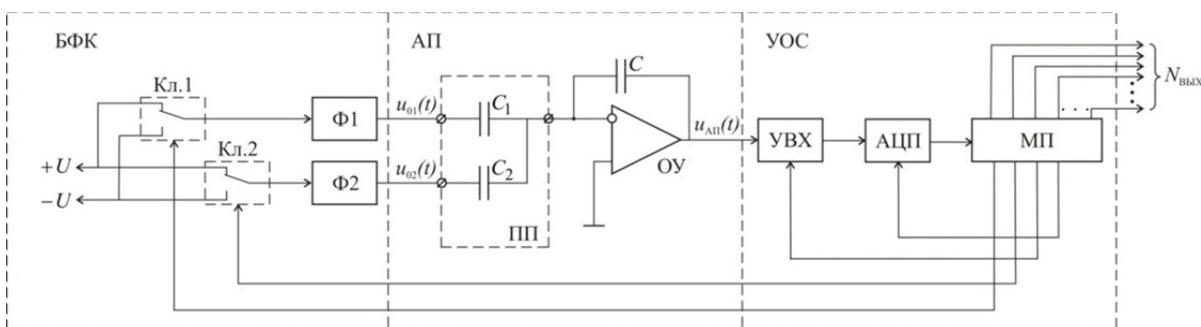


Рис. 5. Функциональная схема микропроцессорной измерительной цепи емкостного датчика

Список литературы

1. Электрические измерения неэлектрических величин – Изд. 5-е, перераб. и доп. / под ред. П. В. Новицкого. – Л. : Энергия, 1975. – 576 с.
2. Мартяшин, А. И. Преобразователи электрических параметров для систем контроля и измерения / А. И. Мартяшин, Э. К. Шахов, В. М. Шляндин. – М. : Энергия, 1976. – 396 с.

3. Арбузов, В. П. Структурные методы повышения точности измерительных цепей емкостных и индуктивных датчиков : моногр. / В. П. Арбузов. – Пенза : Инф.-изд. центр ПензГУ, 2008. – 230 с.
4. Арбузов, В. П. Микропроцессорная измерительная цепь емкостного датчика с фазовым разделением каналов / В. П. Арбузов, И. А. Долгушев, С. Е. Ларкин, М. А. Мишина // Датчики и системы. – 2012. – № 2. – С. 5–8.
5. Арбузов, В. П. Временное разделение каналов измерительных цепей датчиков / В. П. Арбузов, М. А. Мишина, С. Е. Ларкин // Датчики и системы. – 2012. – № 12. – С. 22–25.
6. Ашанин, В. Н. Разделение функций – основной принцип совершенствования средств измерений / В. Н. Ашанин, Э. К. Шахов // Датчики и системы. – 2006. – № 7. – С. 2–7.
7. Авторское свидетельство СССР № 1827647. Преобразователь емкости датчика в частоту / Арбузов В. П., С Ларкин. Е., Маланин В. П., Лебедев Д. В. – опубл. 1993, Б. И. № 26.
8. Трахтман, А. М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов / А. М. Трахтман. – М. : Советское радио, 1972. – 352 с.
9. Арбузов, В. П. Фазовое разделение каналов измерительных цепей датчиков / В. П. Арбузов, С. Е. Ларкин, М. А. Мишина // Измерительная техника. – 2012. – № 11. – С. 22–26.

Ашанин Василий Николаевич

кандидат технических наук, доцент,
заведующий кафедрой электроэнергетики
и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Ashanin Vasily Nikolaevich

candidate of technical sciences, associate professor,
head of sub-department of power
and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Ларкин Сергей Евгеньевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Larkin Sergey Evgen'evich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Регада Ольга Николаевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра электроэнергетики и электротехники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: eltech@pnzgu.ru

Regeda Ol'ga Nikolaevna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of power and electrical engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.317.733

Ашанин, В. Н.

Коррекция погрешности измерительных цепей параметрических датчиков / В. Н. Ашанин, С. Е. Ларкин, О. Н. Регада // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 2 (16). – С. 103–109.