

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Мелентьев В. С., Батищев В. И., Муратова В. В.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ВХОДНЫХ
И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

4

Козлов В. В., Ломтев Е. А., Нефедьев Д. И.

РЕАЛИЗАЦИЯ В LabVIEW МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ
АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ СИГНАЛА
НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА

11

Шестаков А. А., Семенов А. С.

МОДЕЛЬ САМОДИАГНОСТИРУЮЩЕГОСЯ ДАТЧИКА
ПАРАМЕТРА С НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИЕЙ
ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

17

Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Павленко Е. В.

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА
ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ
НА ОСНОВЕ ФОРМИРОВАНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЯ

23

Куликовский К. А., Паутова А. С.

АППРОКСИМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ИНФОРМАЦИОННОГО
СИГНАЛА В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СИСТЕМЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ ЧАСТИЦ В ПОТОКЕ НЕФТИ
В ТРУБОПРОВОДЕ

31

Михайлов П. Г., Ожикенов К. А.

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ
ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ
И УЗЛОВ ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

36

Трофимов А. А.

ВЗАИМОИНДУКТИВНЫЙ БЕСКОНТАКТНЫЙ ДАТЧИК
ПЕРЕМЕЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНОГО
ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

44

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Аксенов В. В., Аксенова Т. В.

АДАПТАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
К ИЗМЕНЕНИЯМ УСЛОВИЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

49

Бобылев Д. А.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫЙ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ
РС-ДВУХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ МОНИТОРИНГА
И КОНТРОЛЯ

55

Плаксин И. М., Фомичев А. В., Чувькин Б. В.

РАЗРАБОТКА ПЕРСПЕКТИВНОЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ
СИСТЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ
ДУЛЬНОЗАРЯДНОГО МИНОМЕТА

61

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Тычков А. Ю., Чураков П. П.

ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ
АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ЭЭД

68

ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Смыслов В. И., Клементьев А. Т., Демин А. Н.

МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ
ОДНОПРОХОДНОГО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО
ДАТЧИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ
ОПТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛОВ С КУБИЧЕСКОЙ
СИММЕТРИЕЙ $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$

73

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Арбузов В. П., Мишина М. А., Бельничева П. Н., Ананьина И. Ю.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ
ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

81

**ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ
И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

УДК 621.317

*В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, В. В. Муратова***ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ВХОДНЫХ
И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ¹***V. S. Melent'ev, V. I. Batishchev, V. V. Muratova***RESEARCH OF THE METHOD FOR MEASURING
THE PARAMETERS ON INSTANTANEOUS VALUES
OF INPUT AND ADDITIONAL HARMONIC SIGNALS**

А н н о т а ц и я. Приведены результаты исследования метода измерения параметров по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов, измеренным в произвольный момент времени. При этом время измерения не зависит от угла сдвига фаз между напряжением, током и периода входного сигнала. Проведена оценка погрешности, обусловленной неидеальностью фазосдвигающих блоков, осуществляющих формирование дополнительных сигналов. Приведены результаты анализа влияния квантования мгновенных значений сигналов на погрешность измерения информативных параметров. Представлены аналитические выражения и графики зависимости погрешностей от угла сдвига фаз между напряжением, током и начальной фазы сигналов.

A b s t r a c t. The paper presents the results of a study of the method of measurement parameters on instantaneous values of orthogonal components of harmonic signals, measured at an arbitrary time. Thus, the measurement time does not depend on the phase angle between the voltage and current and the input signal period. The estimation error due to non ideality of phase-shifting units engaged in the formation of additional signals. The results of the analysis of the effect of quantization of the instantaneous values of signals to the error of measurement informative parameters. The analytical expressions and graphs of the errors depending to the phase angle between voltage and current and the initial phase of the signal are presented.

К л ю ч е в ы е с л о в а: гармонический сигнал, параметры сигналов, мгновенные значения, ортогональные составляющие, фазосдвигающий блок, погрешность по модулю, погрешность квантования.

К е у w o r d s: harmonic signal, the signal parameters, the instantaneous values, orthogonal components, phase-shifting unit, the error in magnitude, quantization error.

Введение

В настоящее время перспективными являются методы и средства измерения (СИ), основанные на определении параметров гармонических сигналов (ПГС) по ограниченному числу

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 13-08-00173).

мгновенных значений сигналов, не связанных с их периодом [1]. Такой подход позволяет определять основные ПГС: среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока, активную (АМ) и реактивную (РМ) мощности за время менее периода входного сигнала.

Реализация таких методов может быть обеспечена за счет пространственного разделения мгновенных значений сигналов.

Пространственное разделение предусматривает формирование дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на определенный угол [2].

Сокращение времени измерения и упрощение реализации возможны за счет формирования ортогональных составляющих входного напряжения и тока и определения ПГС по мгновенным значениям как входных, так и дополнительных сигналов [3]. Однако большинство подобных методов использует либо характерные точки (например, переходы сигналов через ноль), либо дополнительное измерение мгновенных значений сигналов через определенный интервал времени, что, в общем случае, увеличивает время измерения.

Метод измерения параметров гармонических сигналов по мгновенным значениям ортогональных составляющих сигналов, измеренным в произвольный момент времени

В [4] авторами предложен метод, основанный на определении ПГС по двум мгновенным значениям напряжения и тока, одновременно измеренным в произвольный момент времени, причем вторые мгновенные значения напряжения и тока сдвинуты относительно первых на угол 90° в сторону опережения.

В данном методе время определения параметров сигналов не зависит от момента начала измерения и угла сдвига фаз между напряжением и током, а определяется только временем аналого-цифрового преобразования мгновенных значений сигналов в код и выполнением вычислительных процедур в соответствии с алгоритмом измерения.

Однако реализация метода предусматривает использование ортогональных составляющих напряжения и тока, что может привести к погрешности, обусловленной неидеальностью фазосдвигающих блоков (ФСБ), осуществляющих формирование дополнительных сигналов.

В статье приводятся результаты анализа влияния погрешности формирования дополнительных сигналов на погрешность результата измерения ПГС и погрешности квантования мгновенных значений сигналов.

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 1.

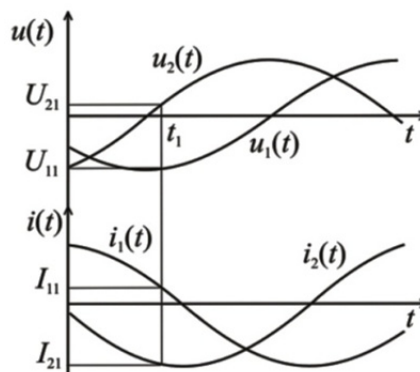


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Входные и дополнительные сигналы напряжения и тока имеют вид

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_m \cos \omega t; \quad i_1(t) = I_m \sin(\omega t + \phi); \quad i_2(t) = I_m \cos(\omega t + \phi),$$

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

Мгновенные значения сигналов в момент времени t_1 будут равны

$$U_1 = U_m \sin \alpha_1; \quad U_2 = U_m \sin \left(\alpha_1 + \frac{\pi}{2} \right) = U_m \cos \alpha_1; \quad I_1 = I_m \sin \alpha_2;$$

$$I_2 = I_m \sin\left(\alpha_2 + \frac{\pi}{2}\right) = I_m \cos \alpha_2,$$

где α_1, α_2 – начальные фазы сигналов $u_1(t)$ и $i_1(t)$ в момент времени t_1 .

Используя мгновенные значения сигналов, можно определить выражения для ПГС:

– СКЗ напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2}{2}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2}{2}}; \quad (2)$$

– АМ и РМ:

$$P = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{U_1 I_2 - U_2 I_1}{2}. \quad (4)$$

Схема средства измерения, реализующего метод, представлена на рис. 2.

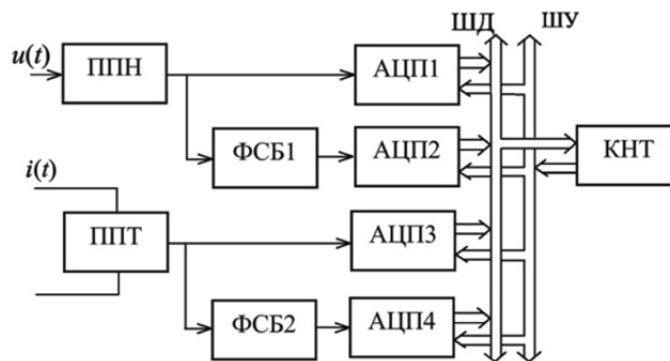


Рис. 2. СИ, реализующее метод

В состав СИ входят первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, два фазосдвигающих блока ФСБ1 и ФСБ2, четыре аналого-цифровых преобразователя АЦП1 – АЦП4, контроллер КНТ с шинами управления ШУ и данных ШД.

Оценка погрешности измерения ПГС, обусловленной неидеальностью фазосдвигающих блоков

Одним из существенных недостатков СИ, реализующих данный метод и использующих мгновенные значения как входных, так и дополнительных сигналов, является погрешность по напряжению (погрешность по модулю) ФСБ [5].

В случае, если амплитудное значение напряжения на выходе фазосдвигающего блока ФСБ1 отличается от амплитуды входного сигнала на величину ΔU_M , а амплитуда тока на выходе ФСБ2 отличается от амплитуды входного тока на величину ΔI_M , то мгновенные значения дополнительных сигналов примут вид

$$U_2 = (U_m + \Delta U_M) \cos \alpha_1 \text{ и } I_2 = (I_m + \Delta I_M) \cos \alpha_2.$$

Для оценки точности измерения ПГС используется методика определения результирующей погрешности как погрешности вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно, с погрешностями, соответствующими разности амплитудных значений сигнала на входе и выходе ФСБ [6].

Если пренебречь погрешностью измерения мгновенных значений входных сигналов, то предельные значения абсолютных погрешностей измерения ПГС примут вид

$$\Delta U_{\text{СКЗМ}} = \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_2} \right| \Delta U_M; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗМ}} = \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_2} \right| \Delta I_M; \quad (6)$$

$$\Delta P_M = \left| \frac{\partial P}{\partial U_2} \right| \Delta U_M + \left| \frac{\partial P}{\partial I_2} \right| \Delta I_M; \quad (7)$$

$$\Delta Q_M = \left| \frac{\partial Q}{\partial U_2} \right| \Delta U_M + \left| \frac{\partial Q}{\partial I_2} \right| \Delta I_M. \quad (8)$$

Используя (1)–(4) и (5)–(8), можно определить относительные погрешности измерения СКЗ сигналов и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{\text{СКЗМ}}} = h_U |\cos \alpha_1|; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{\text{СКЗМ}}} = h_I |\cos \alpha_2|; \quad (10)$$

$$\gamma_{P_M} = \gamma_{Q_M} = h_U |\cos \alpha_2| + h_I |\cos \alpha_1|, \quad (11)$$

где $h_U = \Delta U_M / U_m$; $h_I = \Delta I_M / I_m$.

Из (9) и (10) следует, что погрешность определения СКЗ сигналов зависит только от погрешности по модулю фазосдвигающего блока и начальной фазы сигнала α_1 (α_2).

График зависимости относительной погрешности определения СКЗ сигнала от α_1 (α_2) при $h_U = h_I = 0,1\%$ приведен на рис. 3.

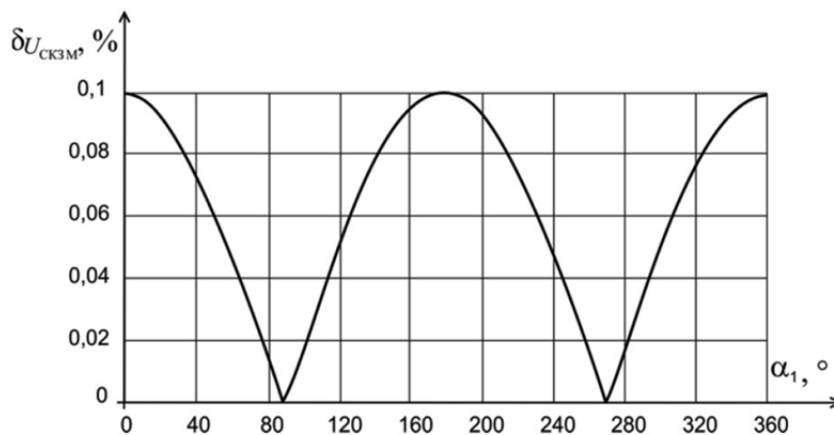


Рис. 3. Зависимость погрешности $\delta_{U_{\text{СКЗМ}}}$ от α_1 при $h_U = 0,1\%$

Выражение (11) показывает, что погрешности измерения АМ и РМ зависят не только от погрешности по модулю ФСБ и α_1 , но и от угла сдвига фаз между напряжением и током.

Погрешности определения АМ и РМ зависят не только от погрешности по модулю ФСБ и α_1 , но и от угла сдвига фаз между напряжением и током φ .

На рис. 4 представлены графики зависимости приведенной погрешности определения АМ (РМ) от начальной фазы сигнала α_1 и φ при $h_U = h_I = 0,1\%$ согласно (11).

Анализ рис. 4 показывает существенную зависимость погрешностей определения АМ и РМ как от α_1 , так и от φ .

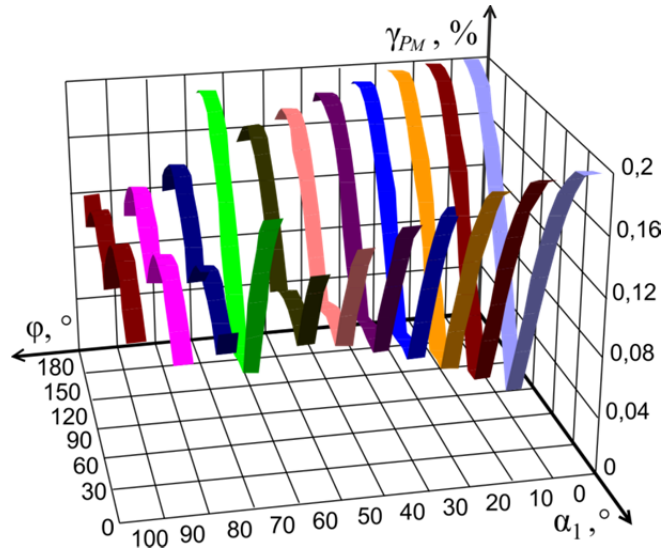


Рис. 4. Зависимость погрешности γ_{PM} от α_1 и φ при $h_U = h_I = 0,1\%$

**Оценка погрешности измерения ПГС,
обусловленной квантованием мгновенных значений сигналов**

В рассматриваемом методе определения ПГС используется измерение мгновенных значений сигналов с последующей обработкой пропорциональных им цифровых кодов. Использование в цифровых методах и средствах измерения квантования по уровню неизбежно приводит к погрешности квантования. Погрешность обусловлена округлением значения непрерывной неизвестной измеряемой величины до какого-либо значения известной дискретной величины.

Для оценки влияния квантования на погрешность определения ИХГС может быть использована предложенная методика, при условии, что предельные абсолютные погрешности аргументов соответствуют погрешностям квантования мгновенных значений сигналов [7].

Если пренебречь погрешностью от нелинейности, то можно считать, что основной погрешностью аналого-цифровых преобразователей (АЦП) является абсолютная погрешность квантования в канале напряжения $\Delta U = U_{пр}/2^n$ и тока $\Delta I = I_{пр}/2^n$, где $U_{пр}$, $I_{пр}$ – максимально допустимые напряжение и ток на входе АЦП; n – число двоичных разрядов.

В этом случае абсолютные погрешности ИХГС в соответствии с (1)–(4) примут вид

$$\Delta U_{СКЗ} = \left[\left| (U_{СКЗ})'_{U_1} \right| + \left| (U_{СКЗ})'_{U_2} \right| \right] \Delta U; \quad (12)$$

$$\Delta I_{СКЗ} = \left[\left| (I_{СКЗ})'_{I_1} \right| + \left| (I_{СКЗ})'_{I_2} \right| \right] \Delta I; \quad (13)$$

$$\Delta P = \left[\left| (P)'_{I_1} \right| + \left| (P)'_{I_2} \right| \right] \Delta I + \left[\left| (P)'_{U_1} \right| + \left| (P)'_{U_2} \right| \right] \Delta U; \quad (14)$$

$$\Delta Q = \left[\left| (Q)'_{I_1} \right| + \left| (Q)'_{I_2} \right| \right] \Delta I + \left[\left| (Q)'_{U_1} \right| + \left| (Q)'_{U_2} \right| \right] \Delta U. \quad (15)$$

Используя (1)–(4) с учетом абсолютных погрешностей квантования АЦП (12)–(15), можно определить предельные относительные погрешности вычисления СКЗ сигналов и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{СКЗ}} = \frac{1}{2^n} (|\sin \alpha_1| + |\cos \alpha_1|); \quad (16)$$

$$\delta_{I_{СКЗ}} = \frac{1}{2^n} (|\sin \alpha_2| + |\cos \alpha_2|); \quad (17)$$

$$\gamma_P = \gamma_Q = \frac{1}{2^n} (|\sin \alpha_1| + |\cos \alpha_1| + |\sin \alpha_2| + |\cos \alpha_2|). \quad (18)$$

Из (16) и (17) следует, что относительная погрешность вычисления СКЗ сигналов зависит только от разрядности АЦП и начальной фазы сигнала.

На рис. 5 приведен график зависимости $\delta_{СКЗ}$ от начальной фазы сигнала α_1 при 12-разрядных АЦП в соответствии с выражениями (16) и (17).

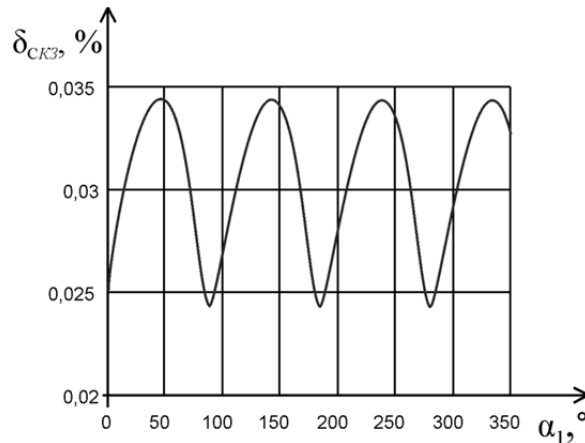


Рис. 5. Зависимость погрешности $\delta_{СКЗ}$ от α_1 (α_2) при $n = 12$

В общем случае приведенная погрешность вычисления АМ и РМ зависит от разрядности АЦП, начальной фазы сигнала и угла сдвига фаз между напряжением и током.

На рис. 6 приведен график зависимости γ_P от начальной фазы сигнала напряжения α_1 и угла сдвига фаз между напряжением и током φ в соответствии с выражениями (18) при 12-разрядном АЦП.

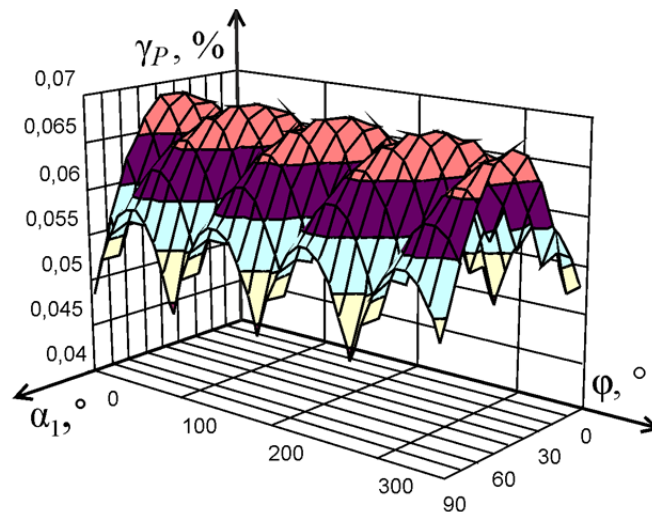


Рис. 6. Зависимость погрешности γ_P от α_1 и φ при $n = 12$

Заключение

Предложенный метод, в отличие от известных методов, использующих формирование ортогональных составляющих сигналов, обеспечивает возможность начала измерения в произвольный момент времени. Кроме того, время измерения не зависит от угла сдвига фаз между напряжением, током и периода входного сигнала, а ограничено только временем аналого-цифрового преобразования мгновенных значений сигналов, ввода, пропорциональных им кодов в контроллер и выполнения вычислительных операций.

Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность измерения при известных допустимых значениях погрешностей фазосдвигающих блоков и разрядности АЦП.

Список литературы

1. An improvement in the methods used for the measurement of the integrated characteristics of harmonic signals / V. S. Melent'ev, V. I. Batishchev, A. N. Kamysnikova, D. V. Rudakov // Measurement Techniques. – 2011. – Vol. 54, № 4. – P. 407–411.
2. Melent'ev, V. S. A method of measuring integral characteristics from the instantaneous values of signals separated in time and space / V. S. Melent'ev, Yu. M. Ivanov, A. O. Lychev // Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 57, № 9. – P. 979–984.
3. Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 3 (35). – С. 84–89.
4. Мелентьев, В. С. Синтез методов и систем измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, А. О. Лычев, А. А. Миронов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XIV Междунар. конф. – Самара : Самар. науч. центр РАН, 2012. – С. 625–633.
5. Анализ влияния погрешностей формирования дополнительных сигналов на погрешность измерения интегральных характеристик гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын, В. В. Муратова // Информационные технологии в науке и производстве : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 86–90.
6. Мелентьев, В. С. Оценка влияния погрешности, обусловленной формированием дополнительных сигналов, на результат измерения параметров гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, В. В. Муратова // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : сб. науч. ст. Междунар. науч.-техн. конф. «Шляндские чтения – 2014». – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 12–15.
7. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.

Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой
информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: vs_mel@mail.ru

Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Батищев Виталий Иванович

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой
информационных технологий,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: vib@list.ru

Batishchev Vitaliy Ivanovich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information technology,
Samara State Technical University

Муратова Вера Владимировна

аспирант,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: muratova1991@yandex.ru

Muratova Vera Vladimirovna

postgraduate student,
Samara State Technical University

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Исследование метода измерения параметров по мгновенным значениям входных и дополнительных гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, В. В. Муратова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 4–10.

УДК 519.873

В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, Д. И. Нефедьев

РЕАЛИЗАЦИЯ В LabVIEW МЕТОДА РАЗЛОЖЕНИЯ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ СИГНАЛА НА СОБСТВЕННЫЕ ЧИСЛА

V. V. Kozlov, E. A. Lomtev, D. I. Nefed'ev

REALIZATION IN LabVIEW OF METHOD OF DECOMPOSITION OF AUTOCORRELATION MATRIX OF SIGNAL ON OWN NUMBERS

А н н о т а ц и я. Рассмотрена реализация метода разложения автокорреляционной матрицы сигнала на собственные числа в программном обеспечении LabVIEW на базе модульной системы NI Compact DAQ. Приведено краткое описание данного метода. Показаны панель управления созданного виртуального прибора, анализатор спектра и панель определения параметров гармонического сигнала.

A b s t r a c t. Reviewed the implementation of the method of decomposition of the autocorrelation matrix of the signal eigenvalues in the software LabVIEW-based modular system NI Compact DAQ. A brief description of this method. Shows the control panel on the virtual instrument, spectrum analyzer and panel define the parameters of the harmonic signal.

К л ю ч е в ы е с л о в а: виртуальный измерительный прибор, параметрические методы, обработка информации, аппроксимация сигналов, авторегрессионная модель со скользящим средним.

K e y w o r d s: virtual measuring device, parametric methods of measurement information processing, signals approximation, autoregressive moving – average model.

Наиболее перспективной технологией решения измерительных задач в настоящее время является технология виртуальных приборов (ВП). Виртуальный прибор создается на базе компьютера, и ключевую роль в его функционировании наряду с аппаратурой играет программное обеспечение. Благодаря гибкости ПО обеспечиваются гибкость и многофункциональность ВП.

Преимущество технологии виртуальных приборов состоит в возможности программным путем, опираясь на мощь современной компьютерной техники, создавать разнообразные приборы, измерительные системы и программно-аппаратные комплексы, легкость их адаптации к изменяющимся требованиям, уменьшить затраты и время на разработку. Возможность длительного хранения данных позволяет выявлять закономерности и случайные компоненты регистрируемых процессов, а также производить сопоставительный анализ информации, полученной с разных объектов. Применение технологии виртуальных приборов позволяет реализовать широкий круг функциональных возможностей: аппроксимацию дискретных отсчетов сигнала различными методами; измерение по дискретным данным амплитуд, частот и фаз составляющих сложных полигармонических сигналов; определение по дискретным данным параметров электрических цепей; идентификацию динамических характеристик по отклику на воздействие известной формы; спектральный анализ наблюдаемых процессов; экстраполяцию значений сигнала в требуемый момент времени и т.д. [1, 2].

Существует большое количество программных сред (с соответствующей аппаратной поддержкой), которые предназначены для создания виртуальных средств измерения. Однако не всегда в таких приборах используются стандартные процедуры, чаще всего требуются доработка, модификация известных методов или для решения задачи повышения точности, или для повышения быстродействия.

На рынке практически отсутствуют виртуальные приборы, способные измерять параметры электрических цепей переменного тока и информативные параметры сигналов в условиях действия шумов и помех. По самой скромной оценке, такие задачи составляют 20–30 % от общего числа электрических измерений. Научные результаты показывают, что решение задач возможно чисто программными средствами без каких-либо модернизаций и дополнений уже существующих средств виртуальных измерений.

ВП выполнен на базе модульной системы *NI CompactDAQ* и программного обеспечения *LabVIEW* фирмы *National Instruments* с использованием четырехканального двадцатичетырехразрядного АЦП *NI 9237* и шестнадцатиразрядного ЦАП *NI 9263*.

Для работы с мостовыми схемами используется модуль *NI 9237*, который позволяет оцифровывать сигналы с четырех датчиков. Каждый канал модуля имеет независимый АЦП с разрешением 24 бит и входной усилитель, которые позволяют оцифровывать сигналы одновременно с четырех датчиков независимо друг от друга. Высокая частота дискретизации и полоса пропускания модуля позволяют проводить точные и быстродействующие измерения механических напряжений и нагрузок с минимальной задержкой по всем каналам. Имеется возможность компенсировать смещение нуля как встроенными, так и внешними средствами. В модуле предусмотрено питание мостовых схем по четырем фиксированным значениям 2,5; 3,3; 5; 10 В. Для задания промежуточных значений напряжений используется ЦАП с разрешением 16 бит и частотой дискретизации 100 кГц/канал. Модуль *NI 9263* имеет четыре независимых аналоговых выхода с диапазоном выходного сигнала ± 10 В с низкой взаимосвязью каналов, быстрой сменой частоты дискретизации, двойной изоляции для обеспечения безопасности и помехоустойчивости. Структурная схема устройства представлена на рис. 1.

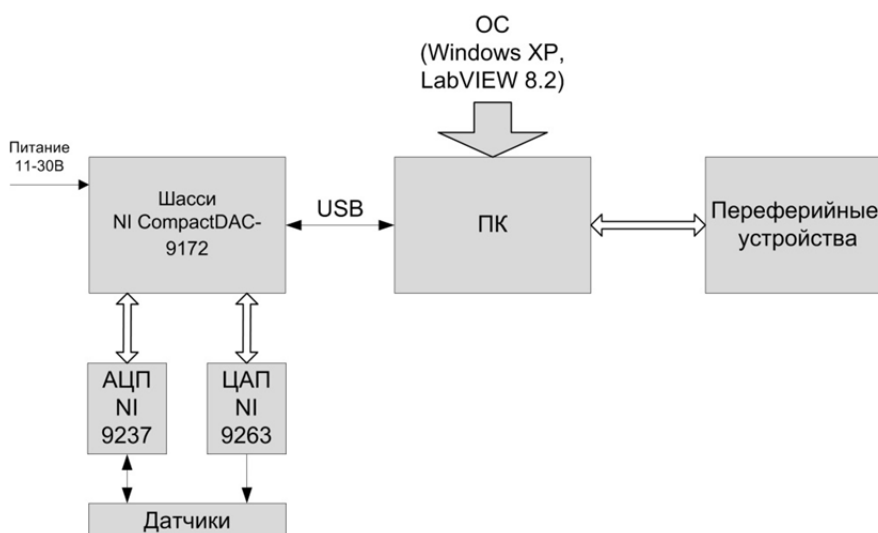


Рис. 1. Структурная схема ВП

Панель управления ВП представлена на рис. 2,а.

Панель настройки АЦП включает в себя органы управления параметрами физического канала и мостовой схемы. Можно задать подключение АЦП к мостовой или полумостовой схеме и выбрать напряжение питания моста до 10 В. Также имеется возможность изменения временных параметров (частота дискретизации и количество выборок).

Обработка оцифрованных данных осуществляется в среде *LabVIEW*, которая имеет мощную математическую поддержку. Большое количество встроенных алгоритмов цифровой обработки одномерных и двумерных сигналов позволяет осуществлять весьма сложную обработку во временной, пространственной и спектральной областях. Это обстоятельство дает возможность строить довольно сложные алгоритмы оценки измеряемого параметра объекта исследования как для повышения точности измерений, так и для автоматизации процесса из-

мерений и дальнейшей обработки результатов. Выбор алгоритма оценки параметра неоднозначен, так как зависит от многих факторов [1].

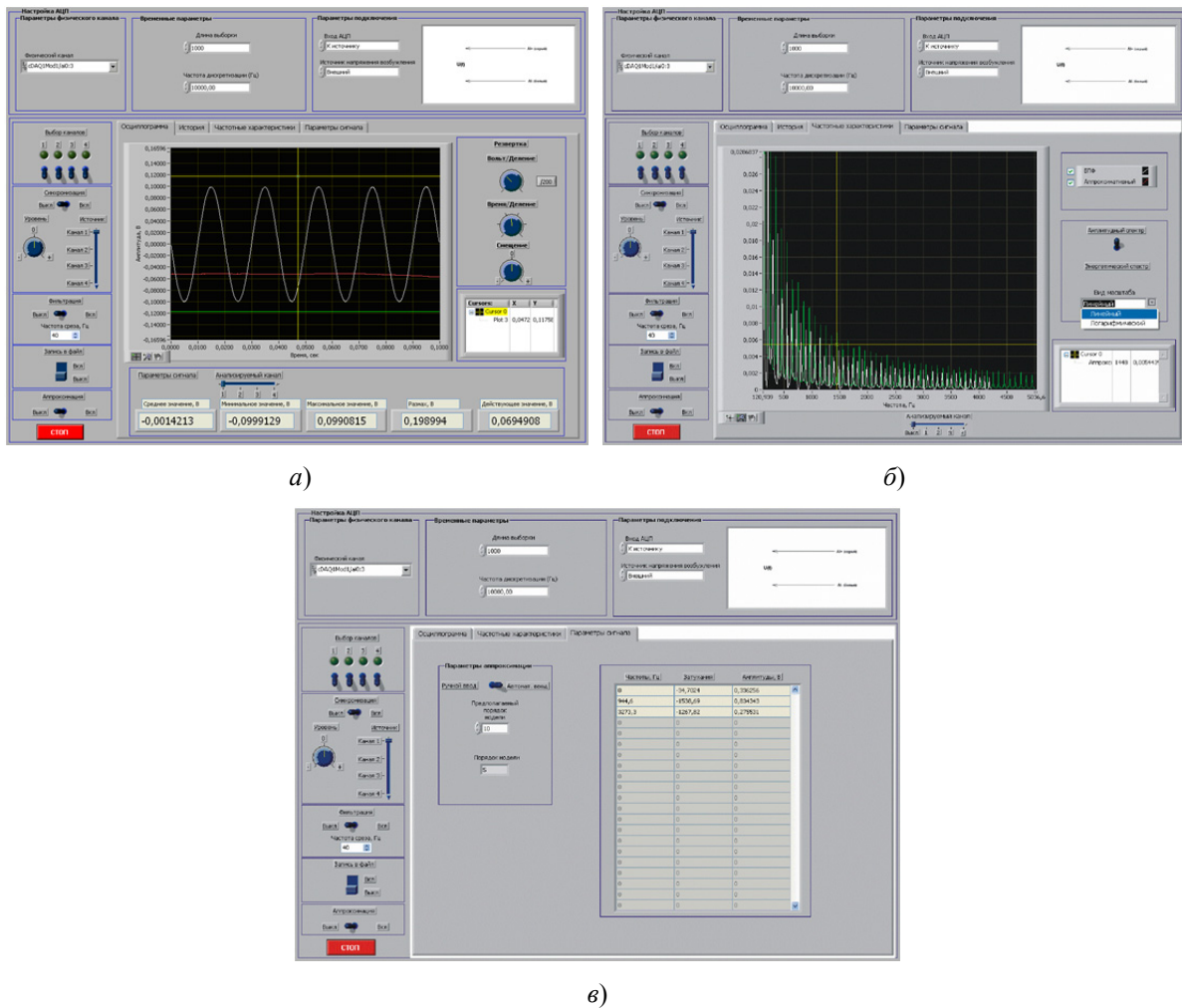


Рис. 2. Панель управления ВП (а); анализатора спектра (б); определения порядка АР-модели (в)

В качестве основного алгоритма обработки сигналов был выбран алгоритм на основе метода разложения автокорреляционной матрицы сигнала на собственные числа [3], который позволяет реализовать следующие функции:

- измерение по дискретным данным амплитуд и частот, что физически реализуется в разных измерительных приборах (мультиметрах, частотомерах);
- аппроксимацию данных АР-уравнением;
- аппроксимацию данных суммой колебательных составляющих;
- экстраполирование (предсказание) значений сигнала в требуемый момент времени;
- измерение спектрального состава сигнала (по выделенным составляющим).

Метод разложения автокорреляционной матрицы сигнала на собственные числа наилучшим образом соответствует задаче измерения параметров электрических сигналов в шумах на основании того факта, что при анализе собственных значений автокорреляционной матрицы происходит разделение информации на два векторных подпространства: подпространство сигнала и подпространство шума.

Автокорреляционная последовательность, состоящая из M комплексных синусоид, описывается как

$$r_{xx}[k] = \sum_{i=1}^M P_i \exp(j2\pi f_i k \Delta t) + \rho_w \delta[k],$$

где P_i – мощность i -й синусоиды; ρ_w – дисперсия белого шума.

Теплицева автокорреляционная $(p + 1) \times (p + 1)$ -матрица в случае комплексных синусоид в белом шуме имеет следующую структуру:

$$\mathbf{R}_p = \sum_{i=1}^M P_i s_i s_i^H + \rho_w \mathbf{I},$$

где $\mathbf{I}$ – единичная $(p + 1) \times (p + 1)$ -матрица; s_i – вектор сигнала размерности $p + 1$, несущий информацию о частоте i -й синусоиды. Матрицу $\mathbf{R}_p$ можно представить как сумму автокорреляционной матрицы сигнала $\mathbf{S}_p$ и автокорреляционной матрицы шума $\mathbf{W}_p$:

$$\mathbf{R}_p = \mathbf{S}_p + \mathbf{W}_p,$$

где $\mathbf{S}_p = \sum_{i=1}^M P_i s_i s_i^H$; $\mathbf{W}_p = \rho_w \mathbf{I}$.

Матрица сигнала будет иметь следующее разложение по собственным значениям:

$$\mathbf{S}_p = \sum_{i=1}^{p+1} \lambda_i v_i v_i^H,$$

где λ_i – собственные числа; v_i – собственные векторы, причем $\lambda_1 \geq \lambda_2 > \dots > \lambda_{p+1}$ [3].

Разложение автокорреляционной матрицы на собственные значения можно использовать для получения спектральных оценок или улучшенных процедур оценок частоты. Сохранение одной лишь информации, соответствующей собственным векторам подпространства сигнала, эффективно способствует увеличению отношения сигнал/шум, поскольку устраняет вклад мощности компонент подпространства шума.

Для гармонической составляющей в белом шуме наблюдаемым является процесс

$$y_n = x_n + \omega_n = - \sum_{m=1}^{2p} a_m x_{n-m} + \omega_n,$$

матричная запись которого имеет следующий вид:

$$\mathbf{R}_{yy} \mathbf{A} = \sigma_w^2 \mathbf{A}.$$

Это выражение представляет собой собственное уравнение процесса, в котором дисперсия шума σ_w^2 является собственным значением автокорреляционной матрицы $\mathbf{R}_{yy}$, вектор АРСС-параметров $\mathbf{A}$ является собственным вектором, связанным с собственным значением σ_w^2 , позволяет определить значения АРСС-параметров в том случае, когда известно значение автокорреляционной функции. Это уравнение составляет основу процедуры разложения на собственные числа и позволяет определить точные частоты и мощности p вещественных синусоид в присутствии белого шума, если точно известны $2p + 1$ значений автокорреляционной функции [3]. Так как известными полагаются только значения автокорреляционной функции, информация о фазе каждой синусоиды теряется.

После нахождения собственных векторов и соответствующих им собственных значений определяются коэффициенты полинома:

$$z^{2p} + a_1 z^{2p-1} + \dots + a_{2p-1} z + a_{2p} = 0.$$

Корни $z_i = \exp(j2\pi f_i \Delta t)$, формируемые из этих коэффициентов, будут определять частоты синусоид:

$$f_i = \arctg \left[\frac{\operatorname{Im} z_i}{\operatorname{Re} z_i} \right] \cdot \frac{1}{2\pi \Delta t}.$$

Если число синусоид неизвестно, но значения автокорреляционной функции известны точно, то число синусоид p следует выбирать в качестве значения того порядка, при котором

минимальное собственное значение уравнения $R_{yy}A = \sigma_w^2 A$ лишь незначительно отличается от минимального собственного значения для порядка $p - 1$.

После определения частот по корням полинома для **A** можно определить мощности синусоид. Значения автокорреляционной функции от $R_{yy}(1)$ до $R_{yy}(p)$ можно записать в матричной форме

$$\mathbf{FP} = \mathbf{r}.$$

Матрица **F** состоит из членов, зависящих от частот синусоид, которые определяются посредством нахождения корней полинома. Мощности этих синусоид находятся из решения системы уравнений относительно вектора мощности **P**.

Очевидно, что метод разложения автокорреляционной матрицы сигнала на собственные числа наиболее приспособлен к решению задачи оценивания параметров колебаний, так как в нем доходят до физических параметров сигналов и одновременно устраняется влияние шума за счет разделения информации на подпространство сигнала и шума.

Коэффициенты регрессии используются в дальнейшем для оценивания параметрического спектра:

$$S(f) = \frac{\sum_{i=0}^p a_i}{\sum_{j=1}^p a_j \cdot e^{-j2\pi i \Delta t f}},$$

где Δt – шаг дискретизации.

Коэффициенты регрессии в этом выражении представляют собой собственный вектор автокорреляционной матрицы.

В режиме анализатора спектра вычисляется и выводится на экран амплитудный или энергетический спектр сигнала. Пример использования данного режима показан на рис. 2,б.

Так как данный метод относится к параметрическим полюсным методам, одним из главных параметров алгоритма обработки данных является порядок модели аппроксимации. Неверно выбранный порядок существенно изменяет спектр сигнала. Если порядок модели выбран слишком малым, пики в оценочных спектрах оказываются сглаженными, что снижает точность определения частоты, если же слишком большим – то разрешающая способность спектральной плотности мощности возрастает, но в спектре появляются ложные компоненты, которых нет в реальном сигнале [4].

Автоматическое определение порядка в комплексе реализовано на основе оценивания собственных чисел автокорреляционной матрицы исследуемого сигнала. При этом вычисляются собственные значения для корреляционной матрицы, размерность которой заведомо больше, чем порядок модели, и по степени значимости собственных значений (отбрасывая малые) оценивают этот порядок. Данный подход фактически связан с методом разложения на собственные числа, так как показано, что в выражении $R_{xx}A = \sigma_w^2 A$ дисперсия шума σ_w^2 совпадает с минимальным собственным значением. Таким образом, можно производить вычисления собственных значений для последовательно возрастающих порядков до тех пор, пока минимальное собственное значение перестанет изменяться при переходе к следующему, более высокому, порядку. В этой точке минимальное собственное значение равно дисперсии шума, что и будет означать достижение правильного порядка. Пример использования данного режима показан на рис. 2,в.

Метод является достаточно трудоемким, но широкое использование собственных значений и собственных векторов при анализе сложных колебаний привело к тому, что большинство прикладных пакетов имеют встроенные функции для определения этих характеристик.

В заключение следует отметить, что данный ВП, созданный на основе платформы NI Compact DAQ и программного обеспечения LabVIEW, имеет широкие возможности и позволяет осуществлять сбор и обработку информации в режиме реального времени по разработанным алгоритмам, а также вести сопоставительный анализ данных, полученных в разное время.

Список литературы

1. Применение методов цифрового спектрального оценивания в задаче измерения параметров сигнала / В. В. Козлов, Б. В. Цыпин, М. Г. Мясникова, С. В. Ионов // Измерительная техника. – 2010. – № 10.
2. Козлов, В. В. О возможности использования аппаратно-программных средств «National instruments» в задачах поверки измерительных трансформаторов / В. В. Козлов, Д. И. Нефедьев // Метрология. – 2008. – № 8.
3. Козлов, В. В. Определение параметров гармонических сигналов в условиях действия шумов и помех на основе метода разложения сигнала на собственные числа / В. В. Козлов // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – № 6.
4. Козлов, В. В. Исследование погрешности определения параметров гармонического сигнала на основе метода разложения на собственные числа / В. В. Козлов, Б. Н. Маньжов, Е. А. Ломтев // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 1.

Козлов Валерий Валерьевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: iit@pnzgu.ru

Kozlov Valeriy Valer'evich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

Ломтев Евгений Александрович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: rectorat@pnzgu.ru

Lomtev Evgeniy Aleksandrovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

Нефедьев Дмитрий Иванович

доктор технических наук,
заведующий кафедрой
информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: iit@pnzgu.ru

Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

doctor of technical sciences,
head of sub-department
of information and measuring equipment,
Penza State University

УДК 519.873

Козлов, В. В.

Реализация в LabVIEW метода разложения автокорреляционной матрицы сигнала на собственные числа / В. В. Козлов, Е. А. Ломтев, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 11–16.

А. А. Шестаков, А. С. Семенов

МОДЕЛЬ САМОДИАГНОСТИРУЮЩЕГОСЯ ДАТЧИКА ПАРАМЕТРА С НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИЕЙ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

A. L. Shestakov, A. S. Semenov

THE MODEL OF SELF-DIAGNOSIS TRANSDUCERS WITH NON-LINEAR FUNCTION TRANSFORMATION

А н н о т а ц и я. Приведены результаты исследований модели интеллектуального датчика, использующего новый метод самодиагностики. Метод базируется на использовании нелинейных свойств функции преобразования контролируемого устройства, реализуется путем анализа дисперсии шумовой компоненты выходного сигнала.

A b s t r a c t. The paper presents the results of studies model smart sensor using a new method of self-diagnosis. The method is based on the use of non-linear properties of the transfer function of controlled devices. The method is realized by analysis of variance noise component output.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интеллектуальный датчик, функция преобразования, линеаризация, дисперсионный анализ.

K e y w o r d s: smart sensor, transfer function, linearization, variance analysis.

Повышение требований к надежности систем управления и развитие микропроцессорной техники привели к созданию распределенной архитектуры систем управления, основанной на интеллектуальных устройствах полевого уровня. При этом возникает проблема достоверности информации, поступающей от измерительных устройств (датчиков), которая является основой правильного функционирования всей системы. Возможное решение этой проблемы – реализация принципа метрологического самоконтроля, основные положения которого изложены в [1, 2]. Идея заключается в формировании некой опорной величины, значение которой связано с состоянием устройства. Таким образом, контроль этого значения позволяет контролировать и состояние прибора без прерывания хода технологического процесса.

Главной проблемой при таком подходе является получение опорной величины. Обычно способ генерации опорной величины определяется после тщательного анализа источников погрешности и определения критической составляющей погрешности. Например, в [3] предложен способ, при котором в чувствительном элементе выделяются (формируются) части, имеющие разную чувствительность к фактору, влияющему на исправность преобразователя. В процессе эксплуатации периодически измеряют значения сигналов от этих частей с чувствительностью, достаточной для выявления нарастания погрешности измерительного преобразователя, и по ним судят о его метрологической исправности, т.е. опорная величина формируется путем сравнения сигналов от частей первичного преобразователя, имеющих разную чувствительность к возмущающему фактору.

В [4] этот метод реализуется для тензорезистивных датчиков давления путем создания системы из восьми тензомостов на одном кристалле. При этом первая группа, формирующая

опорный сигнал, изготавливается из металла с низким температурным дрейфом. Остальные датчики формируются из полупроводникового материала с высокой чувствительностью к деформациям.

Для первичных преобразователей температуры в [5, 6] предложено использовать встроенные в основной измерительный элемент капсулы со специально подобранными металлами или сплавами. При изменении фазовых состояний этих сплавов, происходящих при строго определенных температурах, формируются реперные температурные точки, которые могут быть использованы в качестве опорных сигналов.

Недостатком перечисленных способов является ориентация на конкретные тип и конструкцию датчиков. При этом конструкция первичного преобразователя существенно усложняется относительно прототипа.

В отличие от предыдущих способов метод, рассматриваемый в [7, 8], не предполагает конструктивных модификаций тензометрического преобразователя давления. Опорный сигнал формируется на основе анализа тонкой временной структуры выходного сигнала и выделения собственных частот конструкции. Основной проблемой метода являются трудности определения взаимосвязи параметров собственных частот конструкции и метрологических характеристик преобразователя.

Метод, описанный в [9], свободен от этих недостатков, не ориентируется на конкретные конструкции преобразователей, может быть использован для широкого класса датчиков и базируется исключительно на математических особенностях преобразования измеряемого сигнала. В настоящей работе приводятся предварительные результаты исследования математической модели устройства, реализующего этот метод.

В основе метода лежит предположение о том, что искажения функции преобразования реального датчика, возникающие в процессе его работы и приводящие к погрешностям измерений, эквивалентны появлению на входе эталонного датчика дополнительной аддитивной помехи.

В математическом виде это положение выглядит следующим образом:

$$Y(t) = F_2 \left[F_1(X(t)) \right] = X(t) + \zeta[X(t)], \quad (1)$$

где $Y(t)$ – выходной сигнал датчика; $X(t)$ – измеряемый параметр; $F_1(X)$ и $F_2(X)$ – функции преобразования первичного преобразователя и электронного блока датчика; $\zeta(t)$ – дополнительная аддитивная помеха на выходе датчика. Для эталонного датчика

$$F_2 = F_1^{-1} \quad (2)$$

и, очевидно,

$$Y(t) = X(t).$$

При характеристизации датчика перед началом его эксплуатации параметры F_2 подбирают таким образом, чтобы равенство (2) выполнялось. Однако со временем, в процессе эксплуатации, характеристики датчика начинают изменяться, что приводит к нарушению равенства (2) и появлению погрешности измерения.

В [9] показано, что при отклонении функции преобразования от эталонной

$$Y(t) \approx X(t) + \frac{\Delta F[X(t)]}{F'_1[X(t)]}, \quad (3)$$

где ΔF – функция вариации фактической функции преобразования $F_{1ф}$ относительно эталонной $F_{1э}$, т.е. $F_{1ф}(X) = F_{1э} + \Delta F(X)$, а производная берется по входному сигналу.

При выводе (3) предполагалось, что функция вариации достаточно мала.

Необходимо заметить, что хотя вывод (3) аналогичен процессу линеаризации, широко используемому при анализе нелинейных систем управления [10], он имеет другой физический смысл. Если в [10] цель преобразований – свести анализ нелинейной системы управления к линейной задаче в ограниченном диапазоне управления, то формула (3) приводит задачу ана-

лиза нелинейной системы к задаче анализа линейной системы с нестационарным входным воздействием.

В уравнении (3) присутствуют две неизвестные, несвязанные функции, и, таким образом, разрешить его относительно функции $X(t)$ или $\Delta F(X)$ без дополнительных условий невозможно.

Сделаем стандартное предположение, что сигнал на входе датчика является аддитивной суммой полезного сигнала $S(t)$ и независимого некоррелированного с сигналом белого шума $\zeta(t)$ с нулевым средним:

$$X(t) = S(t) + \zeta(t). \quad (4)$$

В случае, если $|S(t)| \gg |\zeta(t)|$, формула (4) позволяет привести (3) к виду

$$Y(t) \approx S(t) + \frac{\Delta F[S(t)]}{F'_{13}[S(t)]} + \zeta(t) \left[1 + \frac{\Delta F'[S(t)]}{F'_{13}[S(t)]} - \frac{\Delta F[S(t)] F''_0[S(t)]}{\{F'_{13}[S(t)]\}^2} \right]. \quad (5)$$

Если в (5) обозначить $U[S(t)] = \frac{\Delta F[S(t)]}{F'_{13}[S(t)]}$, выражение упрощается:

$$Y(t) \approx S(t) + U[S(t)] + \zeta(t)[1 + U'[S(t)]]. \quad (6)$$

В (6) можно выделить две некоррелированные компоненты:

$$\begin{aligned} Y_s(t) &= S(t) + U[S(t)]; \\ Y_\zeta(t) &= \zeta(t)[1 + U'[S(t)]]. \end{aligned} \quad (7)$$

Первое уравнение в (7) представляет собой искаженную сигнальную компоненту. Второе уравнение описывает нестационарную шумовую составляющую, которая фактически представляет белый шум с переменной дисперсией. Таким образом, оптимальное разделение выходного сигнала на компоненты (7) представляет собой достаточно сложную задачу, которая может решаться, например, методами адаптивной фильтрации. Однако для предварительной оценки работоспособности метода можно допустить, что сигнал (6) действует на входе обычного низкочастотного фильтра, т.е. схему самодиагностирующегося датчика представить в виде, показанном на рис. 1.

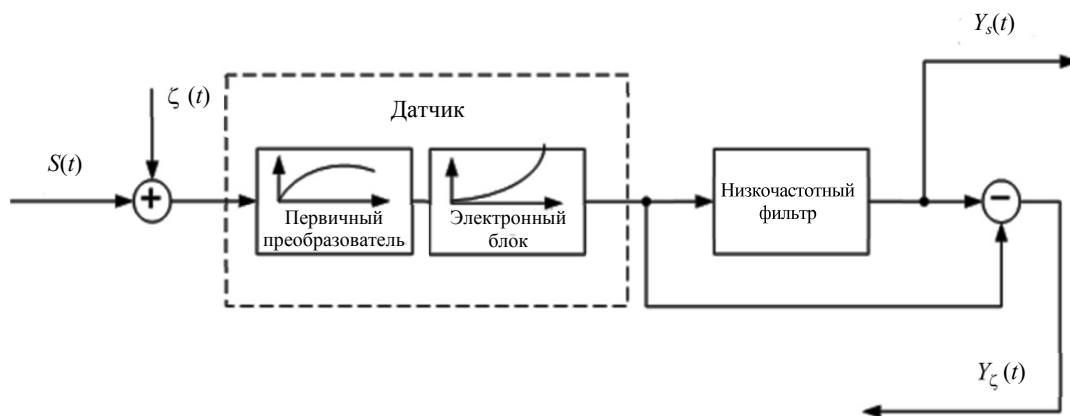


Рис. 1. Блок-схема модели самодиагностирующегося датчика

При моделировании предполагалось, что фактическая функция преобразования первичного преобразователя имеет вид $F_{1\phi} = X^2 + 2X + 1$, а эталонная $F_{13} = X^2 + X + 1$, т.е. $\Delta F = X$.

На рис. 2 показаны суммарные функции преобразования $F = F_2[F_1(X)]$ для случаев $F_2 = F_{13}^{-1}$, $F_1 = F_{13}$ и $F_1 = F_{1\phi}$.

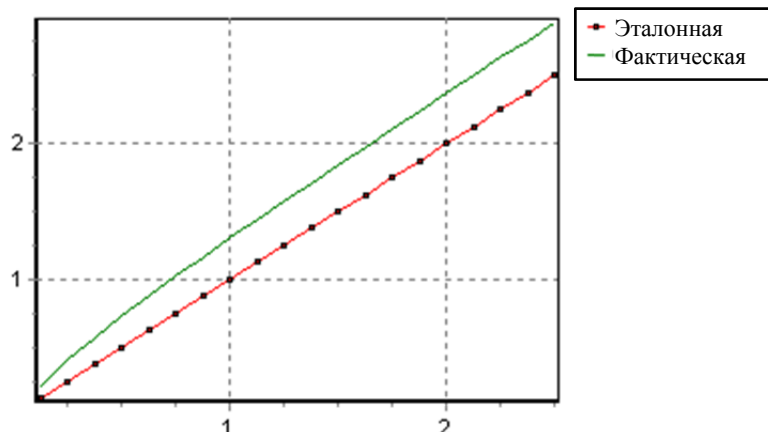


Рис. 2. Эталонная и фактическая функции преобразования

Входной сигнал моделировался функцией $S(t) = \sin(2\pi t/T) + 1,5$. Шум моделировался аддитивно добавляемыми нормально распределенными некоррелированными отсчетами с дисперсией 0,1. Так как выходной сигнал является нестационарным, он является и не эргодическим, а значит, методы оценки дисперсии путем усреднения по времени к нему не применимы. В связи с этим в качестве оценки дисперсии строилась зависимость дисперсии не от времени, а от уровня сигнала. В соответствии с (3) необходимо анализировать зависимость дисперсии от входного сигнала. Однако для построения такой зависимости необходимо предварительно решить систему (7). В то же время если вариация функции преобразования невелика, сигнальная составляющая выходного сигнала будет близка к полезному сигналу. Таким образом, в целях предварительной оценки работоспособности метода можно рассмотреть зависимость дисперсии шумовой составляющей от сигнальной компоненты выходного сигнала, выделяемой низкочастотным фильтром. В целях построения этой зависимости диапазон изменений выходного сигнала равномерно разбивался на 100 ячеек. При попадании сигнальной компоненты в ячейку с номером N фиксировалось значение шумовой компоненты для этой ячейки. Таким образом, в результате работы модели формируется массив значений шума, рассортированный по номерам ячеек (значениям выходного сигнала). Это дает возможность оценить значение дисперсии для каждой ячейки и построить необходимую зависимость.

Полученные зависимости для разного числа отсчетов сигнала (100 000, 25 000 и 7000) приведены на рис. 3. Одновременно там же приведен вид теоретической зависимости дисперсии.

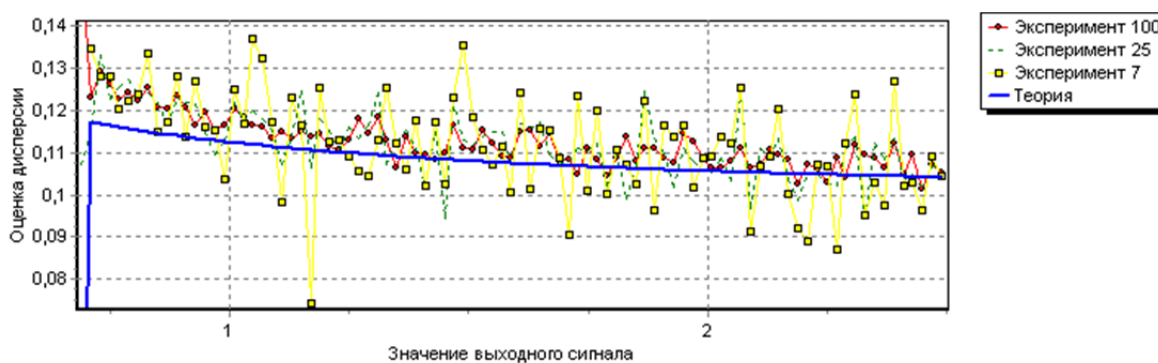


Рис. 3. Зависимость дисперсии шумовой компоненты от значения выходного сигнала для различного количества отсчетов

На рис. 4 для сравнения приведены экспериментальная оценка дисперсии в зависимости от выходного сигнала при метрологически исправном датчике, т.е. при $F_2 = F_{13}^{-1}$ и $F_1 = F_{13}$ (обозначение «Эксперимент» на графике), и теоретическая оценка зависимости дисперсии для исследуемого искажения передаточной функции (обозначение «Теория» на графике).

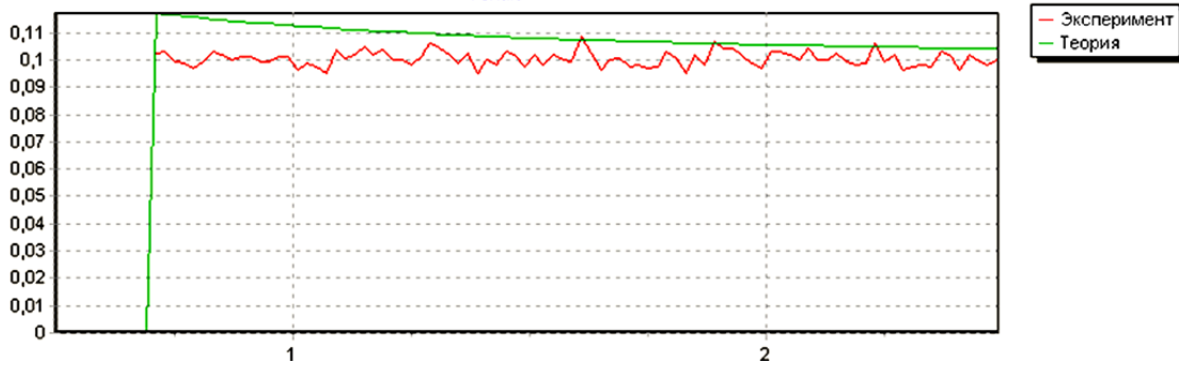


Рис. 4. Зависимость дисперсии от значения выходного сигнала для метрологически исправного датчика

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 3 и 4, подтверждает появление зависимости дисперсии шумовой компоненты от полезного сигнала. Это дает возможность построения алгоритмов диагностики состояния первичных преобразователей, используя только информацию о виде функции преобразования. Однако предложенный алгоритм имеет существенный недостаток, заключающийся в необходимости большого объема анализируемой информации. Это связано, во-первых, с медленным убыванием погрешности оценки дисперсии при увеличении количества отсчетов, во-вторых — с необходимостью накопления большого числа отсчетов в каждой анализируемой ячейке сигнала. Кроме того, число попадающих в каждую ячейку отсчетов зависит от вида полезного сигнала, что затрудняет контроль за точностью оценки дисперсии.

Список литературы

1. Taymanov, R. Metrological Self-Check and Evolution of Metrology / R. Taymanov, K. Sapozhnikova // Measurement. — 2010. — № 43. — P. 869–877 (Расширенный текст пленарного доклада: Taymanov, R. Metrological Self-check and Evolution of Metrology / R. Taymanov, K. Sapozhnikova // Proceedings of the 12th IMEKO TC1 – TC 7 Joint Symposium. — Annecy, September 3–5, 2008. — P. 212–217).
2. ГОСТР 8.673–2009. ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Термины и определения.
3. Пат. 2321829С2 Российская Федерация, G01D 3/00. Способ контроля метрологической исправности измерительного преобразователя неэлектрической величины и устройство для его осуществления / Горохов Л. П., Сапожникова К. В., Тайманов Р. Е. — Оpubл. 20.10.2007.
4. Feng, Z. Design and implementation of a self-validating pressure sensor / Z. Feng, Q. Wang, K. Shida // IEEE Sensors Journal. — 2009. — Vol. 9, № 3. — March. — P. 207–218.
5. Сенсоры температуры с функцией самостоятельной калибровки и градуировки в процессе работы на основе фазовых переходов 2-го рода / М. Д. Белоусов, В. В. Дьячук, Д. А. Мирзаев, А. Л. Шестаков // Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения : тр. Третьей рос. конф. с междунар. участием (УКИ'12). — М. : ИПУ РАН, 2012. — 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).
6. Иванова, Е. П. О некоторых аспектах применения самокалибрующихся датчиков температуры / Е. П. Иванова, Т. Н. Курская, С. В. Шрамко // Температура-2011 : тез. 4-й Всерос. и стран KOOMET конф. по проблемам термометрии (Санкт-Петербург, 19–21 апреля 2011 г.). — СПб., 2011. — С. 63–66.
7. Detecting changes in the condition of a pressure transducer by analysing its output signal / O. Yu. Bushuev, A. S. Semenov, A. O. Chernavskiy, A. L. Shestakov // XX IMEKO World Congress Metrology for Green Growth (September 9–14, 2012). — Busan, 2012.
8. Диагностика состояния конструктивных элементов тензопреобразователя давления на основе анализа его частотной характеристики / О. Ю. Бушуев, А. С. Семенов, А. О. Чернявский, А. Л. Шестаков // Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения : тр. Третьей рос. конф. с междунар. участием (УКИ'12). — Электрон. дан. — М. : ИПУ РАН, 2012. — 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

9. Семенов, А. С. Метод самодиагностики первичных преобразователей, использующий нелинейные свойства функции преобразования / А. С. Семенов, А. Л. Шестаков // Метрология и метрологическое обеспечение : сб. докл. XXIII нац. науч. симп. с междунар. участием (Болгария, г. Созополь, 9–13 сентября 2013 г.). – София : Софтрейд, 2013. – С. 165–170.
10. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т. 1. Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Баумана, 2000. – 747 с.

Шестаков Александр Леонидович

доктор технических наук,
заведующий кафедрой
информационно-измерительной техники,
Южно-Уральский национальный исследовательский
государственный университет
E-mail: A.L.Shestakov@susu.ac.ru

Shestakov Aleksandr Leonidovich

doctor of technical sciences,
head of sub-department
of information and measuring equipment,
South Ural National Research State University

Семенов Александр Сергеевич

кандидат технических наук,
ведущий инженер,
кафедра информационно-измерительной техники,
Южно-Уральский национальный исследовательский
государственный университет
E-mail: S60101@rambler.ru

Semenov Aleksandr Sergeevich

candidate of technical sciences,
leading engineer,
sub-department of information
and measuring equipment,
South Ural National Research State University

УДК 621.317

Шестаков, А. Л.

Модель самодиагностирующегося датчика параметра с нелинейной функцией преобразования / А. Л. Шестаков, А. С. Семенов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 17–22.

В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, Е. В. Павленко

**АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДА
ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ
НА ОСНОВЕ ФОРМИРОВАНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ
СОСТАВЛЯЮЩИХ НАПРЯЖЕНИЯ¹**

V. S. Melent'ev, Yu. M. Ivanov, E. V. Pavlenko

**ANALYSIS OF THE IMPLEMENTATION ERROR
OF THE METHOD OF MEASUREMENT
SIGNAL PARAMETERS BASED ON THE FORMATION
OF ORTHOGONAL VOLTAGE COMPONENTS**

А н н о т а ц и я. Исследован новый метод измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов. Метод основан на формировании ортогональной составляющей напряжения и разделении мгновенных значений сигналов во времени. Метод позволяет начинать процесс измерения в произвольный момент времени. Приведены результаты анализа погрешностей измерения параметров сигналов, обусловленных неидеальностью фазосдвигающего блока, осуществляющего формирование сигнала напряжения, сдвинутого относительно входного на 90°.

A b s t r a c t. Investigate a new method for measuring the parameters of harmonic signals on the instantaneous values of orthogonal components. The method is based on the formation of the orthogonal component of voltage and division of the instantaneous values of signals in time. The method allows to start the measurement process at any given time. The results of the analysis of measurement errors of signal parameters due to non ideality of phase shifting unit that forms an additional voltage signal, shifted relative to the input on 90°.

К л ю ч е в ы е с л о в а: параметры сигналов, гармоническая модель, мгновенные значения, дополнительные сигналы, ортогональные составляющие, фазосдвигающий блок, погрешность по модулю, угловая погрешность.

К е y w o r d s: parameters, harmonious model, instant values, the additional signals, orthogonal components, phase-shifting block, modulo error, angular error.

Введение

В настоящее время получили распространение методы, основанные на определении параметров гармонических сигналов (ПГС) по отдельным мгновенным значениям напряжения и тока, не связанным с периодом входного сигнала [1]. Использование данных методов обеспечивает сокращение времени измерения ПГС, которое в ряде случаев может быть значительно меньше периода входного сигнала.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 13-08-00173).

При этом предпочтение отдается методам, предусматривающим пространственное разделение мгновенных значений за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на определенный угол. Такой подход обеспечивает дальнейшее уменьшение времени измерения [2].

Использование в качестве дополнительных ортогональных составляющих входных сигналов позволяет сократить аппаратные затраты при реализации методов и упростить алгоритм определения ПГС [3].

Большинство известных подобных методов используют формирование ортогональных составляющих как напряжения, так и тока [1, 4].

При этом наименьшее время измерения достигается при использовании метода [4], основанного на определении ПГС по двум мгновенным значениям напряжения и тока, одновременно измеренным в произвольный момент времени, причем вторые мгновенные значения напряжения и тока сдвинуты относительно первых на угол 90° в сторону опережения. Время определения ПГС здесь не зависит от момента начала измерения и угла сдвига фаз между напряжением и током. Однако реализация метода предусматривает формирование ортогональных составляющих как напряжения, так и тока, т.е. использование двух фазосдвигающих блоков (ФСБ) в каналах напряжения и тока и четырех аналого-цифровых преобразователей (АЦП).

Формирование только ортогональной составляющей напряжения, а следовательно, и сокращение аппаратных затрат и погрешности измерения обеспечивают метод, который заключается в том, что формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на 90° ; в произвольный момент времени измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока; в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока. ПГС определяют по измеренным значениям [5].

Однако при использовании данного метода время измерения зависит от интервала времени между моментами начала измерения и равенства мгновенных значений сигналов, в общем случае может достигать половины периода входного сигнала. Кроме того, возникает дополнительная погрешность, обусловленная погрешностью компаратора, осуществляющего сравнение сигналов.

Предлагаемый авторами метод позволяет значительно сократить время измерения.

Метод измерения параметров гармонических сигналов

с использованием мгновенных значений ортогональных составляющих сигналов

В [6] авторами предложен метод определения ПГС, основанный на том, что в произвольный момент времени производится измерение мгновенных значений входного и дополнительного напряжений и тока; через произвольный, в общем случае, интервал времени Δt измеряются мгновенные значения входного и дополнительного напряжений и тока. ПГС определяют по измеренным значениям.

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рис. 1.

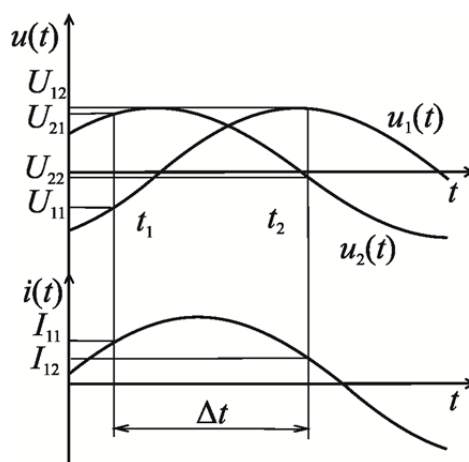


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Ортогональные составляющие напряжения и входной ток имеют вид

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad u_2(t) = U_m \cos \omega t; \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi),$$

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

В произвольный момент времени t_1 мгновенные значения сигналов будут равны

$$U_{11} = U_m \sin \alpha_1; \quad U_{21} = U_m \cos \alpha_1; \quad I_{11} = I_m \sin(\alpha_1 + \phi),$$

где α_1 – начальная фаза сигнала $u_1(t)$ в момент времени t_1 .

Через интервал времени Δt (в момент времени t_2) мгновенные значения сигналов примут следующий вид:

$$U_{12} = U_m \sin(\alpha_1 + \omega \Delta t); \quad U_{22} = U_m \cos(\alpha_1 + \omega \Delta t); \quad I_{12} = I_m \sin(\alpha_1 + \phi + \omega \Delta t).$$

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

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{U_{11}^2 + U_{21}^2}{2}}; \quad (1)$$

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

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности:

$$P = \frac{(U_{11}^2 + U_{21}^2)(I_{12}U_{21} - I_{11}U_{22})}{2(U_{12}U_{21} - U_{11}U_{22})}; \quad (3)$$

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

Схема средства измерения (СИ), реализующего метод, приведена на рис. 2.

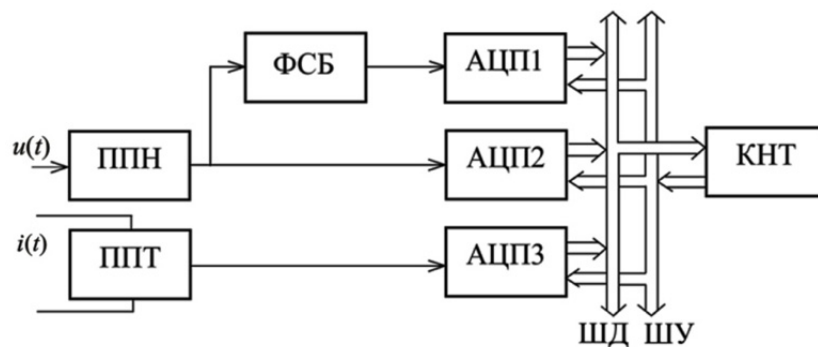


Рис. 2. СИ, реализующее метод

В состав СИ входят первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1–АЦП3, фазосдвигающий блок ФСБ, осуществляющий сдвиг входного напряжения на угол 90° , контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

При реализации метода время измерения определяется в основном длительностью интервала времени Δt . Длительность интервала Δt ограничена только временем аналого-цифрового преобразования мгновенных значений сигналов и ввода кодов в контроллер.

**Оценка погрешности измерения ПГС,
обусловленной погрешностью по модулю фазосдвигающих блоков**

Одним из видов погрешности, которая может возникнуть при реализации методов измерения ПГС, использующих мгновенные значения как входных, так и дополнительных сигналов, является погрешность по напряжению (погрешность по модулю) фазосдвигающих блоков. Наличие данного вида погрешности приводит к тому, что амплитуда входного сигнала будет отличаться от амплитуды дополнительного сигнала на выходе ФСБ [7].

Если считать, что амплитудное значение напряжения на выходе фазосдвигающего блока отличается от амплитуды входного сигнала на величину ΔU_M , то мгновенные значения дополнительных сигналов напряжения примут вид

$$U_{21} = (U_m + \Delta U_M) \cos \alpha_1; \quad U_{22} = (U_m + \Delta U_M) \cos(\alpha_1 + \omega \Delta t).$$

Для оценки влияния данного вида погрешности на погрешность измерения ПГС можно воспользоваться следующей методикой [8]. Погрешность вычисления функции есть не что иное, как приращение функции, которое она получит, если ее аргументам дать приращения, соответствующие их погрешностям.

Если считать, что мгновенные значения входного напряжения измерены без погрешности, то можно определить предельные значения абсолютных погрешностей измерения СКЗ напряжения и тока, АМ и РМ:

$$\Delta U_{СКЗ\ M} = \left| \frac{\partial U_{СКЗ}}{\partial U_{21}} \right| \Delta U_M; \quad (5)$$

$$\Delta I_{СКЗ\ M} = \left[\left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial I_{СКЗ}}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_M; \quad (6)$$

$$\Delta P_M = \left[\left| \frac{\partial P}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_M; \quad (7)$$

$$\Delta Q_M = \left[\left| \frac{\partial Q}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_M. \quad (8)$$

Используя выражения (1)–(4) и (5)–(8), можно определить относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{СКЗ\ M}} = h_U |\cos \alpha_1|; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{СКЗ\ M}} = \frac{h_U |\cos(\alpha_1 + \phi)| [|\sin(\omega \Delta t + \phi)| + |\sin \phi|]}{|\sin \omega \Delta t|}; \quad (10)$$

$$\gamma_{P_M} = \frac{h_U [|\sin \omega \Delta t \cos(\alpha_1 + \phi) + \cos \alpha_1 \sin(\omega \Delta t + \phi)| + |\cos \alpha_1 \cos \phi|]}{|\sin \omega \Delta t|}; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{h_U [|\sin \phi \sin(\omega \Delta t - \alpha_1)| + |\sin \alpha_1 \sin \phi|]}{|\sin \omega \Delta t|}, \quad (12)$$

где $h_U = \Delta U_M / U_m$.

Анализ выражения (9) показывает, что погрешность определения СКЗ напряжения зависит только от погрешности по модулю ФСБ и начальной фазы сигнала α_1 .

На рис. 3 приведен график зависимости относительной погрешности измерения СКЗ напряжения от α_1 при $h_U = 0,1\%$ в соответствии с (9).

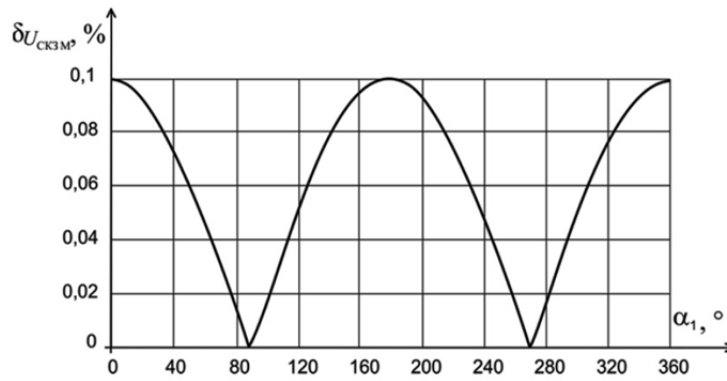


Рис. 3. Зависимость погрешности $\delta_{I_{СКЗМ}}$ от α_1 при $h_U = 0,1\%$

Погрешности определения остальных ПГС зависят не только от погрешности по модулю ФСБ и α_1 , но и от угла сдвига фаз между сигналами напряжения и тока φ и соотношения между интервалом времени Δt и периодом входного сигнала.

Анализ (10)–(12) показывает, что при $\varphi = 0^\circ$ погрешности определения СКЗ тока и АМ не зависят от $\omega\Delta t$, а погрешность определения РМ равна нулю независимо от α_1 и h_U .

На рис. 4–6 представлены графики зависимости относительной погрешности измерения СКЗ тока и приведенных погрешностей определения АМ и РМ от начальной фазы сигнала α_1 и $\omega\Delta t$ для $\varphi = 90^\circ$ при $h_U = 0,1\%$ в соответствии с выражениями (10)–(12).

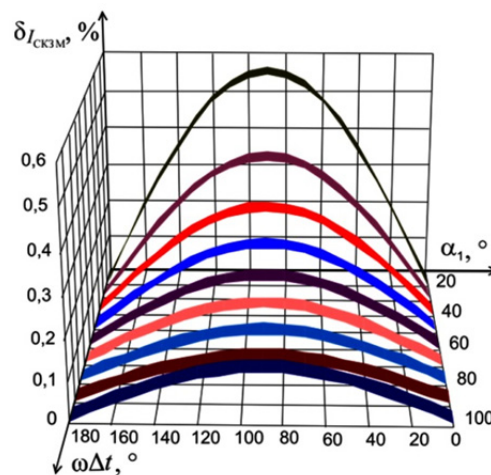


Рис. 4. Зависимость погрешности $\delta_{I_{СКЗМ}}$ от α_1 и $\omega\Delta t$ при $h_U = 0,1\%$ для $\varphi = 90^\circ$

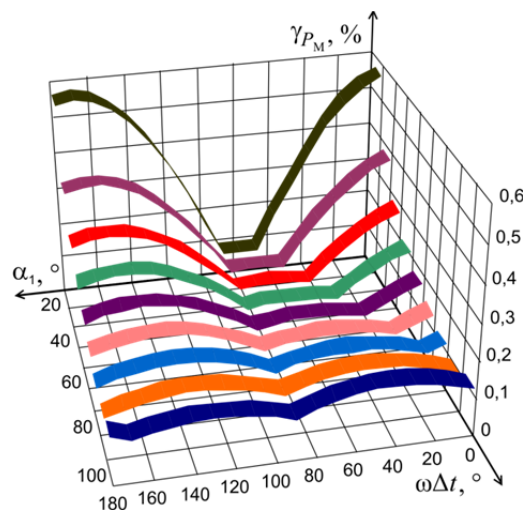


Рис. 5. Зависимость погрешности γ_{P_M} от α_1 и $\omega\Delta t$ при $h_U = 0,1\%$ для $\varphi = 90^\circ$

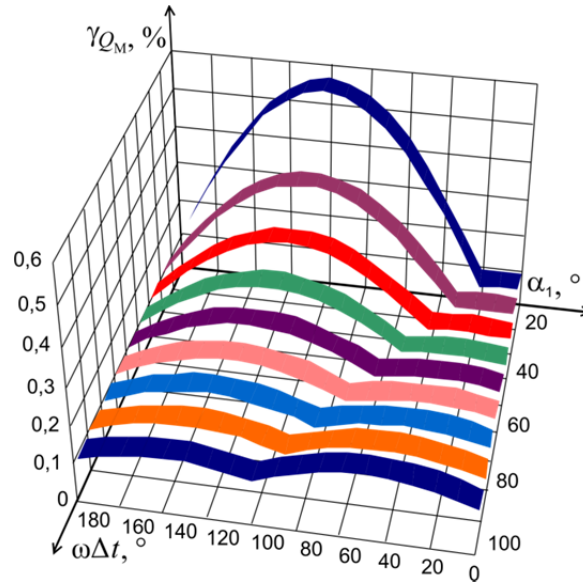


Рис. 6. Зависимость погрешности γ_{Q_M} от α_1 и $\omega\Delta t$ при $h_U = 0,1\%$ при $\varphi = 90^\circ$

Из рис. 3–6 следует, что погрешности определения СКЗ тока, АМ и РМ существенно зависят как от α_1 , так и от $\omega\Delta t$. При $\omega\Delta t = 90^\circ$ погрешности принимают меньшие значения. Однако это увеличивает общее время измерения ПГС.

В общем случае при $h_U \leq 0,1\%$ и $\omega\Delta t = 90^\circ$ данным видом погрешности можно пренебречь.

Оценка погрешности измерения ПГС, обусловленной угловой погрешностью фазосдвигающих блоков

Еще одним видом погрешности, который может возникнуть при реализации метода, является угловая (частотная) погрешность ФСБ. Погрешность приводит к тому, что при изменении частоты сигнала угол сдвига фазосдвигающего блока может отличаться от 90° [9].

Если угол сдвига ФСБ будет отличаться от 90° на $\Delta\beta$, то мгновенные значения дополнительного сигнала напряжения примут вид

$$U'_{21} = U_m \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{2} + \Delta\beta\right) = U_m \cos(\alpha_1 + \Delta\beta);$$

$$U'_{22} = U_m \sin\left(\alpha_1 + \frac{\pi}{2} + \omega\Delta t + \Delta\beta\right) = U_m \cos(\alpha_1 + \omega\Delta t + \Delta\beta).$$

В этом случае относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ будут равны

$$\delta_{U_\beta} = -\sin(2\alpha_1 + \Delta\beta) \sin \Delta\beta / 2; \quad (13)$$

$$\delta_{I_\beta} = \frac{[\sin^2 \alpha_1 + \cos^2(\alpha_1 + \Delta\beta)] [\cos^2(\phi - \Delta\beta) + \sin^2 \phi]}{2 \cos^2 \Delta\beta} - 1; \quad (14)$$

$$\gamma_{R_\beta} = \frac{[\sin^2 \alpha_1 + \cos^2(\alpha_1 + \Delta\beta)] \cos(\phi - \Delta\beta) - \cos \Delta\beta \cos \phi}{\cos \Delta\beta}; \quad (15)$$

$$\gamma_{Q_\beta} = \frac{[\sin^2 \alpha_1 + \cos^2(\alpha_1 + \Delta\beta) - \cos \Delta\beta] \sin \phi}{\cos \Delta\beta}. \quad (16)$$

Анализ выражений (13)–(16) показывает, что погрешности не зависят от $\omega\Delta t$, а определяются угловой погрешностью $\Delta\beta$, начальной фазой сигнала α_1 и углом сдвига фаз φ (СКЗ тока, АМ и РМ).

Проведенные исследования показали, что при $\Delta\beta \leq 0,1^\circ$ погрешности определения ПГС не превышают 0,15 % и ими можно пренебречь.

Заключение

Рассматриваемый метод в отличие от большинства методов, основанных на формировании ортогональных составляющих сигналов напряжения, обеспечивает возможность начала измерения в произвольный момент времени, что сокращает общее время измерения.

При реализации метода используются только три АЦП, что сокращает аппаратные затраты.

Полученные в работе результаты позволяют оценивать погрешность измерения при известных допустимых значениях погрешностей фазосдвигающих блоков, а также выбирать параметры измерительного процесса в соответствии с требованиями по точности и времени измерения.

Список литературы

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
2. An improvement in the methods used for the measurement of the integrated characteristics of harmonic signals / V. S. Melentiev, Vol. I. Batishchev, A. N. Kamyshnikova, D. V. Rudakov // Measurement Techniques. – 2011. – Vol. 54, № 4. – P. 407–411.
3. Мелентьев, В. С. Синтез методов и систем измерения интегральных характеристик с использованием ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, А. О. Лычев, А. А. Миронов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах : тр. XIV Междунар. конф. – Самара : Самар. науч. центр РАН, 2012. – С. 625–633.
4. Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2012. – № 3 (35). – С. 84–89.
5. Мелентьев, В. С. Исследование метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Ползуновский вестник. – 2014. – № 2 (4). – С. 24–26.
6. Мелентьев, В. С. Сокращение времени измерения интегральных характеристик при использовании ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Измерения, контроль, информатизация : материалы XV Междунар. науч.-техн. конф. – Барнаул : Изд-во АлтГТУ, 2014. – С. 73–75.
7. Анализ влияния погрешностей формирования дополнительных сигналов на погрешность измерения интегральных характеристик гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын, В. В. Муратова // Информационные технологии в науке и производстве : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 86–90.
8. Мелентьев, В. С. Оценка погрешности метода измерения интегральных характеристик с использованием пространственного и временного разделения мгновенных значений гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки». – 2012. – № 3 (28). – С. 199–202.
9. Мелентьев, В. С. Анализ погрешности измерения интегральных характеристик гармонических сигналов из-за отклонения углов сдвига фаз в каналах напряжения и тока / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Современные информационные технологии : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : ПГТА, 2013. – Вып. 17. – С. 79–82.

Мелентьев Владимир Сергеевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой информационно-
измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: vs_mel@mail.ru

Melent'ev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Иванов Юрий Михайлович

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: fuego@rambler.ru

Ivanov Yuriy Mikhaylovich

candidate of technical sciences,
senior staff scientist,
sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Павленко Елена Владиславовна

аспирант,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: yaelenkapavlenko@yandex.ru

Pavlenko Elena Vladislavovna

postgraduate student,
Samara State Technical University

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Анализ погрешности реализации метода измерения параметров сигналов на основе формирования ортогональных составляющих напряжения / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, Е. В. Павленко // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 23–30.

УДК 621.317

К. А. Куликовский, А. С. Паутова

**АППРОКСИМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ
ИНФОРМАЦИОННОГО СИГНАЛА
В УЛЬТРАЗВУКОВОЙ СИСТЕМЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
ПАРАМЕТРОВ ТВЕРДЫХ ЧАСТИЦ
В ПОТОКЕ НЕФТИ В ТРУБОПРОВОДЕ**

K. L. Kulikovskiy, A. S. Pautova

**APPROXIMATION MODEL OF INFORMATIVE SIGNAL
IN ULTRASONIC SYSTEM OF DETERMINATION
OF PARAMETERS OF PARTICULATE MATTERS
IN STREAM OF OIL IN PIPELINE**

А н н о т а ц и я. Рассмотрена аппроксимационная модель сигнала в измерительной системе определения расхода нефти, а также регистрирующая в нефтяном потоке наличие частиц примесей с оценкой их размеров. Измерительная система содержит матрицу излучающих и приемных пьезоэлементов, позволяющих с использованием системы ультразвуковых лучей сканировать все сечение трубопровода.

A b s t r a c t. Considered an approximation model of the signal in the measuring system for determining the consumption of oil, as well as registering in the oil stream having particles of impurities to estimate their sizes. The measuring system contains a matrix of radiating and receiving elements, allowing system using ultrasonic beams to scan all the section of the pipeline.

К л ю ч е в ы е с л о в а: модель сигнала, электроакустические преобразователи, матрица пьезоэлементов, сканирование сечения, твердые частицы.

К е у w o r d s: model signal, electro-acoustic converters, matrix piezo scanning cross section, solid particles.

В настоящее время актуальной задачей является определение наличия твердых частиц в нефтяном трубопроводе диаметром до 1 м, а также объемного расхода нефти [1].

В нефтяном потоке могут находиться различные твердые включения (частицы песка, глины, парафина). Оперативное их определение позволит с высокой эффективностью оптимизировать технологические параметры подготовки (очистки) нефти, а также определить ее расход.

В настоящей статье рассматривается модель сигнала в матричной измерительной системе, определяющей расход нефти и оценивающей количество твердых частиц в ее потоке.

Структурная схема системы (рис. 1) состоит из двух ленточных электроакустических преобразователей [2], на которых расположены N пьезоэлементов, контроллера КНТ, коммутатора К, генератора импульсов ГИ, средства отображения информации СОИ.

Осциллограмма относительного значения акустического сигнала $I = \frac{U_x}{U_{\max}}$ представлена на рис. 2.

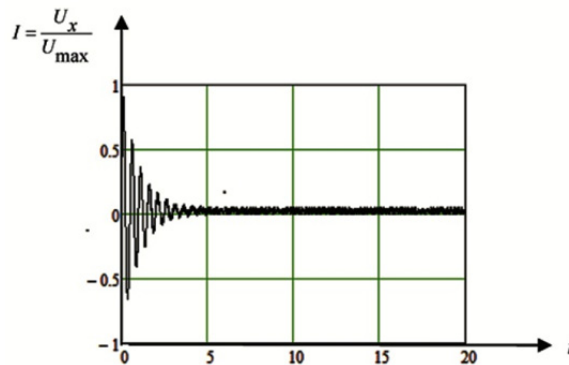


Рис. 2. Осциллограмма акустического сигнала при встрече с одной частицей

Интенсивность акустического сигнала при встрече ультразвукового луча с частицей находится из выражения

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{\lambda^2}{S_a} \cdot |I^2| \cdot A_c, \quad (3)$$

где λ – длина волны; $A_c = \frac{d}{4\lambda}$ – коэффициент, характеризующий отражение сигнала от сферических частиц; d – диаметр твердых частиц; $I = \frac{S_a}{\lambda x}$ – коэффициент, характеризующий задержку принимаемого сигнала; x – расстояние от акустического элемента матрицы до частицы.

Зависимость изменения акустического сигнала амплитуды сигнала от длины волны определяется выражением

$$\left| \frac{P'}{P_0} \right| = \frac{\lambda^2}{S_a} \cdot \left| \frac{S_a}{\lambda x} \right|^2 \cdot \frac{4,3d^3}{\lambda^3} = \frac{4,3S_a d^3}{\lambda^3 x^2}, \quad (4)$$

где $A_c = \frac{4,3d^3}{\lambda^3}$ – амплитуда сигнала, зависящая от длины звуковой волны и диаметра пьезоэлемента.

Осциллограмма акустического сигнала при его встрече с двумя частицами представлена на рис. 3.

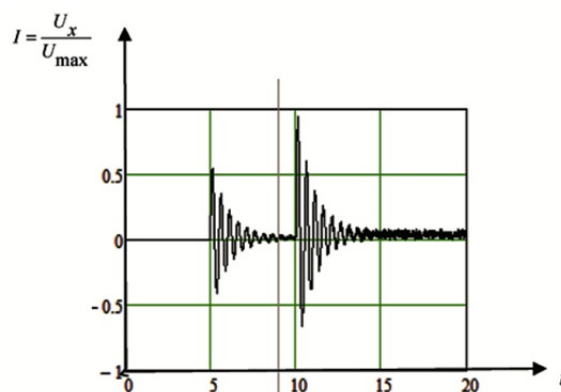


Рис. 3. Осциллограмма акустического сигнала при его встрече с двумя частицами

Зависимость изменения амплитуды сигнала от размера сферической частицы выражается формулой

$$\left| \frac{P'}{P^0} \right| = \frac{4,3S_a 8 \frac{4}{3} \pi r^3}{\frac{4}{3} \pi \lambda^3 x^2} = \frac{25,8S_a}{\pi \lambda^3 x^2}, \quad (5)$$

где $V = \frac{4}{3} \pi r^3$ – объем сферической частицы.

Соответствие объема частицы и ее плотности определяется выражением

$$\left| \frac{P'}{P^0} \right| = \frac{25,8S_a m}{\pi \lambda^3 x^2 \rho}, \quad (6)$$

где ρ – плотность частицы; m – ее масса.

В составе транспортируемой нефти присутствуют различные компоненты примесей (глина, парафин, песок) [5]. На основании данных, полученных в результате анализа одного типа нефтяного потока на специальной установке (табл. 1) [6], определен средний вес частиц, равный 41 г, что примерно соответствует их размеру 0,2 см.

Таблица 1

Данные при анализе одного типа нефтяного потока

Цикл, n	Результат измерения объемного расхода, м^3	Масса твердых частиц m_i ($m_i = V_{\text{общ}} \rho$) в потоке (плотность контролировалась ареометром и составляла 850 кг/м^3), г	Массовая доля твердых частиц в контролируемом потоке, %
1	0,000088	75	0,044
2	0,000097	82	0,049
3	0,000071	60	0,035
4	0,000076	65	0,038
5	0,000082	70	0,041

Среднее значение массы частиц, определяемой из данных табл. 1, определяется из выражения

$$m_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n m_i = 41 \text{ г}. \quad (7)$$

В составе транспортируемой нефти присутствуют частицы с различными диаметрами (при предположении, что форма частиц близка к сферической), вероятность распределения размеров частиц по фракциям представлена в табл. 2.

Таблица 2

Вероятность распределения частиц в нефтяном потоке по фракциям

Основные параметры распределения частиц		
Номер фракции	d_{p_i} , см	$P(d_{p_i})$
1	0,25	0,01
2	0,48	0,02
3	0,65	0,04
4	0,88	0,06
5	1	0,87

При обработке данных табл. 2 можно определить среднеквадратическое отклонение размера частиц $\sigma = 0,29$ см. Следовательно, размер частиц в реальном нефтяном потоке лежит в пределах 0,25–1,0 см. Таким образом, акустический сигнал при пересечении его частицей в

нефтяном потоке будет изменяться в диапазоне порядка 25–100 % от его максимального значения, что и определяет динамический диапазон сигнала при его последующей обработке.

Следовательно, с помощью описанной системы можно определить объемный расход нефти в нефтепроводе, а также количество частиц (размер которых лежит в пределах от 0,25 до 1 см), присутствующих в потоке нефти, транспортируемой по магистральным трубопроводам.

Список литературы

1. Кремлевский, П. П. Расходомеры и счетчики количества вещества : справочник № 2 / П. П. Кремлевский. – 5-е изд., перераб. и доп. – СПб. : Политехника, 2004. – 412 с.
2. Паутова, А. С. Информационно-измерительная система объемного расхода нефти с учетом содержания твердых примесей / А. С. Паутова // Наукоедение. – 2013. – № 4 (17). – URL: <http://naukovedenie.ru/PDF/52tvn413.pdf>.
3. Автоматизированный учет нефти и нефтепродуктов при добыче, транспорте и переработке / А. Ш. Шатхутдинов [и др.]. – М. : Недра, 2002. – 417 с.
4. Голямина, И. П. Ультразвук. Маленькая энциклопедия / И. П. Голямина. – М. : Советская энциклопедия, 1979. – 400 с.
5. Хаисуваров, К. И. Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара : учеб. пособие / К. И. Хаисуваров. – М. : Изд-во стандартов, 1990. – 287 с.
6. ГОСТ 6370–83. Нефть, нефтепродукты и присадки. Метод определения механических примесей. – М. : Стандартиформ, 2007. – 7 с.

Куликовский Константин Лонгинович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: ims@samgtu.ru

Kulikovskiy Konstantin Longinovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Samara State Technical University

Паутова Анна Сергеевна

аспирант,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: ims@samgtu.ru

Pautova Anna Sergeevna

postgraduate student,
Samara State Technical University

УДК 621.317

Куликовский, К. Л.

Аппроксимационная модель информационного сигнала в ультразвуковой системе определения параметров твердых частиц в потоке нефти в трубопроводе / К. Л. Куликовский, А. С. Паутова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 31–35.

УДК 531.717

П. Г. Михайлов, К. А. Ожикенов

ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ И УЗЛОВ ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

P. G. Mikhaylov, K. A. Ozhikenov

FEATURES OF MEASURING AND CONTROL OF GEOMETRICAL PARAMETERS OF ELEMENTS AND KNOTS OF SENSORS OF PHYSICAL SIZES

А н н о т а ц и я. Описаны методы и приборы, предназначенные для измерения геометрических характеристик деталей датчиков: линейных и угловых размеров, отклонений формы и расположения поверхностей. Пояснены правила выбора и применения измерительных приборов, приведены их основные технические характеристики.

A b s t r a c t. The article is devoted methods and devices, geometrical descriptions of details of sensors intended for measuring: linear and angular sizes, rejections of form and location of surfaces. The rules of choice and application of measurings devices are explained, their basic technical descriptions are resulted.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерение, геометрический параметр, размер, индикаторная головка, штангенциркуль, шероховатость, профилограф, ким, датчик, узел, деталь.

К e y w o r d s: measuring, geometrical parameter, size, indicator head, trammelhead, roughness, profilograf, kim, sensor, knot, detail.

При эксплуатации объектов различного назначения, таких как авиационная техника, наземный транспорт, роботизированные автоматические линии и пр., значительное место занимают ремонт, модернизация и поддержание работоспособности оборудования, узлов и механизмов. В процессе ремонта деталей и узлов, восстановления изношенных подшипников, зубчатых колес и пр. приходится выполнять множество измерений геометрических параметров: линейных и угловых размеров, шероховатостей, отклонений формы. От проведения корректных измерений в процессе восстановления и изготовления деталей и узлов во многом зависят готовность к пуску и работоспособность технологического оборудования. При этом диапазон и точность измерения варьируются в значительных пределах, примерами чему могут служить определение размеров корпусов океанских лайнеров (сотни метров) и измерение шероховатости поверхности лопаток турбокомпрессора (доли микрометра) [1].

В такой отрасли, например, как геодезия и картография, измерения линейных размеров являются также основными (правда, здесь оперируют не миллиметрами, как в приборо- и машиностроении, а метрами и километрами). И прочность грунта при испытаниях оценивается измерением (осадкой) грунта, нагруженного домкратом (осадка грунта оценивается от единиц микрометров до миллиметров).

Технология приборостроения оперирует с деталями и узлами, размеры которых имеют очень большой разброс, начиная от нескольких микронов и менее (размеры элементов инте-

гральных схем и наноманипуляторов) до метровых величин (роботы-манипуляторы, газовые лазеры и пр.). Во многих сложных изделиях современного приборостроения необходимо в одном изделии измерять геометрические параметры с высочайшей точностью как в единицы микрометров, так и в метровом диапазоне. Наглядными тому примерами могут служить туннельный микроскоп, в котором используется игла, сканирующая поверхность, радиус закругления которой составляет доли микрометров, и контрольно-измерительная машина, в которой используются прецизионные направляющие, точность линейных размеров которых должна обеспечиваться с точностью до нескольких микрометров.

Зачастую измерения многих геометрических и иных параметров можно свести к линейным измерениям, характерным примером чему может служить измерение шероховатости поверхности, которое в конечном итоге сводится к измерению микрорельефа (высоты и шага микронеровностей). Другой пример – твердость материалов также сводится к измерению размеров и площади отпечатка, формируемого в материале от вдавливания алмазной пирамидки или закаленного стального шарика. Все характеристики неразъемных и разъемных соединений основываются на нескольких базовых понятиях: зазор, натяг, допуск, при этом все из них по сути и по размерности являются геометрическими линейными размерами. Такая взаимосвязь геометрических величин с измерениями других физических величин может быть подтверждена на следующих характерных примерах:

- измерение шероховатости поверхности сводится к измерению микрорельефа (высоты и периода микронеровностей);
- прочность грунта на месте предполагаемого строительства оценивается осадкой грунта (в миллиметрах или в микрометрах), нагруженного определенным давлением;
- определение твердости металлов и сплавов сводится к измерению размеров и площади отпечатка, формируемого на поверхности материала при вдавливании в него алмазной пирамидки или закаленного стального шарика;
- в датчиках температуры, основанных на dilatометрическом принципе действия (биметаллические, ртутные и спиртовые термометры), информативной величиной является перемещение (линейное или угловое) термочувствительного элемента: изгиб биметаллической пластины, перемещение столбика ртути и жидкости;
- прочностные характеристики и взаимодействие деталей в неразъемных и разъемных соединениях характеризуются видом их сопряжения: зазором, натягом, взаимосвязанными допусками, которые, в свою очередь, количественно выражаются через линейные размеры.

Специфика измерения геометрических параметров в области точного и специального приборостроения, в частности датчикоостроения, такова, что зачастую приходится измерять детали и узлы, размеры которых имеют очень широкий диапазон. Эти размеры могут иметь величину, начиная от нескольких микронов и менее (размеры элементов интегральных схем и наноманипуляторов) до метровых величин (размер троса у датчиков линейных перемещений, датчики контроля натяжения армирующих канатов на АЭС и пр.). При этом во многих сложных по геометрии изделиях необходимо одновременно измерять геометрические параметры с высочайшей точностью как в области малых, так и в области больших значений измеряемых параметров (длин, углов). Наглядным тому примером может служить контрольно-измерительная машина КИМ, в которой используются прецизионные направляющие, точность линейных размеров (до нескольких метров) должна обеспечиваться с точностью до нескольких микрометров [2].

Для корректного выбора и последующего использования средств измерения (СИ), применяемого для контроля деталей и узлов измерительных приборов, необходимо учитывать их геометрию, взаимное расположение и возможность сопряжения с измерительными приборами и приспособлениями [3]. Поясним указанные требования на примерах базовых деталей и узлов измерительных преобразователей (рис. 1–3).

Для узлов на рис. 1 контролируемые геометрические параметры следующие: линейные и угловые размеры, отклонения формы, шероховатость; используемые СИ: микрометр, штангенциркуль, измерительные калибры, часовой индикатор, профилограф – профилометр, часовая индикаторная головка, проектор.

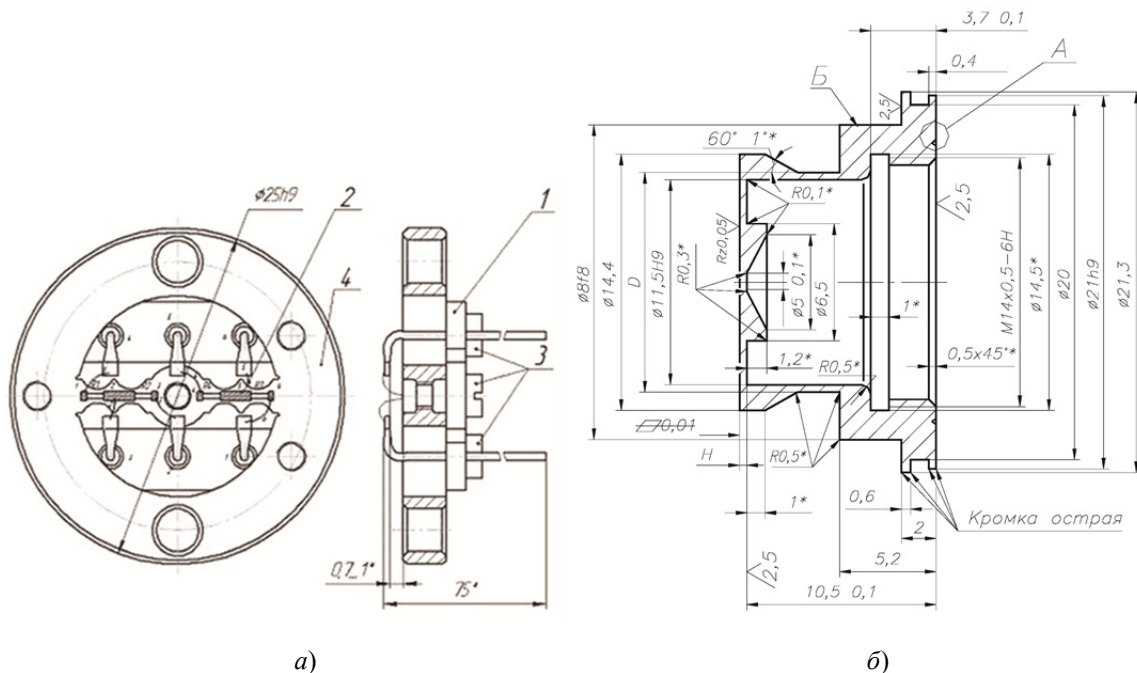


Рис. 1. Конструкции узлов и деталей металлопленочного датчика давления:
 а – измерительного модуля (1 – контактная колодка; 2 – профилированная балка; 3 – крепежные винты; 4 – основание балки); б – воспринимающего элемента

Для узлов на рис. 2 контролируемые геометрические параметры следующие: линейные размеры, отклонения формы, шероховатость, взаимное расположение поверхностей; используемые СИ: инструментальный или телевизионный микроскопы, часовая индикаторная головка, штангенциркуль с глубиномером, микрометр.

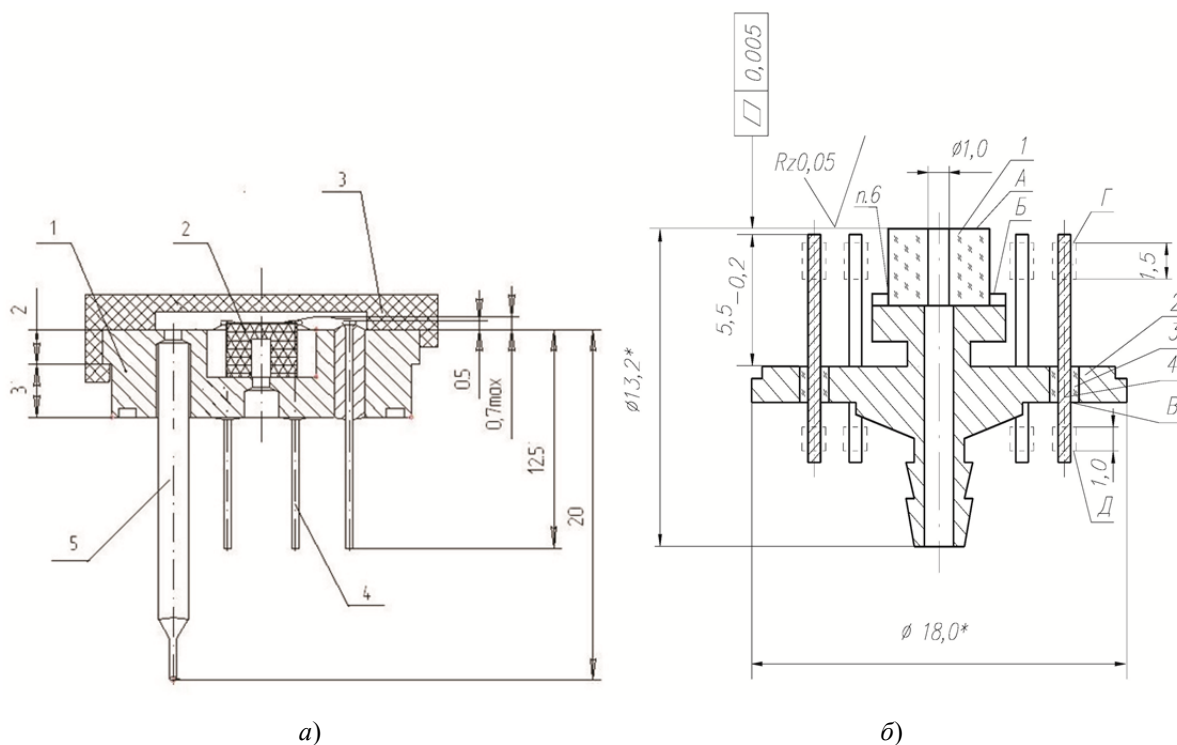


Рис. 2. Измерительные модули полупроводниковых датчиков давления:
 а – абсолютного давления (1 – корпус; 2 – чувствительный элемент; 3 – крышка; 4 – электрический вывод; 5 – штангель); б – относительного давления (1 – стеклянная буса; 2 – корпус; 3 – изолятор; 4 – проводник)

Для узлов на рис. 3 контролируемые геометрические параметры следующие: линейные размеры, отклонения формы, шероховатость, взаимное расположение поверхностей; используемые СИ: инструментальный или телевизионный микроскопы, часовая индикаторная головка, профилограф – профилометр, телевизионный проектор.

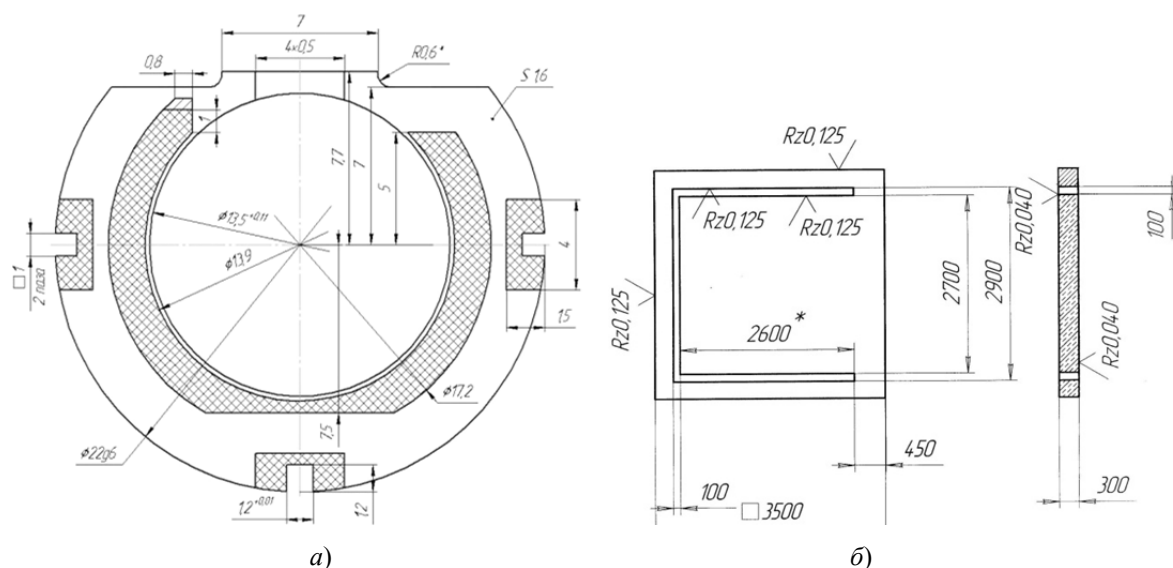


Рис. 3. Детали микромеханических линейных акселерометров:
а – пластина узла обратного преобразователя; б – кремниевый упругий элемент

Из всего перечня рекомендуемых универсальных СИ наиболее используемыми по сей день являются: штангенциркуль, микрометр, часовая индикатор, а из специальных – инструментальный микроскоп, проектор, координатно-измерительная машина (рис. 4).

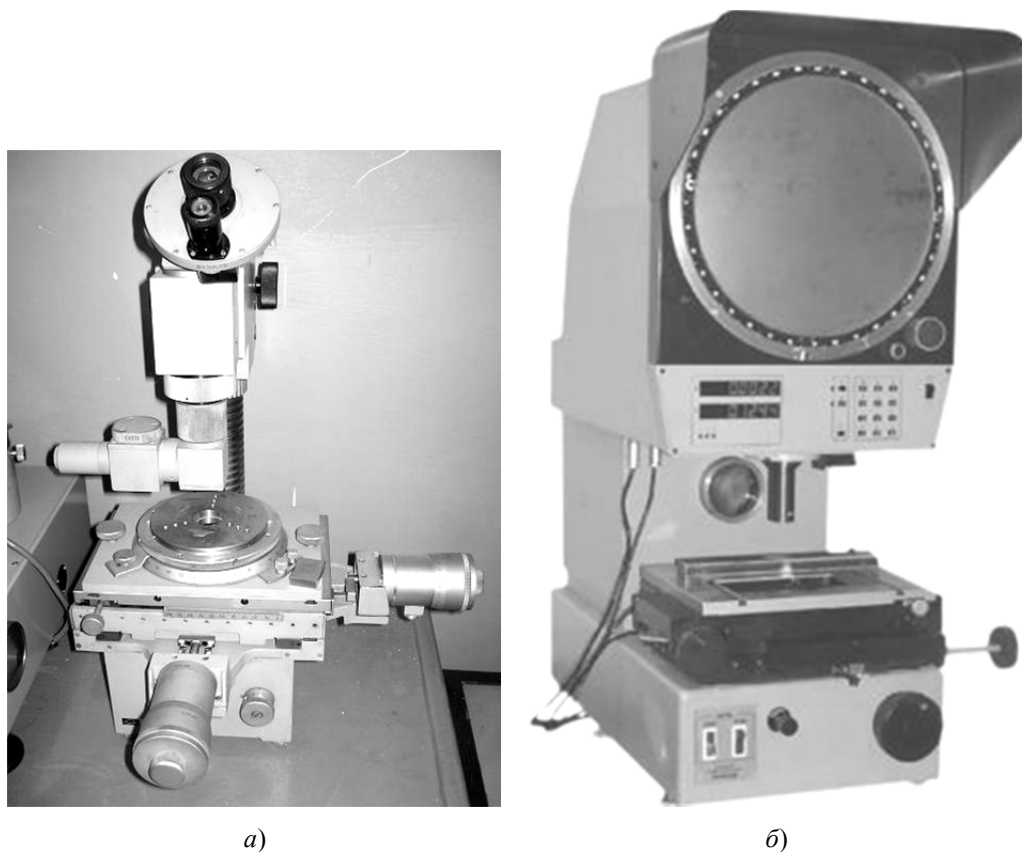


Рис. 4. Оптические измерительные приборы:
а – малый инструментальный микроскоп; б – автоматизированный измерительный проектор

К универсальным СИ измерения широкого спектра геометрических параметров относят координатно-измерительные машины, которые по сути являются измерительными роботами, осуществляющими по введенной заранее (или вводимой в процессе работы) программе контроль, измерение, расчет и выдачу информации в виде координатных размеров, допусков, отклонений и пр. Результаты измерений и расчетов заносятся в память и выводятся на табло, дисплей и передаются по стандартному интерфейсу в ПЭВМ.

Точность КИМ определяется погрешностью по координатам и составляет от ± 10 мкм на 1000 мм до ± 20 –100 мкм на 1000 мм перемещения. Диапазон измерения до 1000х1000 мм, дискретность отсчета до 0,5 мкм.

КИМ являются сложными, дорогостоящими СИ, поэтому их применение оправдано для измерения ответственных, сложных по форме деталей и узлов (атомная промышленность, авиационная и ракетно-космическая отрасли, оборудование для микроэлектроники и т.д.).

В технологиях изготовления микроэлектронных датчиков очень большое значение для качества и выхода годных имеет чистота обрабатываемых поверхностей деталей, изготовленных из нержавеющей сталей, кремния, стекла и керамики [2, 4]. Это связано с наличием дефектов, степени адгезии пленок к материалам, диффузионным процессам и пр. Поэтому на конечных стадиях изготовления ЧЭ и ВЭ металлопленочных датчиков, особенно после операций шлифовки и полировки инструментальными методами, измеряется шероховатость контролируемых поверхностей. Рассмотрим основные моменты контроля поверхностей, используя нормативные документы.

По ГОСТ определены шесть основных параметров шероховатости: R_a – среднеарифметическое отклонение профиля; R_z – высота неровностей профиля по десяти точкам; $R_{\max}$ – наибольшая высота неровностей профиля; S – средний шаг местных выступов; S_m – средний шаг неровностей профиля; t_p – относительная опорная длина профиля, где p – значение уровня сечения профиля.

Математически R_a , R_z , S_m , S и t_p можно выразить в виде рядов:

$$R_a = \frac{1}{l} \int_0^l |Y| dx, \quad (1)$$

или, приблизительно:

$$R_a \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |Y_i|, \quad (2)$$

где l – базовая длина; n – число выбранных точек на базовой длине; Y_i – отклонение профиля в i -й точке, т.е. расстояние между текущей точкой профиля и средней линией;

$$R_z = \frac{\sum_{i=1}^S |Y_{pi}| + \sum_{i=1}^S |Y_{vi}|}{5}, \quad (3)$$

где Y_{pi} – высота i наибольшего выступа профиля; Y_{vi} – глубина i наибольшей впадины;

$$\begin{aligned} S_m &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n S_{mi}; \\ S &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n S_i; \\ t_p &= \frac{1}{l} \sum_{i=1}^n b_i, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\sum b_i$ – сумма длин отрезков выступов профиля (в пределах базовой длины l), отсекаемых на заданном уровне в материале линией, параллельной средней линии.

Параметры S_m и S позволяют определить спектральные характеристики профиля (количество гармоник, их амплитуды и распределение), так как содержат информацию о частоте и фазе как основных гармоник (S_m -характеристика), так и обертоновых (S_i -характеристика).

Параметр t_p содержит наибольшую информацию о высотных свойствах профиля, так как он аналогичен функции распределения. В продольном направлении t_p характеризует фактическую площадь контакта при соприкосновении шероховатых поверхностей на заданном уровне сечения, т.е. служит характеристикой, от которой зависят эксплуатационные свойства поверхности (коэффициент трения-скольжения, коэффициент отражения, износ и т.д.).

Следует отметить, что на практике очень часто бывает трудно отделить погрешности формы, волнистость от шероховатости, так как реальный рельеф поверхности представлен наложением их всех, поэтому назначение норм на эти величины имеет в некоторой мере условный характер.

Более того, в отдельных случаях волнистость может быть больше погрешности формы, а шероховатость больше волнистости. Волнистость занимает промежуточное положение между шероховатостью и погрешностями формы поверхности. Критерием для их разграничения служит отношение шага S к высоте неровностей R . Шероховатость поверхности не включается в отклонение формы, хотя в обоснованных случаях допускается нормировать отклонение формы, включая шероховатость поверхности. Волнистость поверхности включается в отклонение формы. В обоснованных случаях допускается нормировать отдельно волнистость поверхности или отклонение формы без учета волнистости. Однако сложность решения задач, связанных с нормированием, технологическим обеспечением и контролем геометрических параметров реальных поверхностей, состоит в том, что их (отклонения формы, волнистость и шероховатость) весьма трудно отграничить одну задачу от другой в отдельности. В реальных поверхностях обычно встречаются комбинации всех типов отклонений.

Следует отметить огромную роль, которую играет качество поверхности в металлопленочных датчиках давления. Это связано в первую очередь с адгезией и сплошностью тонких диэлектрических и металлических пленок, формируемых на металлической поверхности упругих элементов датчиков. При высокой шероховатости поверхности адгезия пленки будет мала, а сплошность пленки будет нарушена. Поэтому стремятся добиться оптического качества поверхности, для чего в процессе полировки ее тщательно и многократно контролируют.

Изготовители изделий на основе тонких пленок интересуются главным образом микронными и субмикронными дефектами, поэтому в технологии производства металлопленочных датчиков для оценки дефектов поверхности подложки наибольшее распространение получил щуповой метод контроля профиля пленки.

Чувствительность этого метода позволяет обнаружить дефекты, которые наиболее часто встречаются при работе с тонкими пленками. Этот метод достаточно скоростной и прост в использовании. При этом оговариваются усилие поджатия щупа к исследуемой поверхности и его радиус, который обычно находится в пределах 0,5–1,5 мкм. Основным недостатком данного метода является то, что он относится к разрушающим методам контроля шероховатости поверхности, поэтому он, как правило, используется на образцах-свидетелях, а результаты контроля распространяются на всю партию УЭ, изготовленных в одной партии со свидетелями при групповых методах изготовления. При этом предполагают, что нерегулярности подложки состоят из трех компонентов с разными периодами и амплитудами: шероховатость, волнистость и плоскостность соответственно.

На практике щуповой метод контроля гладкости пленки и упругого элемента оценивается по отклонению профиля от мнимой средней линии поверхности. При этом экспресс-метод заключается в расчете геометрии профиля, по профилограмме участка профиля, полученного различными способами. Данный метод успешно может быть использован в учебных целях при расчете характеристик поверхностей различных приборов.

При разработке технологических процессов изготовления деталей датчиковой аппаратуры в технологической документации обязательно включаются карты измерений, где указываются используемый измерительный инструмент и методика измерения. При этом очень важным моментом для технолога является корректный выбор измерительного инструмента, исходя из квалитетов и допусков на конкретные детали (табл. 1, 2).

Таблица 1

Наивысшие по точности качества изделий, измеряемых приборами с учетом их погрешности

Измерительный прибор	Цена деления, мм	Диапазон размеров, мм							
		1-3	3-6	6-18	18-50	50-120	120-180	180-250	250-500
1.1. Измерение наружных линейных размеров									
Штангенциркуль	0,1 0,05	17 16	16 15	15 14	15 13	14 13	14 12	14 12	—
Микрометр: гладкий рычажной	0,01 0,002	9 9	9 8	8 7	8 7	9 8	9 8	9 9	—
Скоба: индикаторная рычажная	0,01 0,002	12 9	11 8	10 6	9 6	9 7	9 —	10 —	—
Инструментальный микроскоп	0,005	9	9	8	7	—	—	—	—
1.2. Измерение внутренних линейных размеров									
Штангенциркуль	0,1 0,05	17 17	17 16	16 16	15 14	15 14	15 14	15 14	15 14
Микрометрический нутромер	0,01	—	—	—	—	9	9	9	9
Индикаторный нутромер	0,01 0,002	12 9	11 8	11 7	11 7	10 7	9 7	9 7	9 7
То же, повышенной точности	0,001	8	7	7-6	6	6	6	6	—
Инструментальный микроскоп	0,005	10	10	9	9	8	7	7	—
Пневматический нутромер с пробкой	0,0005	—	—	8	7	6	—	—	—

Таблица 2

Характеристики штангенприборов

Тип	Пределы измерения, мм	Значение отсчета по номиналу, мм	Вылет губок, мм		Допускаемая погрешность, мм		
			L	L ₁	Для участка шкалы	При значении отсчета по нониусу	
						0,1	0,05
2.1. Штангенциркули							
ШЧ-I	0–125	0,1	35–40	16	0	±0,05	
ШЧ-II и ШЧ-III	0–160	0,1	45–50	6	0–100	±0,06	±0,05
	0–200	и	50–63	8	100–200	±0,07	
	0–250	0,05	60–80	10	200–250	±0,08	
ШЧ-III	0–315	0,1	63–100	10	250–300	±0,08	
	0–400		63–125	10	300–400	±0,04	
	0–500		80–160	15	400–1000	±0,1	
2.2. Штангенглубиномеры							
ШГ	0–160 0–200 0–250 0–315 0–400	0,05	120	–	0–400	–	±0,05

Список литературы

1. Михайлов, П. Г. Технологические процессы в приборостроении. Измерение и контроль геометрических параметров деталей и узлов измерительных приборов : учеб. пособие / П. Г. Михайлов, С. Ю. Байдаров, Е. А. Мокров. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – 112 с.

2. Михайлов, П. Г. Микромеханические устройства и приборы : учеб. пособие / П. Г. Михайлов. – Пенза : Информационно-издательский центр ПГУ, 2007. – 174 с.
3. Технические измерения в технологии и производстве радиоэлектронной аппаратуры и измерительных систем : учеб. пособие / П. Г. Михайлов, Н. К. Юрков, В. И. Лапшин, С. Ю. Байдаров. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 148 с.
4. Михайлов, П. Г. Изготовление неразъемных узлов микроэлектронных датчиков / П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров, С. Ю. Байдаров // Контроль. Диагностика. – 2011. – № 6. – С. 40–46.

Михайлов Петр Григорьевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра прикладной и бизнес информатики,
Пензенский институт технологий
и бизнеса (филиал)
Московского государственного
университета технологий и управления
им. К. Г. Разумовского
(Пензенский филиал)
E-mail: pit_mix@mail.ru

Mikhaylov Petr Grigor'evich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of applied and business of informatics,
Penza Institute of Technologies and Business (branch)
of Moscow State University of Technology
and Management named after K. G. Razumovskiy

Ожикенов Касымбек Адильбекович

кандидат технических наук, доцент,
заведующий кафедрой робототехники
и технических средств автоматизации,
Казахский национальный технический
университет им. К. И. Сатпаева
E-mail: kas_oziken@mail.ru

Ozhikenov Kasymbek Adil'bekovich

candidate of technical sciences, associate professor,
head of sub-department
of robotics and means of automation,
Kazakh National Technical University
named after K. I. Satpaev

УДК 531.717

Михайлов, П. Г.

Особенности измерения и контроля геометрических параметров элементов и узлов датчиков физических величин / П. Г. Михайлов, К. А. Ожикенов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 36–43.

УДК 531.714.2

*А. А. Трофимов***ВЗАИМОИНДУКТИВНЫЙ БЕСКОНТАКТНЫЙ ДАТЧИК
ПЕРЕМЕЩЕНИЙ НА ОСНОВЕ МЕТАЛЛОПЛЕНОЧНОГО
ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА***A. A. Trofimov***INTER-INDUCTIVE CONTACTLESS PICK-UP
OF MOVING ON BASIS OF METAL FILM SENSING ELEMENT**

А н н о т а ц и я. Рассмотрен вариант построения взаимоиנדуктивного бесконтактно-го датчика перемещений с использованием металлопленочного чувствительного элемента, представляющего собой многослойную катушку индуктивности. Принцип работы датчика основан на изменении взаимоиנדуктивной связи между возбуждающей и измерительной обмотками трансформатора с переменным воздушным зазором между датчиком и ферромагнитным якорем, связанным механически с объектом контроля. Разработанная блок-схема для бесконтактных амплитудно-фазовых датчиков позволяет на ранних стадиях проектирования датчиков перемещений существенно облегчить выбор конструкции в зависимости от требований по метрологическим, габаритно-массовым показателям и условиям эксплуатации. Полученные технические и эксплуатационные характеристики в сочетании с простотой и технологичностью конструкции позволяют применять разработанный датчик в измерительных и управляющих системах ракетно-космической и авиационной техники.

A b s t r a c t. A variant of the construction of Vzaimoinduktivnye noncontact displacement sensor using a metal-sensitive element, re-presenting a multilayer inductor. The principle of operation of the sensor is based on the change in the relationship between Vzaimoinduktivnye exciting and measuring windings of the transformer with variable air gap between the sensor and the ferromagnetic armature connected mechanically to the object of control. The block diagram for the amplitude and phase of contactless sensors allows the early stages of design pick-off greatly facilitate design choice depending on the metrological requirements, dimensions and weight parameters and operating conditions. The resulting technical and operational characteristics, combined with ease of manufacturability and design can be used to develop a sensor in measuring and control systems, rocket and space and aviation technology.

К л ю ч е в ы е с л о в а: чувствительный элемент, датчики перемещений, катушка индуктивности, измерительная обмотка.

K e y w o r d s: sensor element, gauges of movement, inductor, measuring coil.

Несмотря на высокий современный уровень развития науки и техники, проблемы физических измерений остаются актуальными из-за экстремальных условий эксплуатации первичных средств измерений (датчиков), какие имеют место в ракетно-космической технике, вооружении и военной технике. В том числе актуальны задачи измерения перемещений.

Надежным средством измерения перемещений в условиях воздействия жестких дестабилизирующих факторов (температура, удары, вибрация, влажность) являются взаимоиנדуктивные датчики, получившие широкое распространение в ракетно-космической и авиационной

технике [1, 2], что привело к появлению большого разнообразия первичных преобразователей, отличающихся не только конструктивным исполнением, но и характером выходного сигнала.

Одной из особенностей существующих конструкций взаимоиндуктивных датчиков перемещений является наличие в них катушек индуктивности, состоящих из цилиндрического каркаса с намотанными на него рабочими и компенсационными обмотками. Недостатками таких конструкций являются:

- низкая технологичность, так как операции намотки, пропитки и заливки катушек трудно автоматизировать;
- невысокая надежность ввиду возможности повреждения изоляции проводов и, как следствие, межвитковые замыкания;
- пробой на корпус или сердечник;
- низкая повторяемость качества из-за ошибок при счете количества витков.

Для тех случаев, когда датчик работает в диапазоне температур от минус 50 до 100–150 °С и к нему предъявляются требования по высокой технологичности и низкой стоимости, на основе блок-схемы [3, 4] (рис. 1) была разработана конструкция взаимоиндуктивного металлопленочного датчика перемещений [2].

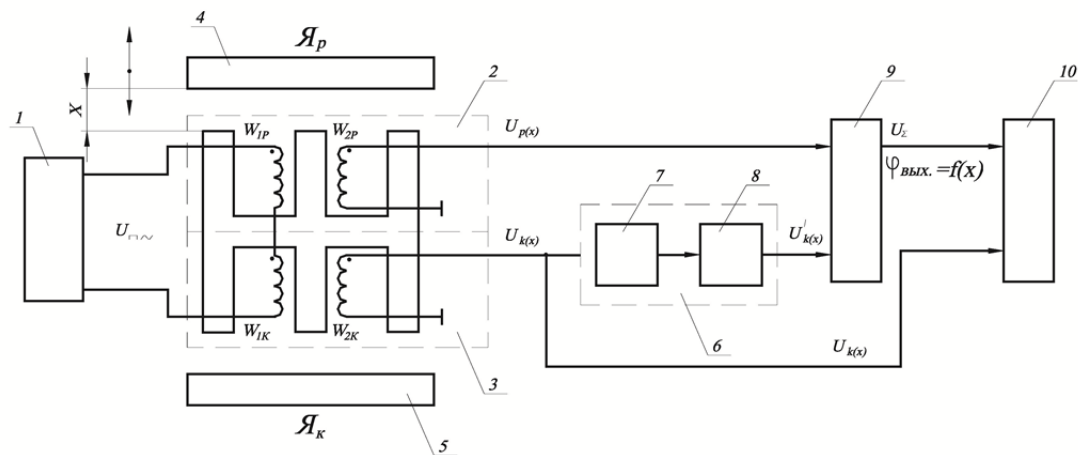


Рис. 1. Блок-схема бесконтактных амплитудно-фазовых датчиков перемещений

Блок-схема бесконтактного амплитудно-фазового датчика перемещений содержит источник переменного напряжения 1, рабочий 2 и компенсационный 3 трансформаторы с разомкнутыми магнитопроводами, рабочий якорь 4, закрепленный на объекте контроля, и компенсационный якорь 5, выполненные из диамагнитного токопроводящего, обладающего большой электропроводностью материала, масштабирующий контур 6, выполненный в виде последовательно включенных фазовращателя 7 и масштабирующего звена 8; сумматор 9, регистрирующий прибор 10.

Конструктивно первичная W_{1P} , W_{1K} и вторичная W_{2P} , W_{2K} обмотки рабочего и компенсационного трансформаторов 1 и 3 соответственно размещены на центральных стержнях Ж-образного сердечника, выполненного из ферромагнитного материала. Со стороны открытых торцов Ж-образного сердечника размещены компенсационный Y_K и рабочий Y_P якоря, выполненные в виде металлических пластин из диамагнитного электропроводящего материала (медь, латунь, алюминий и т.п.).

Конструкция датчика линейных перемещений с использованием металлопленочного чувствительного элемента представлена на рис. 2.

Датчик содержит ферромагнитный корпус 1, чувствительный элемент, состоящий из ферромагнитного сердечника 2 и компенсационного якоря 3, соединенных друг с другом с помощью диамагнитного винта 4. Между сердечником и компенсационным якорем установлена диамагнитная шайба 5, компенсирующая толщину доньшка корпуса 1.

На сердечнике 2 расположены обмотки возбуждения 6, соединенные между собой последовательно-согласно, измерительная обмотка 8 и компенсационная обмотка 7, соединенные между собой последовательно-встречно (см. рис. 1), составляющие чувствительный элемент датчика.

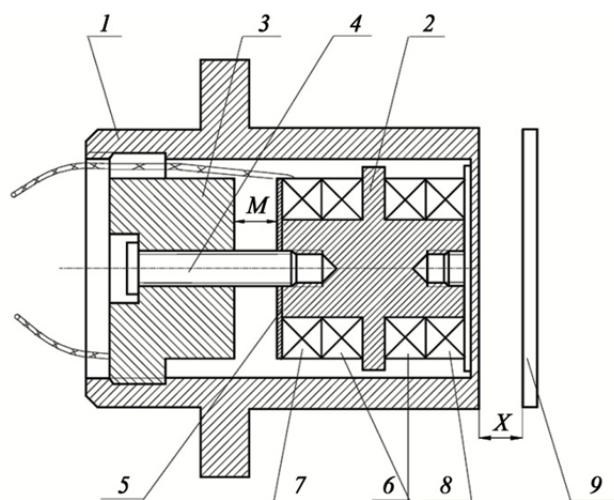


Рис. 2. Датчик с металлопленочными обмотками индуктивности

Металлопленочный чувствительный элемент представляет собой многослойную катушку индуктивности, сформированную следующим образом.

На заготовке из фольгированного полиимида марки ПФ2 формируются элементы обмотки индуктивности в виде спиралей. Внутренние концы спиралей соединяются между собой через сквозное металлизированное отверстие, а наружные концы соседних спиралей на одной и той же стороне заготовки соединены с помощью проводников (рис. 3). Соединение спиралей и их направление выполнены таким образом, чтобы было обеспечено их последовательное соединение при формировании обмотки ЧЭ. От первой и последней спиралей на периферии формируются контактные площадки.

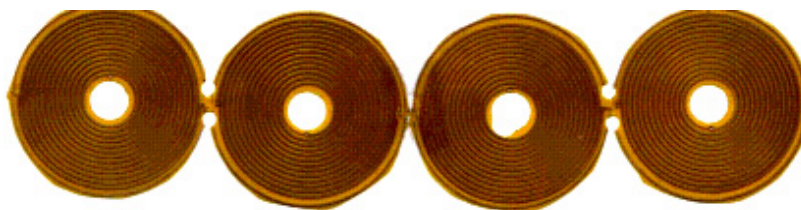


Рис. 3. Элементы металлопленочной катушки индуктивности

Заготовку печатной платы получают методом фотолитографии по техпроцессу изготовления печатных плат. Затем рисунки обмоток индуктивности покрывают изоляционным материалом и термообработывают. Далее из плоской заготовки, последовательно сгибая ее по границам между соседними обмотками индуктивности, сформированными на одной плоскости диэлектрической подложки (полиимида), накладывая эти рисунки друг на друга, получают многослойную конструкцию, после чего производят уплотнение полученной многослойной конструкции (прессование) и термообработку для придания монолитности. К контактным площадкам катушки припаиваются выводы.

Принцип работы датчика основан на изменении взаимоиндуктивной связи между возбуждающей и измерительной обмотками трансформатора с переменным воздушным зазором X между датчиком и ферромагнитным ярком 9, связанным механически с объектом контроля (см. рис. 2).

Значение индуктивности катушки равно сумме индуктивностей витков. Индуктивность витка прямоугольного сечения при низкой частоте определяется по формуле [5]

$$L_B = \frac{\mu_0}{2\pi} r F, \quad (1)$$

где r – радиус осевой линии провода прямоугольного сечения; F – коэффициент для квадратной плоской катушки.

Так как в нашем случае виток выполнен в виде спирали (рис. 4), значение радиуса определяется выражением

$$r = \frac{r_{\min} + r_{\max}}{2}, \quad (2)$$

где $r_{\min}$ и $r_{\max}$ – минимальное и максимальное значения радиуса осевой линии.

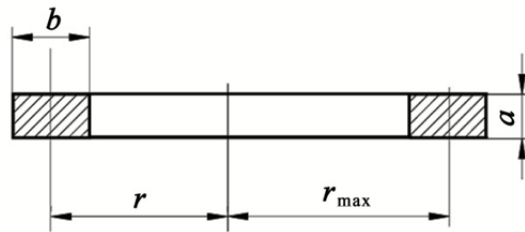


Рис. 4. Спиральное кольцо прямоугольного сечения

Тогда выражение (1) примет вид

$$L_B = \frac{\mu_0 (r_{\min} + r_{\max})}{4\pi} F. \quad (3)$$

В соответствии с [5] значение F может быть определено из экспериментальных кривых в зависимости от соотношения геометрических размеров витка a , b , $r_{\max}$, $r_{\min}$ по значениям γ и ρ , где $\gamma = \frac{a}{r_{\min} + r_{\max}}$, а $\rho = \frac{b}{r_{\min} + r_{\max}}$.

Здесь a и b – размеры поперечного сечения провода в осевом и радиальном направлениях.

Кроме того, значение индуктивности витка можно определить аналитическим путем из выражения

$$L_B = \mu_0 \frac{(r_{\min} + r_{\max})}{2} \left(\ln \frac{4(r_{\min} + r_{\max})}{a + b} - 0,5 \right). \quad (4)$$

Индуктивность всей катушки будет определяться выражением

$$L_k = L_B X_c n_b, \quad (5)$$

где X_c – число слоев катушки; n_b – число витков в слое.

Связь между индуктивностью и выходной ЭДС описывается выражением [6]

$$E = \frac{\omega^2 I L L_1}{R + j\omega L} \cdot (m^2 - n^2), \quad (6)$$

где $R + j\omega L$ – полное магнитное сопротивление магнитной цепи; I – синусоидальный переменный ток; L – индуктивность компенсационного и рабочего якорей; L_1 – индуктивность рабочей и компенсационной обмоток; m и n – коэффициенты связи, которые являются сложными функциями средних диаметров обмоток их длин, а также зазоров X и M (см. рис. 2).

Полученные технические и эксплуатационные характеристики в сочетании с простотой и технологичностью конструкции позволяют рекомендовать разработанный датчик для применения в измерительных и управляющих системах ракетно-космической и авиационной техники.

Список литературы

1. Трофимов, А. А. Методическая погрешность расчета магнитных потоков трансформаторных датчиков / А. А. Трофимов // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 9–15.
2. Трофимов, А. А. Взаимоиндуктивные датчики перемещений : моногр. / А. А. Трофимов, А. Н. Трофимов. – Пенза, 2009. – 174 с.
3. Трофимов, А. А. Трансформаторные датчики перемещений с расширенным диапазоном измерений / А. А. Трофимов, Н. Д. Конаков // Датчики и системы. – 2005. – № 9. – С. 8–10.
4. Гаврилов, В. А. Система измерения линейных перемещений С 085 / В. А. Гаврилов, А. А. Трофимов // Датчики и системы. – 2005. – № 9. – С. 44–46.

5. Калантаров, П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.
6. Середенин, В. М. Измерительные устройства с высокотемпературными трансформаторными датчиками перемещения / В. М. Середенин. – Л. : Энергия, 1968. – 82 с.

Трофимов Алексей Анатольевич

доктор технических наук, доцент,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: alex.t1978@mail.ru

Trofimov Aleksey Anatol'evich

doctor of technical sciences, associate professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

УДК 531.714.2

Трофимов, А. А.

Взаимоиндуктивный бесконтактный датчик перемещений на основе металлопленочного чувствительного элемента / А. А. Трофимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 44–48.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

В. В. Аксенов, Т. В. Аксенова

АДАПТАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ К ИЗМЕНЕНИЯМ УСЛОВИЙ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ¹

V. V. Aksenov, T. V. Aksenova

ADAPTATION OF THE MEASURING SYSTEMS TO CHANGING CONDITIONS OF FUNCTIONING

А н н о т а ц и я. Рассмотрена возможность адаптации измерительной системы к изменяющимся условиям путем управления потоком входной информации как для структуры, так и способа обработки информации. Представлены математическая модель функционирования измерительной системы со случайной структурой и выражения, описывающие процедуру управления процессом измерения в измерительной системе. Приведены задачи управления измерениями в зависимости от конкретного вида управления, а также цели управления, при которых обеспечиваются наилучшие условия измерения.

A b s t r a c t. The possibility to adapt the system to changing measuring conditions by controlling the flow of input information as to structure and method for processing information. A mathematical model of the measurement system with random structure and expression describing the measurement process control procedure in the measurement system. Given management tasks measurements depending on the type of control, as well as management objectives, which provide the best conditions for measurement.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерительная система, случайная скачкообразная структура, локация, навигация, связь.

К e y w o r d s: the measuring system, random hopping structure, location, navigation, communication.

Измерительная система (ИС) представляет собой совокупность функционально объединенных мер, измерительных приборов, измерительных преобразователей, вычислительной техники и других технических средств, размещенных в разных точках контролируемого пространства с целью измерений одной или нескольких физических величин, свойственных этому пространству. При организации функционирования ИС наиболее трудным является адаптация к изменениям как внешней сигнально-помеховой обстановки, так и собственного внутреннего состояния. Вне зависимости от принципа действия, а также от того, является ли ИС измерительно-информационной, измерительно-контролирующей или измерительно-управляющей, изменения сигнально-помеховой обстановки обусловлены объективными причинами: воздействием естественных помех; изменением во времени контролируемого пространства и измеряемых физических величин; взаимными помехами измерительных приборов. Изменчивость внутреннего состояния ИС связана, по крайней мере, с двумя обстоятельствами. Первое –

¹ Статья подготовлена при поддержке РФФИ, грант № 12-08-00352-а.

с необходимостью объединения в единую систему устройств, выполняющих одновременно или на неперекрывающихся временных интервалах различные функции. Например, в радиотехнических системах (локация, навигация, связь) ИС объединяет устройства, выполняющие поиск, обнаружение, анализ и сопровождение измеряемого сигнала, реализующие принципиально отличающиеся режимы функционирования. Второе – с различного рода нарушениями функционирования (отказы). Нарушения функционирования могут быть вызваны рядом причин: старением, износом, изменением температурного режима и др. Отказы, приводящие к скачкообразному изменению характеристик ИС, достаточно легко идентифицируются и могут быть учтены в процессе функционирования. Отказы, приводящие к постепенным изменениям, трудно идентифицируются и приводят к существенному искажению результатов измерений.

Наиболее полно учесть разнородные неблагоприятные факторы удастся при синтезе ИС в классе систем со случайной скачкообразной структурой (ССС). Под системами СССР понимаются наблюдаемые и управляемые в дискретные моменты времени стохастические динамические системы, структура которых имеет конечное число возможных состояний, сменяющих друг друга в случайные моменты времени [1]. Кроме того, скачки параметров в ИС можно также рассматривать как частный случай скачкообразного изменения структуры, когда связи между элементами системы не меняются, а каждому значению параметра соответствует свое состояние структуры.

ИС со случайной структурой удобно характеризовать номером структуры $s(k) = \overline{1, S}$ и вектором состояния X_k . Учитывая то, что алгоритмическое обеспечение ИС ориентировано на цифровую вычислительную технику вектор X_k может быть дискретной случайной непрерывнозначной последовательностью, дискретной цепью или дискретным процессом [2]; номер s_k – дискретной последовательностью – цепью, принимающей значения на конечном счетном множестве $\overline{1, S}$.

Структура ИС слеящего типа со случайными скачкообразными изменениями показана на рис. 1 в виде схемы подключения датчиков [1].

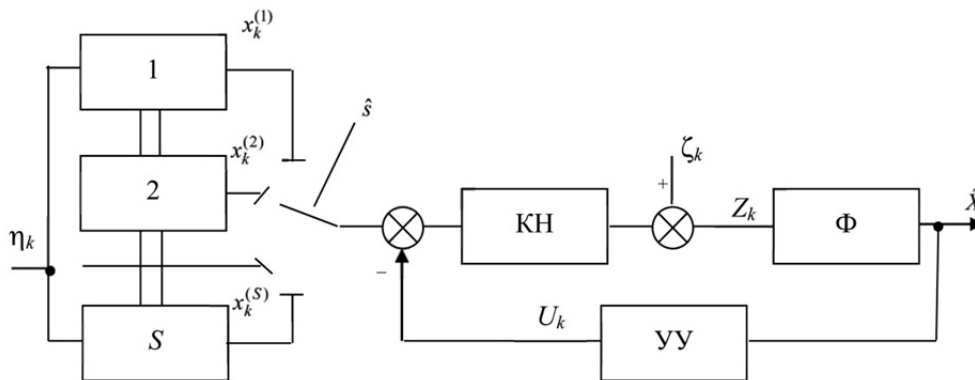


Рис. 1. Структура измерительной системы слеящего типа со случайными скачкообразными изменениями: η_k – входной сигнал ИС; 1, 2, ..., S – номера датчиков; $x_k^{(S)}$ – выходные сигналы

датчиков; $\hat{s}$ – оценка s_k ; Z_k , $\hat{X}$, U_k – выходные сигналы канала наблюдения (КН), фильтра (Ф) и устройства управления (УУ) соответственно; ζ_k – случайная помеха; $k = 1, 2, \dots, K$ – последовательность шагов счета

Математическая модель функционирования ИС как динамической дискретной нелинейной стохастической системы со случайной структурой может быть представлена в виде системы уравнений:

$$X_{k+1} = \Phi_{k,k+1}^{(s)} X_k + B_k^{(s)} U_k + F_k^{(s)} \xi_k; \quad (1)$$

$$Z_k = C_k^{(s)}(\mu_k, \gamma_k) X_k + N_k^{(s)} \zeta_k; \quad (2)$$

$$\mu_k = f_{k-1}^{(s)}(\mu_{k-1}, \gamma_k), \quad \mu_0 = \hat{\mu}_0, \quad k = \overline{1, K}, \quad (3)$$

где $\Phi_{k,k+1}^{(s)}$ – переходная матрица состояния; $B_k^{(s)}$, $F_k^{(s)}$ – заданные матрицы с компонентами – функциями измеряемого вектора X_k ; U_k – вектор управления положением ИС в контролируемом пространстве относительно исследуемого объекта; $C_k^{(s)}(\mu_k, \gamma_k)$ – детерминированная матрица, зависящая от параметров μ_k и γ_k , определяющих условия измерения в s -й структуре; s – индекс, соответствующий номеру структуры ИС; $N_k^{(s)}$ – заданная матрица; ξ_k , ζ_k – векторы независимых центрированных дискретных гауссовских белых шумов с матрицами корреляционных функций $K_\xi(k, h) = G_k \delta_{kh}$ и $K_\zeta(k, h) = Q_k \delta_{kh}$ соответственно; δ_{kh} – функция Кронекера. Уравнение (3) описывает условия измерения в s -й структуре: μ_k – состав измеряемых параметров; γ_k – управление процессом измерения при ограничениях

$$\gamma_k \in \Gamma_K, \quad g(\mu_k) \leq \bar{g}; \quad (4)$$

функции $f_{k-1}^{(s)}(*)$, $g(*)$, величина $\bar{g}$ и множество Γ_K являются заданными.

Модель (1)–(3) описывает процедуру управления процессом измерения в ИС. В зависимости от конкретного вида управления $\{\gamma_k\}$ рассматриваются следующие задачи управления измерениями [3].

1. Выбор программы (режима) измерения.

В этом случае параметры γ_k и μ_k являются скалярными. Множество Γ_K состоит из двух элементов: $\Gamma_K = \{0, 1\}$, при этом $\gamma_k = 1$, если в момент k измерение производится, $\gamma_k = 0$ – если не производится. Уравнение (3) для s -й структуры принимает вид $\mu_k = \mu_{k-1} + \gamma_k$, $\mu_0 = 0$ с учетом ограничений $\mu_K = \sum_{k=1}^K \gamma_k \leq K_\Sigma$, где K_Σ – заданное число измерений. В уравнении (2)

$C_k^{(s)}(\mu_k, \gamma_k) = \gamma_k C_k^{(s)}$, где $C_k^{(s)}$ – дискриминационная характеристика канала наблюдения в s -й структуре.

2. Выбор состава измеряемых параметров.

При выборе параметров для измерения уравнение (3) формально записывается как $\mu_k = \gamma_k$, а дискриминационная матрица в (2) – как $C_k^{(s)}(\mu_k, \gamma_k) = \mu_k$. Таким образом, матричное управление $\gamma_k \in D_K$ задает состав измеряемых параметров, а множество Γ_K – потенциально возможный их набор.

3. Выбор положения (траектории движения) ИС.

В некоторых случаях имеются дополнительные возможности для повышения эффективности измерительных средств за счет улучшения условий их эксплуатации. В этих случаях в (2) μ_k являются координатами X_k относительного положения ИС и исследуемого объекта, а γ_k – вектором управления U_k положением ИС. Множество Γ_K характеризует энергетические возможности ИС. Ограничение (4) отражает требование на положение ИС в терминальный момент.

При выборе траектории движения ИС модель (1)–(3) будет иметь вид

$$X_{k+1} = \Phi_{k,k+1}^{(s)} X_k + B_k^{(s)}(X_k) U_k + F_k^{(s)} \xi_k; \quad (5)$$

$$Z_k = C_k^{(s)}(X_k, U_k) X_k + N_k^{(s)} \zeta_k; \quad (6)$$

$$C_k^{(s)}(X_k, U_k) = C_{0k}^{(s)}(U_k) + \sum_{j=1}^n c_{jk}^{(s)}(U_k) X_k, \quad (7)$$

где $C_{0k}^{(s)}$ – статистическая характеристика нелинейной функции; $c_{jk}^{(s)}$ – коэффициенты статистической линеаризации по центрированным фазовым переменным; n – размерность вектора

состояния X_k . Коэффициенты $C_{0k}^{(s)}$ и $c_{jk}^{(s)}$ вычисляются по известным правилам с использованием гауссовой аппроксимации апостериорной плотности вероятности [4, 5]. В итоге эти коэффициенты зависят от управлений U_k , апостериорных математических ожиданий $\hat{X}_{jk}^{(s)}$ и корреляционных матриц G_k и Q_k .

В качестве дополнительной составляющей в модели (5)–(7) выступает процедура оптимизации управлений U_k в соответствии с предварительно обоснованным критерием. Так, например, если цель управления измерениями – только повышение качества фильтрации, то «информационным» критерием являются средние потери

$$I(\hat{X}_k) = M \left[\Psi(X_k, \hat{X}_k) \right] = \sum_{s=1}^S \int_{-\infty}^{\infty} \Psi(X_k, \hat{X}_k) \hat{p}_k^{(s)}(X) dX; \quad (8)$$

$$\Psi(X_k, \hat{X}_k) = \sum_{j=1}^n \left[X_{jk} - \hat{X}_{jk} \right]^2, \quad (9)$$

где $\Psi(X_k, \hat{X}_k)$ – квадратичная функция потерь; $\hat{p}_k(X)$ – апостериорная плотность вероятности вектора состояния X , а выходным сигналом устройства управления будет $U_k = \hat{X}_k$.

Если целью управления являются одновременное повышение качества фильтрации и улучшение характеристик измерения за счет изменения положения ИС, то возникает задача оптимизации движения ИС по обобщенному «информационно-механическому» критерию типа

$$J(\hat{X}_k) = \alpha I(\hat{X}_k) + \beta L(\hat{X}_k); \quad (10)$$

$$L(\hat{X}_k) = \left[\hat{X}_k - X_{\text{ОП}} \right]^2, \quad (11)$$

где α и β – весовые коэффициенты, отражающие требования по точности оценивания вектора X и наилучшему расположению ИС относительно исследуемого объекта; $X_{\text{ОП}}$ – вектор фазовых координат ИС относительно исследуемого объекта, при которых обеспечиваются наилучшие условия измерения. Решение данной задачи приводит к необходимости управления положением ИС по правилу

$$U_k = \begin{cases} U_{\text{max}}, & \text{при } U_k \geq U_{\text{max}}; \\ U_{\text{OC}}, & \text{при } U_k < |U_{\text{max}}|; \\ -U_{\text{max}}, & \text{при } U_k \leq -U_{\text{max}}, \end{cases} \quad (12)$$

где U_{OC} – особое управление, определяемое по методике согласно [6], физический смысл которого заключается в обеспечении положения ИС, компромиссного с точки зрения двух противоположных целей, отраженных в критерии (10).

Для одновременного обеспечения устойчивости ИС при действии взаимных помех от различных датчиков и требуемого качества фильтрации по «информационно-программному» критерию типа

$$F(\hat{X}_k) = I(\hat{X}_k) + M(\hat{X}_k, Z_k, U_k); \quad (13)$$

$$M(\hat{X}_k, Z_k, U_k) = \int_{-\infty}^{\infty} \Psi(X_k, \hat{X}_k) \hat{p}_k(X) dX \int_{-\infty}^{\infty} \phi_k^{(s)}(X, Z, U) \hat{p}_k^{(s)}(X) dX; \quad (14)$$

$$\phi_k^{(s)}(X, Z, U) = \sum_{l,q=1}^n \frac{\bar{Q}_{lq}^{(s)}}{|Q^{(s)}|} [Z_k - C_{lk}^{(s)}(\mu_k, \gamma_k)X_k] [Z_k - C_{qk}^{(s)}(\mu_k, \gamma_k)X_k], \quad (15)$$

где l, q – индексы соответствующих составляющих вектора состояния ИС; $\bar{Q}_{lq}$ – алгебраическое дополнение элемента Q_{lq} в определителе $|Q|$ матрицы шумов измерителя, в этом случае управление становится двухуровневым. Управление первого уровня определяется исходя из минимизации (14) для каждой s -й структуры, результатом чего является выбор целесообразного номера s , соответствующего сложившейся помеховой обстановке, и программы $f_{k+1}^{(s)}(\mu_k, \gamma_{k+1})$ для очередного шага [7]. На втором уровне решается задача повышения качества фильтрации в соответствии с критерием (9).

Оценка вектора состояния ИС может быть получена на основании апостериорной плотности вероятности. Апостериорная плотность вероятности $\hat{p}_k^{(s)}(X)$ вектора состояния ИС в s -й структуре определяется с помощью формулы Байеса на основании априорной плотности вероятности $p_k^{(s)}(X)$ и измерения Z_k

$$\hat{p}_k^{(s)}(X) = \frac{p^{(s)}(X) \exp[-0,5\Delta t \phi_k^{(s)}(X, Z, U)]}{\sum_{s=1}^S \int_{-\infty}^{\infty} p^{(s)}(X) \exp[-0,5\Delta t \phi_k^{(s)}(X, Z, U)] dX}, \quad (16)$$

где $\Delta t = t_k - t_{k-1}$, а $\phi_k^{(s)}(X, Z, U)$ вычисляется по формуле (15). Упрощенный пример построения рекуррентного алгоритма расчета апостериорной плотности вероятности $\hat{p}_k^{(s)}(X)$ на основании формулы (16) и определения $\hat{s}$, соответствующей сложившейся в текущий момент времени помеховой обстановке, приведен в [5, 8].

Таким образом, управление потоком входной информации ИС в соответствии с рисунком, обоснование и выбор критерия управления ИС (8)–(9), (10)–(11) или (13)–(14), а также возможность расчета апостериорных характеристик расширенного вектора состояния $\{X_k, s_k\}$ методами теории систем ССС позволяют адаптировать к изменяющимся условиям как структуру, так и способ обработки информации в ИС с единых позиций.

Список литературы

1. Казаков, И. Е. Оптимизация динамических систем случайной структуры / И. Е. Казаков, В. М. Артемьев. – М. : Наука, 1980. – 382 с.
2. Тихонов, В. И. Марковские процессы / В. И. Тихонов, М. А. Миронов. – М. : Сов. радио, 1977. – 578 с.
3. Малышев, В. В. Оптимизация наблюдения и управления летательных аппаратов / В. В. Малышев, М. Н. Красильщиков, В. И. Карлов. – М. : Машиностроение, 1989. – 240 с.
4. Казаков, И. Е. Методы исследования нелинейных автоматических систем, основанные на статистической линеаризации. Современные методы проектирования систем управления / И. Е. Казаков. – М. : Машиностроение, 1967. – 238 с.
5. Павлов, В. И. Оптимизация функционирования измерительных систем / В. И. Павлов, В. В. Аксенов, Т. В. Белова // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 317, № 4. – С. 104–106.
6. Казаков, И. Е. Статистические методы проектирования систем управления / И. Е. Казаков. – М. : Машиностроение, 1969. – 260 с.

7. Павлов, В. И. Разработка и обоснование модели помехоустойчивой информационной системы подвижного управляемого объекта : дис. ... д-ра техн. наук : 05.13.01, 05.13.18 / Павлов Владимир Иванович. – Воронеж, 1998. – 371 с.
8. Павлов, В. И. Оптимальное обнаружение изменения свойств случайных последовательностей по информации измерителя и индикатора / В. И. Павлов // Автоматики и телемеханика. – 1998. – № 1. – С. 54–59.

Аксенов Виктор Владимирович

старший преподаватель,
кафедра конструирования радиоэлектронных
и микропроцессорных систем,
Тамбовский государственный
технический университет
E-mail: avaks_68@bk.ru

Aksenov Viktor Vladimirovich

senior lecturer,
sub-department of designing of radio-electronic
and microprocessor systems,
Tambov State Technical University

Аксенова Татьяна Викторовна

соискатель,
кафедра конструирования радиоэлектронных
и микропроцессорных систем,
Тамбовский государственный
технический университет
E-mail: belova_tatyana@bk.ru

Aksenova Tatyana Viktorovna

applicant,
sub-department of designing of radio-electronic
and microprocessor systems,
Tambov State Technical University

УДК 621.396

Аксенов, В. В.

Адаптация измерительных систем к изменениям условий функционирования / В. В. Аксенов, Т. В. Аксенова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 49–54.

УДК 621.317.7

Д. А. Бобылев

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ RC-ДВУХПОЛЮСНИКОВ ДЛЯ МОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ

D. A. Bobylev

HIGH-SPEED AND NOISE-IMMUNITY CONVERTER OF MULTIELEMENT RC ONE-PORTS PARAMETERS FOR MONITORING AND CONTROL

А н н о т а ц и я. Рассмотрены возможности повышения быстродействия и помехозащищенности преобразователя параметров многоэлементных двухполюсников посредством модификации дискретного преобразования Фурье, обеспечивающей высокое подавление экспоненциальных помех. Приведен метод синтеза соответствующих весовых функций.

A b s t r a c t. The possibilities of improving of the converter performances by means of modification of the discrete Fourier transform are considered. The method for exponential disturbance suppression and the technique for synthesis of the corresponding weight functions are proposed.

К л ю ч е в ы е с л о в а: экспоненциальная помеха, линейные преобразования, импульсная характеристика, дискретное преобразование Фурье.

К e y w o r d s: exponential disturbance, linear transformations, impulse response, discrete Fourier transform.

Важнейшей характеристикой преобразователей параметров многоэлементных двухполюсников (ПМД) является быстродействие. Проблему повышения быстродействия преобразователей ПМД необходимо рассматривать с учетом их помехозащищенности. Это особенно актуально при создании измерительных средств для мониторинга параметров объектов исследования (ОИ) различной физической природы, а также контроля параметров элементов электро- и радиооборудования [1]. При циклическом режиме работы таких преобразователей быстродействие определяется периодом цикла преобразования.

Можно выделить две основные группы методов преобразований ПМД. К первой из них относятся методы, которые условно можно назвать импульсными. Они основаны на исследовании реакции ОИ на импульсное тестовое воздействие (ТВ) определенного вида. Как правило, исследуется переходный процесс (переходная характеристика) ОИ, т.е. опосредованно определяются параметры его импульсной характеристики (ИХ) [1–3]. Период цикла преобразования в этом случае определяется длительностью $T_{ИХ}$ импульсной характеристики ОИ и равен как минимум $2T_{ИХ}$, учитывая длительность реакции ОИ на ТВ и длительность восстановления ОИ до исходного состояния. Поскольку ИХ RC-двухполюсника содержит сумму экспонент с действительными показателями степени, период цикла преобразования ПМД будет зависеть в основном от значения постоянной времени τ_m самой длительной экспоненты и составит примерно $20\tau_m$.

Несмотря на то, что некоторые импульсные методы позволяют получить результат за время, меньшее длительности ИХ, их применение в данном случае нецелесообразно, поскольку уменьшение интервала наблюдения (интервала времени, необходимого для отбора информации) ведет к существенному снижению помехозащищенности и росту погрешности преобразования, а период цикла преобразования при этом не уменьшается [3]. Более того, повышение помехозащищенности требует максимального увеличения интервала наблюдения, в пределе, до периода цикла преобразования $2T_{ИХ}$. Последнее означает, что время, необходимое для восстановления ОИ до исходного состояния, также целесообразно использовать для отбора информации. Например, при анализе переходного процесса ОИ целесообразно исследовать отклик как на положительный, так и на отрицательный перепады импульсного ТВ. Это, в частности, позволяет повысить подавление низкочастотных помех, включая постоянное смещение электронных компонентов.

Следует отметить в целом низкую помехозащищенность импульсных методов. Это связано, прежде всего, с тем, что составляющие отклика ОИ на ТВ, несущие информацию о ПМД, имеют широкополосный характер и представляют собой элементы функционального векторного пространства в виде «пучка» векторов с довольно малыми углами между ними [3, 4]. Косвенным подтверждением этого является то, что при разработке указанных методов в качестве основных целей преследуются, как правило, принципиальная возможность инвариантного преобразования ПМД и простота реализации, а помехозащищенность чаще всего не рассматривается.

Вторая группа методов преобразования ПМД (условно называемых частотными) предполагает измерение иммитанса ОИ на нескольких частотах с последующим вычислением искомых параметров [2]. Здесь в основном используется узкополосное периодическое ТВ, представляющее собой сумму небольшого числа гармонических составляющих, а исследуемыми сигналами служат напряжение на ОИ и ток, протекающий через него [2, 5].

Значение иммитанса на частоте конкретной гармоники, например первой, определяется как отношение комплексного напряжения $\dot{U}_1$ к комплексному току $\dot{I}_1$:

$$X_1 = \left(\frac{\operatorname{Re} \dot{U}_1 + j \operatorname{Im} \dot{U}_1}{\operatorname{Re} \dot{I}_1 + j \operatorname{Im} \dot{I}_1} \right)^{\pm 1}.$$

Важно, что при этом не требуется никакой синхронизации начала преобразования и ТВ. Здесь целесообразно применять дискретизацию сигналов и их цифровую обработку. Один из вариантов реализации преобразователя представлен на рис. 1.

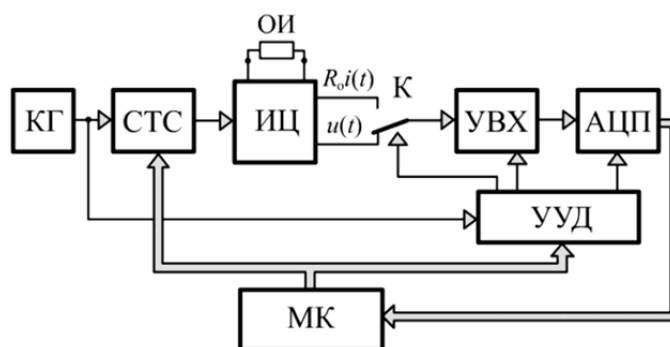


Рис. 1. Структурная схема преобразователя ПМД

Основные управляющие и вычислительные процедуры выполняет микроконтроллер МК, который обеспечивает функционирование синтезатора тестового сигнала СТС и устройства управления дискретизацией УУД, формирующего временные интервалы и импульсные последовательности, необходимые для работы устройства выборки хранения УВХ и аналого-цифрового преобразователя АЦП. Как ТВ, так и сигналы, управляющие процессом дискретизации, формируются из сигнала кварцевого генератора КГ, что обеспечивает их когерентность. Иммитанс ОИ посредством измерительной цепи ИЦ преобразуется в пару исследуемых сигналов – падение напряжения $u(t)$ на ОИ и падение напряжения на рабочем эталоне с импе-

дансом R_0 , пропорциональное протекающему через ОИ току $i(t)$. Через коммутатор К исследуемые сигналы попеременно поступают на вход УВХ, что позволяет реализовать их квазипараллельную дискретизацию.

Основой цифровой обработки исследуемого сигнала, например $u(t)$, является дискретное преобразование Фурье (ДПФ), т.е. определение действительной и мнимой составляющих каждой гармоники посредством взвешенного суммирования отсчетов сигнала $u(n)$ с весовыми функциями (ВФ) $g_{k_{\text{Re}}}(n)$ и $g_{k_{\text{Im}}}(n)$, соответствующими данной k -й гармонике:

$$\text{Re(Im)}\dot{U}_k = \sum_{n=0}^{N-1} u(n)g_{k_{\text{Re(Im)}}}(n). \quad (1)$$

Последнее обстоятельство и определяет высокую помехоустойчивость рассматриваемого метода измерения иммитанса и частотного метода преобразования ПМД в целом, который к тому же обладает и рядом других существенных преимуществ по сравнению с импульсными методами [2, 4, 5].

Длительность преобразования ПМД при параллельной во времени дискретизации обоих исследуемых сигналов определяется суммой длительности переходного процесса, т.е. длительности импульсной характеристики ОИ, и минимальной длительности ДПФ (длительности интервала наблюдения), составляющей один период ТВ. При этом оптимизация частот ТВ предполагает их соответствие полюсам иммитанса ОИ [6]. Поскольку последние определяются постоянными времени экспонент импульсной характеристики ОИ, период T_c ТВ зависит в основном от постоянной времени τ_m самой длительной экспоненты и должен быть равен примерно $2\pi\tau_m$. В этом случае общая длительность преобразования ПМД составит приблизительно $16\tau_m$, или $1,6T_{\text{ИХ}}$.

Быстродействие и помехозащищенность частотного метода можно существенно повысить, если модифицировать ДПФ (а именно его ВФ) таким образом, чтобы оно обеспечивало подавление экспоненциальных составляющих переходного процесса. Это позволило бы исключить «глухой» интервал, необходимый для затухания последнего.

Метод синтеза решетчатых ВФ, обеспечивающих высокое подавление экспоненциальных сигналов, был разработан и изложен в работе [7]. Он основан на использовании представления коэффициента влияния экспоненциального сигнала (КВЭС) на результат преобразования (1) в виде полинома.

В силу линейности преобразования (1) можно рассмотреть отдельно результат преобразования только одной экспоненты $\exp(-t/\tau)$. Он будет представлять собой полином аргумента $x = \exp(-\Delta t/\tau)$, где Δt – шаг дискретизации:

$$q(x) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n)\exp(-n\Delta t/\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n)x^n. \quad (2)$$

Полином вида (2) отображает зависимость результата линейного преобразования (1) от постоянной времени экспоненты τ через параметр $x = \exp(-\Delta t/\tau)$. Таким образом, КВЭС в виде полинома (2) позволяет оценить чувствительность линейного преобразования (1) с ВФ $g(n)$ к экспонентам с различными постоянными времени. Аналогично тригонометрический полином с коэффициентами $g(n)$, представляя собой частотную характеристику преобразования (1), позволяет оценить его чувствительность к различным спектральным составляющим сигнала. Отметим, что полином КВЭС свертки двух решетчатых ВФ равен произведению полиномов КВЭС операндов.

В качестве примера можно рассмотреть синтез ВФ для преобразования составляющих основной гармоники. Сначала необходимо синтезировать простую решетчатую ВФ с шагом $\Delta t = T_c/2$, обеспечивающую высокое подавление паразитных экспонент. Этот синтез сводится к синтезу полинома $q(x)$, наименее уклоняющегося от нуля на заданном интервале оси x , соответствующем интервалу возможных значений постоянных времени паразитных экспонент [7]. Полином КВЭС удобно представить в виде произведения, поскольку значения его нулей и их расположение наглядно характеризуют поведение полинома:

$$q(x) = \prod_{n=1}^N (x - x_n) = \sum_{n=0}^N g(n)x^n.$$

Предположим, что постоянные времени паразитных экспонент лежат в интервале $0,5T_c \leq \tau \leq \infty$ и, соответственно, $0,4 \leq x \leq 1$. Коэффициенты ВФ $g(n)$ определяются значениями нулей x_n полинома КВЭС (рис. 2,а), а сама ВФ представляет собой знакопеременную последовательность δ -функций с шагом $T_c/2$ и задает определенное направление в пространстве синусоидальных сигналов с периодом T_c (рис. 2,б). Вторую ось, ортогональную первой, можно получить, сдвинув ВФ на интервал $T_c/4$. Синтезированная простая решетчатая функция обеспечивает подавление лишь экспоненциальных помех и предназначена для дальнейшей модификации, посредством операции свертки с другими решетчатыми функциями [7], наделяющими преобразование (1) дополнительными избирательными свойствами, например, с дискретным полупериодом синусоиды (см. рис. 2,а), в результате чего получается аналог ДПФ для частоты $f_c = 1/T_c$ (см. рис. 2,б), обладающий в значительной степени свойством инвариантности по отношению к экспонентам, постоянные времени которых лежат в заданном диапазоне. В отличие от классических временных окон синтезированная ВФ является асимметричной, причем для каждой гармоники она будет своя, что не позволяет применить быстрый алгоритм ДПФ. Последнее обстоятельство не столь существенно, поскольку ТВ будет содержать в большинстве случаев всего лишь две-три гармоники, обеспечивая преобразование ПМД с тремя-шестью параметрами.

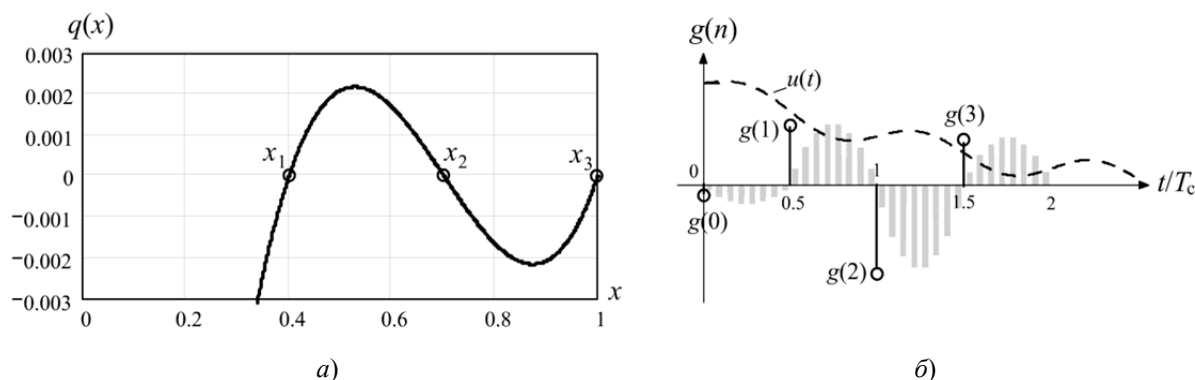


Рис. 2. Полином КВЭС третьего порядка, наименее уклоняющийся от нуля на интервале $0,4 \leq x \leq 1$ (а), и соответствующая ему решетчатая ВФ (б)

Число отсчетов простой решетчатой ВФ, равное числу полупериодов ТВ в интервале наблюдения, будет на единицу больше числа нулей полинома КВЭС. Общее число отсчетов результирующей ВФ будет равно $(N + 1)M$, где M – число отсчетов в дискретном полупериоде синусоиды [7]. Нормированный коэффициент влияния экспоненциального сигнала $K_{вз}$, представляющий собой отношение полинома КВЭС к значению модуля преобразования Фурье решетчатой ВФ на частоте f_c , зависит не только от числа нулей полинома, а следовательно, и длительности T_n ВФ, но и от ширины интервала возможных значений постоянных времени паразитных экспонент (рис. 3).

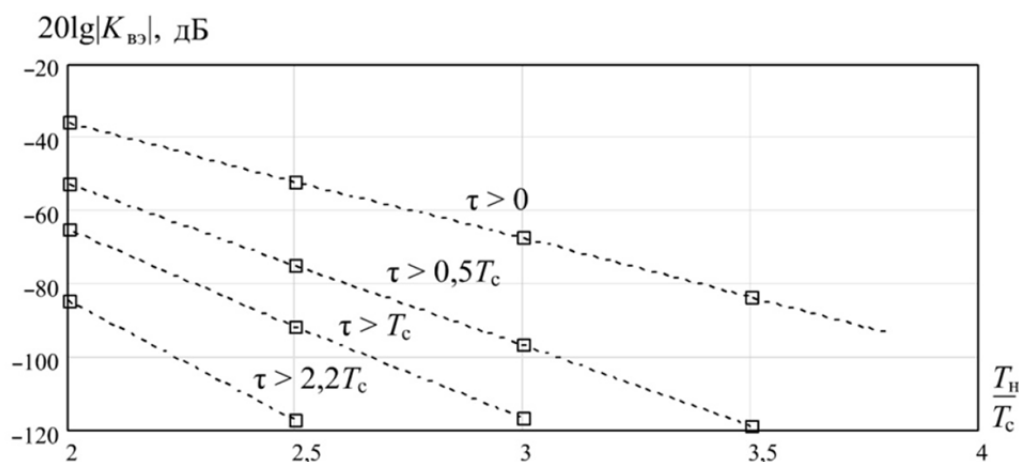


Рис. 3. Зависимость максимального значения коэффициента влияния экспоненциального сигнала от длительности ВФ и нижней границы интервала возможных значений постоянных времени экспонент

В общем случае, когда априорная информация о диапазоне возможных значений постоянных времени экспонент отсутствует ($0 \leq \tau \leq \infty$), для обеспечения $K_{вз} < 10^{-4}$ потребуется не менее трех с половиной периодов ТВ. Если же, например, известно, что $2,2T_c \leq \tau \leq \infty$ ($0,8 \leq x \leq 1$), то указанное значение $K_{вз}$ может быть получено за время, равное всего лишь двум периодам ТВ. Если синтезированная ВФ $g_{1_{re}}(n)$, рассматриваемая в качестве синфазной, имеет длительность T_n , то общая длительность преобразования составит величину $T_n + T_c/4$, так как вторая, квадратурная ВФ $g_{1_{im}}(n)$ образуется посредством сдвига синфазной ВФ на четверть периода ТВ. Таким образом, при оптимальном выборе частоты ТВ длительность преобразования составит немногим более $2T_{ИХ}$.

При этом важно отметить, что теперь длительность интервала наблюдения будет определяться периодом ТВ. Таким образом, если увеличивать частоту ТВ, пренебрегая в определенных пределах ее оптимальным значением, т.е. частично жертвуя точностью преобразования, можно существенно уменьшать время преобразования ПМД.

Применение таких ВФ наиболее целесообразно при частом подключении к входу преобразователя различных ОИ или при возможном скачкообразном изменении параметра, способном вызвать ощутимый переходный процесс. Если в процессе мониторинга в установившемся режиме параметры ОИ изменяются медленно, то целесообразно использовать обычное преобразование Фурье. При этом минимальная длительность интервала наблюдения составит один период ТВ, т.е. примерно $0,6T_{ИХ}$. Если для повышения избирательности применяются классические временные окна, например, Хемминга или Блэкмана, то длительность интервала наблюдения увеличится до $1,2T_{ИХ} - 1,8T_{ИХ}$.

Отметим и еще одно важное свойство частотного метода преобразования ПМД. Поскольку не требуется синхронизации начала преобразования и ТВ, период цикла преобразования здесь может быть существенно меньше интервала наблюдения. В предельном случае период цикла преобразования может быть равен шагу дискретизации сигналов. Конечно, при этом будет иметь место определенная корреляция между соседними значениями иммитанса, поскольку соответствующие им интервалы наблюдения будут частично накладываться друг на друга. Тем не менее принципиальная возможность преобразования ПМД с периодом цикла, существенно меньшим длительности ИХ, составляет важное преимущество частотного метода. При этом помехозащищенность преобразователя может оставаться весьма высокой, поскольку она будет определяться достаточно большой длительностью интервала наблюдения.

Список литературы

1. Кнеллер, В. Ю. Определение параметров многоэлементных двухполосников / В. Ю. Кнеллер, Л. П. Боровских. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
2. Бобылев, Д. А. Универсальный преобразователь параметров многоэлементных двухполосников / Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских // Датчики и системы. – 2013. – № 12. – С. 7–12.
3. Бобылев, Д. А. Определение параметров многоэлементных двухполосников по мгновенным значениям отклика на импульсное тестовое воздействие / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2014. – № 1. – С. 18–23.
4. Бобылев, Д. А. Оценка эффективности применения частотного метода и метода моментов импульсной характеристики для параметрической идентификации двухполосников / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2012. – № 7. – С. 29–33.
5. Виртуальный самоверяемый анализатор иммитанса с адаптивными функциональными возможностями / Ю. Р. Агамалов, Д. А. Бобылев, Л. П. Боровских, В. Ю. Кнеллер // Датчики и системы. – 2008. – № 7. – С. 21–27.
6. Боровских, Л. П. Об инвариантном измерении параметров трехэлементных двухполосников / Л. П. Боровских, Н. Г. Читашвили // Измерительная техника. – 1990. – № 1. – С. 42–44.
7. Бобылев, Д. А. Фазочувствительные преобразования сигналов, обеспечивающие высокое подавление экспоненциальных помех / Д. А. Бобылев // Датчики и системы. – 2011. – № 2. – С. 2–8.

Бобылев Дмитрий Алексеевич

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Институт проблем управления
им. В. А. Трапезникова РАН
E-mail: da-bobylev@mail.ru, dabobyl@ipu.ru

Bobylev Dmitriy Alekseevich

candidate of technical sciences,
senior scientific researcher,
Institute of Control Sciences of The RAS.

УДК 621.317.7

Бобылев, Д. А.

Быстродействующий помехозащищенный преобразователь параметров многоэлементных РС-двухполюсников для мониторинга и контроля / Д. А. Бобылев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 55–60.

УДК 623.4

И. М. Плаксин, А. В. Фомичев, Б. В. Чувькин

РАЗРАБОТКА ПЕРСПЕКТИВНОЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ ДУЛЬНОЗАРЯДНОГО МИНОМЕТА

I. M. Plaksin, A. V. Fomichev, B. V. Chuvykin

DEVELOPMENT OF PERSPECTIVE INTELLECTUAL SYSTEM OF THE SAFETY INCREASE OF THE MUZZLE-LOADING MORTAR

А н н о т а ц и я. Описана одна из основных проблем эксплуатации дульнозарядного миномета – «двойное заряжание». Предложено решение этой проблемы в виде разработки системы – электронного предохранителя, который контролирует множество состояний миномета на предмет заряжания и перегрева ствола. Приведено подробное описание разработанной интеллектуальной системы с анализом выбора современной компонентной базы.

A b s t r a c t. In paper one of the main problems of maintenance of a muzzle-loading mortar – «a double charging» is presented, and also solution of this problem in the form of system development – an electronic safeguard who inspects assemblage of states of a mortar about a charging and fulcrum excessive heating is offered. The detailed exposition of the developed intellectual system with analysis of sampling of an up-to-date component base is resulted.

К л ю ч е в ы е с л о в а: дульнозарядный миномет, двойное заряжание, предохранитель, интеллектуальная система, сигнализация, микроконтроллер, безопасность, эргономика.

К e y w o r d s: muzzle-loading mortar, double charging, safeguard, intellectual system, signaling, the microcontroller, safety, human engineering.

Одной из важнейших проблем эксплуатации дульнозарядных минометов (ДЗМ) является опасность преждевременного разрыва мин, который может привести к гибели людей и повреждению техники. Существует вероятность осечки мины, слабого накола капсюля первой мины, затяжного выстрела или недохода мины до бойка из-за загрязнения канала ствола, корпуса мины или попадания в канал ствола посторонних предметов, другими словами, мина не покидает ствола миномета. Единственным способом определить, произошел вылет мины или нет, до создания интеллектуальной системы повышения безопасности дульнозарядного миномета (ИСПБМ) была естественная звуковая сигнализация при вылете мины, но могут возникнуть ситуации, когда не представляется возможным определить с безопасного расстояния, произошел вылет мины или нет, например, при интенсивной стрельбе с нескольких близко-расположенных огневых позиций. Такая ситуация может привести к попытке повторного заряжания мины в ствол миномета, где уже имеется мина. Подобная попытка повлечет за собой повреждение детонатора мины, с которой произошла осечка, что в свою очередь может привести к детонации обоих снарядов. Помимо этого, наиболее распространенного, сценария, может возникнуть другой, где детонация мины происходит за счет перегрева ствола миномета (выше 200 °С) при интенсивной стрельбе.

Единственным существующим на текущий момент способом защиты от повторного заряжания является механический предохранитель, где лопатка, препятствующая повторному заряжанию, захлопывается при введении мины в ствол миномета или вручную. Послать в ствол вторую мину вслед за первой препятствует лопатка предохранителя, которая при выстреле утапливается обгоняющими мину пороховыми газами, истекающими через кольцевой

зазор между поверхностью канала ствола и центрующим утолщением мины. Механический предохранитель при эксплуатации подвергается постоянным механическим и температурным воздействиям. У него есть свои преимущества: невозможность физически произвести повторное зарядание до вылета первой мины и отсутствие элементов питания, требующих регулярной подзарядки. Недостатки данного предохранителя – большой вес, отсутствие сигнализации на безопасном расстоянии, отсутствие контроля перегрева ствола. Таким образом, разработка электронного предохранителя – актуальная задача, требующая применения современных решений и новейшей компонентной базы. В отличие от механического предохранителя электронный не будет подвергаться столь жестким условиям эксплуатации (не будет непосредственного механического воздействия, воздействия пороховых газов), а значит, ресурс работы электронного предохранителя будет выше.

Целью разработки интеллектуальной системы повышения безопасности дульнозарядного миномета является повышение безопасности эксплуатации дульнозарядных минометов за счет создания электронного интеллектуального предохранителя от двойного зарядания с возможностями бесконтактного контроля наличия мины в стволе и контроля температуры ствола. Предполагается, что ИСПБМ существенно повысит безопасность эксплуатации дульнозарядного миномета за счет интуитивно понятной дистанционной сигнализации.

Рассмотрим концепцию построения современной ИСПБМ для минометного расчета, реализованную в ОАО НИИФИ. Необходимо учесть, что важнейшими преимуществами миномета перед другими видами артиллерийского вооружения являются простота эксплуатации, дешевизна и мобильность. Для начала обозначим общие требования к системе:

- 1) наличие максимально возможной, но не избыточной сигнализации о наличии мины в стволе и о перегреве ствола;
- 2) возможность удаленного мониторинга состояния миномета;
- 3) невысокая стоимость для массового применения;
- 4) минимизация размеров и массы элементов для повышения мобильности;
- 5) длительная работа без подзарядки или смены элементов питания.

На основе анализа приведенных требований, рынка современных технологий, конструктивных и эргономических аспектов разрабатываемой системы была создана следующая концепция: ИСПБМ представляет собой интеллектуальную беспроводную автономную сеть, состоящую из блока управления (БУ) и удаленных индикаторов (УИ). БУ осуществляет контроль заряда/разряда миномета, контроль перегрева ствола, принимает решение о переходе системы в различные состояния и расположен непосредственно на миномете. Компактные УИ оповещают о текущем состоянии миномета и системы каждого члена минометного расчета индивидуально. Сигнализация о текущем состоянии осуществляется следующим образом: на БУ расположены световые индикаторы, и комбинации этих световых индикаторов отражают соответствующее состояние миномета и системы; на УИ имеются динамики, меняющие воспроизводимые звуковые сигналы в зависимости от состояния миномета и системы. Выбранные методы сигнализации являются эргономичными и конструктивно оптимальными, а введение дополнительных методов приведет к избыточности. Например, звуковая сигнализация на БУ является малоинформативной в боевых условиях (при высокой зашумленности) и ненадежной при применении в полевых условиях, так как защитить динамики при жестких условиях эксплуатации БУ было бы весьма накладно, а световая индикация на УИ неинформативна, так как УИ располагается на шлемовой гарнитуре члена минометного расчета и находится вне его поля зрения (рис. 1).

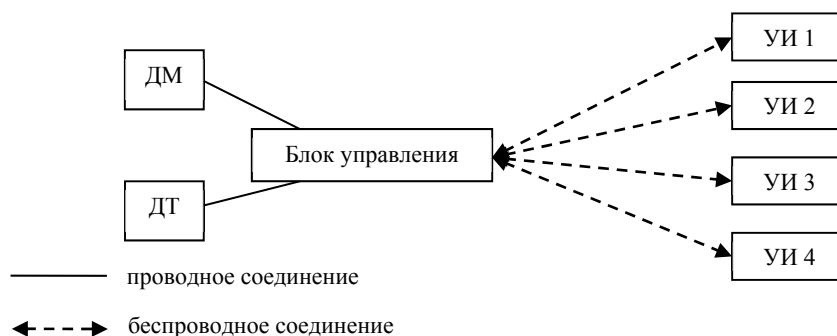


Рис. 1. Структура интеллектуальной системы повышения безопасности миномета

Для выполнения поставленной задачи необходимо применение как минимум двух датчиков: датчика заряда/вылета мины (ДМ) и датчика температуры (ДТ) ствола. В качестве температурного датчика наиболее оптимальным решением является применение терморезистора, защищенного от внешних воздействий прочным кожухом.

В качестве датчика зарядки/вылета мины можно использовать простой индуктивный датчик с многовитковой катушкой, так как мины обычно выполнены из ферромагнитных материалов.

Индуктивные датчики служат для бесконтактного получения информации о перемещениях рабочих органов машин, механизмов, роботов и т.п. и преобразования этой информации в электрический сигнал. Принцип действия индуктивного датчика основан на изменении индуктивности обмотки на магнитопроводе в зависимости от положения отдельных элементов магнитопровода (якоря, сердечника и др.). В таких датчиках линейное или угловое перемещение X (входная величина) преобразуется в изменение индуктивности (L) датчика. Индуктивный датчик не требует механического воздействия, работает бесконтактно за счет изменения электромагнитного поля. Таким образом, можно выделить следующие преимущества использования индуктивного датчика в качестве ДМ:

- нет механического износа, отсутствуют отказы, связанные с состоянием контактов;
- отсутствуютдребезг контактов и ложные срабатывания;
- высокая частота переключений до 3000 Hz;
- устойчив к механическим воздействиям.

В многовитковую катушку подается опорное напряжение с ЦАП с заданным значением (средний уровень), которое на другом конце катушки снимается АЦП.

Для усиления магнитного поля дополнительно используются сильные постоянные магниты, размещенные по окружности. Общая схема ДМ представлена на рис. 2. Использование такой простой конструкции объясняется тем, что нам нет необходимости в точном измерении параметров перемещения мины, а необходимо зафиксировать только сам факт ее прохождения через катушку (заряда/вылета). Это позволяет не обращать внимания на температурную нестабильность индуктивности, паразитную емкость катушки, активное сопротивление цепи и прочие характеристики.

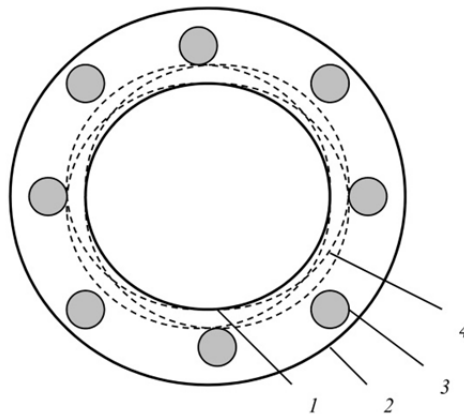


Рис. 2. Схема датчика мины:

1 – внутренняя стенка корпуса; 2 – внешняя стенка корпуса;
3 – постоянные магниты; 4 – намотка катушки

При прохождении мины в магнитном поле катушки и постоянных магнитов ее ферритовые части намагничиваются (как у любого магнита, у мины появляются два полюса). Вокруг самой мины образуется магнитное поле. При дальнейшем движении меняется как сама намагниченность мины, так и магнитный поток, проходящий через катушку. Вследствие этого по закону Лоренца при воздействии переменного магнитного поля в катушке возбуждается ЭДС. Направления ЭДС и напряжения в катушке при прохождении первого полюса (у мины со сплошным ферритовым корпусом) всегда совпадают (так как мина намагничивается в соответствии с направлением магнитного поля катушки) и ориентированы в противоположную сторону при прохождении второго полюса (рис. 3).

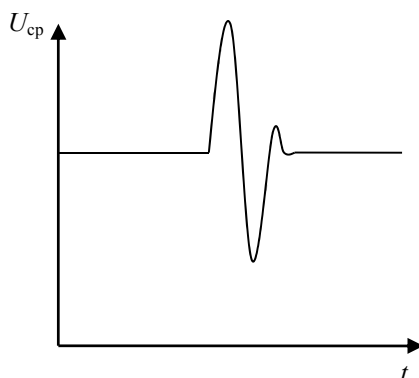


Рис. 3. Сигнал с датчика мины при прохождении мины

При движении феррита (мины) изменяются магнитное сопротивление потоку и распределение магнитных силовых линий поля катушки. Следовательно, каждому положению феррита соответствует вполне определенная картина поля, и провести расчет величины ЭДС, возникающей при движении мины, – достаточно тяжелая задача, в решении которой нет необходимости.

Таким образом, выходной сигнал с ДМ в момент заряда/разряда представляет собой суперпозицию опорного напряжения и ЭДС. Анализируя форму выходного сигнала с такого датчика, можно с высокой точностью определить, произошло зарядание или вылет мины. Пример работы ДМ приведен на рис. 4, здесь можно последовательно наблюдать зарядание и последующий вылет мины. Амплитуда сигнала прямо пропорциональна силе тока, протекающего через катушку, индуктивности катушки и скорости мины. Длительность сигнала при зарядании и вылете мины сильно различается, что обуславливается разностью скорости мины при зарядании и вылете.

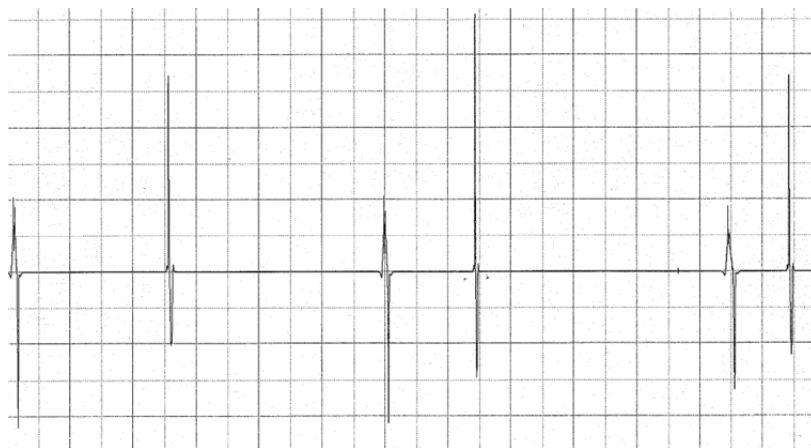


Рис. 4. Пример работы датчика мины при зарядке/вылете мины

Рассмотрим подробнее способы световой индикации на БУ. Для наших целей наиболее подходят сверхяркие разноцветные светодиоды, с которыми не возникнет проблем в том, чтобы различить на расстоянии пяти метров цвет горящего светодиода даже при ярком солнечном свете. Но стоит учесть, что энергопотребление не слишком дорогих ярких светодиодов достаточно велико (от 2 до 1000 мА/ч).

Так как световые индикаторы предназначены для визуализации текущего состояния миномета и системы, их количество напрямую зависит от количества возможных состояний миномета и системы, но при этом оно должно быть минимизировано алгоритмическим способом с учетом эргономических особенностей и обладать информативной полнотой для однозначного трактования. Перечислим основные состояния, которые необходимо воплотить в системе:

1) «Отключено» – вся электроника обесточена, отсутствуют звуковая и световая сигнализации, УИ и БУ не функционируют;

2) «Диагностика» – БУ проверяет на наличие неисправностей ДМ и ДТ, пытается установить связь с УИ, проверяет свой уровень заряда аккумулятора, после чего переходит в режим «Норма» или «Неисправность»;

3) «Норма» – основной режим, в котором непрерывно анализируются данные с АЦП о зарядании мины и данные о температуре ствола, при этом мины в стволе нет, температура не превышает допустимую, неисправностей не обнаружено и аккумуляторы БУ и УИ достаточно заряжены;

4) «Заряжено» – в этот режим аппаратура переходит при регистрации факта зарядания мины, в нем непрерывно анализируются данные с АЦП о вылете мины, помимо этого, БУ проверяет только на наличие неисправности АЦП;

5) «Осечка» – если после зарядания мина в течение Т1 минут не вылетела из ствола;

6) «Перегрев» – температура ствола превысила допустимую, проводится анализ температурных данных и наличия неисправностей;

7) «Неисправность» – обнаружена неисправность ДМ, и/или ДС, и/или БУ, аккумулятор БУ близок к полной разрядке;

8) «Энергосбережение» – по истечении Т2 минут без изменения режима система переходит в глубокое энергосбережение.

Следовательно, нам необходимо реализовать восемь комбинаций световой индикации. При количестве индикаторов, равном двум, мы получаем четыре комбинации, если брать в учет только два состояния: горит и не горит, и восемь комбинаций, если ввести состояние «мигание». Наиболее логичными цветами с точки зрения эргономики для двух световых индикаторов являются зеленый и красный. Зеленый цвет будет означать возможность на данный момент безопасной эксплуатации миномета, красный – состояние, при котором не допускается использование миномета (заряжено, осечка, перегрев, неисправность). Использование периодической световой индикации (мигание, различимое по частоте) для двух индикаторов может привести только к усложнению распознавания множества состояний. Использование трех индикаторов, где в дополнение к красному и зеленому индикаторам добавим синий для индикации вспомогательной информации, дает возможность путем комбинирования цветов более точно отразить в полном объеме все вышеперечисленные состояния миномета и интеллектуальной системы. Использование четырех световых индикаторов избыточно и приводит к повышенному энергопотреблению.

Что касается вариантов звуковой сигнализации, то звуки, применяемые в УИ для индикации состояний ИСПБМ, необходимо подобрать максимально интуитивно понятными. Так, например, в режиме «Норма» для индикации того, что система работает стабильно, можно использовать периодические, короткие, не слишком громкие щелчки, чтобы не отвлекать внимания членов минометного расчета. В наиболее опасных режимах «Заряжено», «Осечка», «Перегрев» сигналы должны быть громкими, частыми, тревожными, различимыми между собой, но при этом не слишком сильно влиять на концентрацию членов минометного расчета. Логично предположить, что в режиме «Энергосбережение» звуковая сигнализация должна отсутствовать.

Рассмотрим конструктивные особенности БУ и УИ.

Как было ранее обозначено, размеры и масса корпусов БУ и УИ должны быть минимальными. Определяющую роль при выборе размера корпуса играет размер аккумулятора. Выбор аккумулятора – это компромисс между параметрами «размер – емкость – цена». Оптимальными материалами для корпусов БУ и УИ являются сплавы титана, алюминия или прочные пластмассы, так как при высоких прочностных и надежностных характеристиках они обладают достаточно низкой плотностью. БУ в составе миномета должен обладать герметичным исполнением (защита от атмосферных осадков, пыли) и выдерживать механические удары многократного действия при выстреле с пиковым ударным ускорением свыше 1000 g. К УИ предъявляются менее жесткие требования, так как они располагаются на шлемовой гарнитуре членов минометного расчета и не подвержены механическому воздействию, а в случае выхода из строя должны быть легко заменены на исправные из комплекта ЗИП. Для выхода из режима «Энергосбережение» целесообразно ввести в конструкцию БУ и УИ кнопку сброса, при нажатии которой узлы переходили бы в рабочее состояние. Расположение индикаторов, кнопки сброса, разъема для подключения кабеля датчиков или кабеля наушников должно максимально отвечать требованиям эргономики.

Автономное питание узлов ИСПБМ и небольшие массогабаритные параметры питающего элемента сильно ограничивают энергопотребление системы. Обозначим требование в 72 ч непрерывной работы без подзарядки и перехода в режим «Энергосбережение». Оптимальным источником автономного питания в соотношении «емкость – цена» являются Li-ion аккумуляторы емкостью от 2500 до 3500 мА/ч. Таким образом, БУ или УИ должны иметь в рабочем режиме суммарное потребление до 34–48 мА/ч. Решить поставленную задачу можно использованием маломощной компонентной базы.

Для анализа данных, управления связью и самодиагностики необходимо применить микроконтроллер, так как на данный момент это – идеальное соотношение параметров «функциональность – цена – габариты».

Дальность связи между БУ и УИ можно ограничить 5–10 м. Это связано с пространственным размещением членов минометного расчета на небольшой площади, защитой от внешних помех и помех от соседнего расчета, а также с возможностью использования маломощных передатчиков и приемников в диапазоне 2,4 ГГц.

Наиболее интересным вариантом является применение системы на кристалле (SoC), в которой микроконтроллер и беспроводной интерфейс интегрированы в один модуль. Рассмотрим ИСПБМ с реализацией SoC в виде STM32W108 на базе 32-разрядного ядра ARM Cortex-M3. Компактный маломощный микроконтроллер содержит все необходимые интерфейсы для подключения внешней периферии. Например, через интерфейс SPI1 в БУ можно подключить ЦАП для создания опорного напряжения (среднего уровня) для канала АЦП, работающего с ДМ, в УИ ЦАП можно использовать для звуковой индикации, на I2C подключить мониторы аккумуляторов, через интерфейс SPI2 – микросхему расчета температуры. Встроенная радиочасть позволяет минимизировать количество внешних элементов, аппаратная реализация MAC-уровня дает значительный выигрыш в простоте работы со стеком протокола стандарта IEEE 802.15.4. Энергопотребление снижено до 27 мА/ч в режиме приема и 31 мА/ч в режиме передачи для применения в автономных беспроводных системах. Энергопотребление можно понизить еще сильнее за счет снижения частоты функционирования системы и снижения мощности сигнала. На рис. 5 приведена общая структура БУ на базе STM32W108. В качестве микросхемы расчета температуры выбран маломощный времяцифровой преобразователь (ВЦП) GP21.

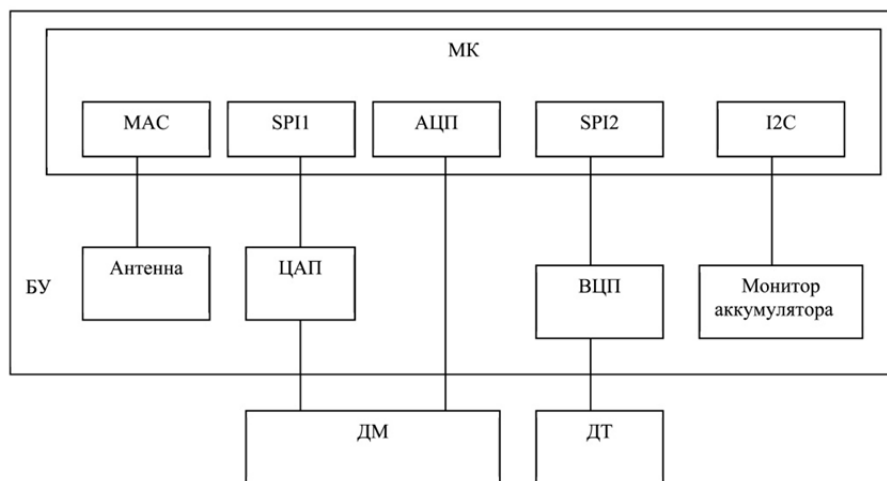


Рис. 5. Структура блока управления

Приведенный пример построения ИСПБМ, реализованного в ОАО НИИФИ, показал возможность создания недорогих интеллектуальных систем, повышающих качество и безопасность эксплуатации старых видов вооружения, таких как дульнозарядный миномет. На данный момент система проходит полигонные испытания в составе изделия. ИСПБМ отражает современные принципы дистанционного мониторинга состояния опасного объекта, разработанная сигнализация режимов миномета является информативной, однозначной и не избыточной. Дальнейшее развитие направления, например, применение автоматического наведения миномета, удаленного контроля состояния и здоровья солдат, приведет к полной

автоматизации управления минометным расчетом, что в свою очередь повысит безопасность, скорострельность, точность и надежность этого вида вооружения.

Список литературы

1. Федосеев, С. По крутым траекториям / С. Федосеев // Вокруг света. – 2009. – № 4 (2823). – Апрель.
2. Монетчиков, С. Арсенал: «Дворник» для чистки окопов» / С. Монетчиков. – URL: http://www.bratishka.ru/archiv/2007/10/2007_10_11.php
3. Описание изобретения к авторскому свидетельству. Приспособление для предотвращения двойного заряжания миномета / Афанасьев Н. М., заявка № 9116/334983 от 22 сентября 1944 г. в Народный Комиссариат обороны СССР
4. Электротехническая энциклопедия № 16. Датчики / Гомельский государственный политехнический колледж. – URL: http://www.electrolibrary.info/subscribe/sub_16_datchiki.htm
5. Расчет индуктивного датчика с разомкнутой магнитной цепью. – URL: <http://msd.com.ua/induktivno-chastotnye-preobrazovateli-neelektricheskix-velichin/raschet-induktivnogo-datchika-s-razomknutoj-magnitnoj-cepyu/>

Плаксин Игорь Михайлович

начальник лаборатории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: info@niifi.ru

Plaksin Igor' Mikhaylovich

head of a laboratory,
Scientific-research Institute
of physical measurement,
postgraduate student,
Penza State University

Фомичев Андрей Васильевич

начальник 8-го комплекса,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: info@niifi.ru

Fomichev Andrey Vasil'evich

head of the complex,
Scientific-research Institute
of physical measurement,
postgraduate student,
Penza State University

Чувькин Борис Викторович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
E-mail: chuvykin_bv@mail.ru

Chuvykin Boris Viktorovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information computer systems,
Penza State University

УДК 623.4

Плаксин, И. М.

Разработка перспективной интеллектуальной системы повышения безопасности дульно-зарядного миномета / И. М. Плаксин, А. В. Фомичев, Б. В. Чувькин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 61–67.

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 681.5

А. Ю. Тычков, П. П. Чураков

ПРИМЕНЕНИЕ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ОБРАБОТКИ ЭЭД

A. Y. Tychkov, P. P. Churakov

APPLICATION OF TIME-FREQUENCY ANALYSIS METHOD PROCESSING TASKS EED

А н н о т а ц и я. Показаны возможности применения спектрального и корреляционного методов анализа, вейвлет-преобразования в обработке энцефалографических данных как новых подходов в анализе информативных параметров психологических отклонений человека. Приведены результаты исследований и показана перспективность их использования для внедрения в современные энцефалографические системы.

A b s t r a c t. The paper shows the possibility of using the spectral analysis method in the treatment of encephalographic data as a new method for the analysis of informative parameters of human psychological abnormalities. The results of studies and shows promise for their use for the introduction of a modern encephalographic system.

К л ю ч е в ы е с л о в а: энцефалографические данные, спектральный метод анализа, частотные характеристики.

K e y w o r d s: encephalographic data, spectral analysis method, the frequency characteristics.

Запись и анализ электрической активности мозга являются одним из основных инструментов изучения нейробиологических основ нарушений психической деятельности при различных заболеваниях центральной нервной системы. Диагностика ряда неврологических заболеваний во многом зависит от данных нейрофизиологических методов исследования. Среди них важное место принадлежит способу изучения биоэлектрической активности головного мозга – электроэнцефалографии, результатом которой являются энцефалографические данные (ЭЭД) [1].

Анализ ЭЭД достаточно сложен и требует участия высококвалифицированных специалистов, обладающих практическим опытом регистрации и обработки сложноструктурированных данных.

Вместе с тем трактовка информативных параметров ЭЭД допускает возможность широкой интерпретации полученной информации, привносит определенный субъективный человеческий фактор, что в ряде случаев затрудняет установление правильного диагноза, сопоставление результатов повторных исследований и т.д.

Расширить возможности устройств регистрации и обработки ЭЭД, объективизировать результаты обследования, облегчить проведение количественного анализа информативных параметров во многом помогает их компьютерная обработка.

При регистрации ЭЭД используются энцефалографические системы, среди которых широкое распространение получил компьютерный электроэнцефалограф «Нейрон-Спектр», фирмы «Нейрософт» [2], используемый в лаборатории биомедицинских и когнитивных технологий Пензенского государственного университета при проведении практического эксперимента и исследований с реальными ЭЭД.

Программное обеспечение, используемое в компьютерном энцефалографе, позволяет проводить регистрацию, хранение и анализ ЭЭД.

Возможности программной среды современных энцефалографических систем достаточно широки. Используя современные методы анализа и обработки ЭЭД, специалист может проанализировать любой участок и информативный параметр сигнала или всю запись (с разбивкой на эпохи), построить карты практически любого параметра: амплитуду, мощность спектра во всем диапазоне частот, в определенных частотных диапазонах, индекс ритмов и т.д.

Основными методами обработки ЭЭД, используемыми в современных компьютерных энцефалографических системах, являются спектральный метод анализа, вейвлет-преобразование и метод картирования.

Для исследования существующих методов обработки ЭЭД в задачах идентификации информативных параметров зарегистрировано более 100 пациентов, среди которых были здоровые пациенты (68 %) и пациенты с патологическими отклонениями в работе головного мозга и центральной нервной системы (32 %).

Спектральным анализом ЭЭД называется математическое преобразование авто- и кросс-корреляционных функций частотных характеристик сигнала. Вычисление энергии спектральных характеристик ЭЭД позволит выделить с большой точностью частотные составляющие патологического всплеска ЭЭД и показать соотношение в нем разных частотных компонентов.

Спектральный анализ позволяет выявить различия электрической активности в зоне очага и прилежащих или симметричных областях коры головного мозга. При этом вычисление спектра мощности позволяет дать точную характеристику частотным составляющим ЭЭД [3].

На рис. 1 приведены спектральные характеристики ЭЭД здорового пациента и пациента с эпилептическими расстройствами. Диаграмма спектра за заданную эпоху представляет собой двухмерное изображение, на котором по оси абсцисс отложены частоты сигнала, а по оси ординат – мощность на соответствующих частотах. Представленные в виде следующих один за другим спектров данные спектральных характеристик ЭЭД дают псевдотрехмерный график, где направление по воображаемой оси в глубину изображения представляет временную динамику изменений в ЭЭД.

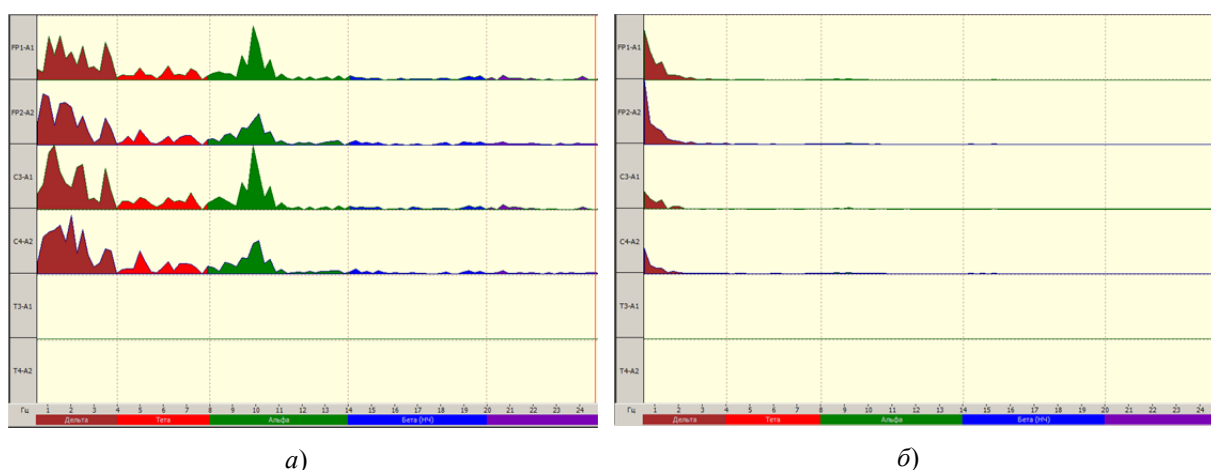


Рис. 1. Спектральные характеристики ЭЭД:

а – ЭЭД здорового пациента; *б* – ЭЭД пациента с эпилептическими расстройствами

Другим методом анализа является вейвлет-преобразование, широко применяющееся в задачах обработки ЭЭД. Математический аппарат непрерывного вейвлет-анализа хорошо приспособлен для исследования нестационарных сигналов, к каким и относятся ЭЭД, и позволяет [3]:

- выявлять частотно-временные структуры сигнала, локализовать особенности сигналов во временных и частотных областях;
- эффективно анализировать короткие временные ряды, содержащие небольшое число характерных периодов колебаний;
- эффективно анализировать зашумленные данные.

Все перечисленные выше особенности необходимо учитывать при изучении ЭЭД, так как они характеризуются следующими свойствами: нестационарностью; наличием осцилляторных паттернов с принципиально различными формами колебаний, что требует адаптивного подхода к изучению различных эффектов на ЭЭД, высоким уровнем шумов и т.д. При этом часто проводится анализ коротких временных данных, что обусловлено как особенностями регистрации данных, так и спецификой процессов работы головного мозга.

Аппарат вейвлет-анализа нашел успешное применение в исследованиях нормальных и патологических ЭЭД животных и человека. Основное внимание исследователей было направлено на анализ процессов формирования особых форм ритмической активности, характеризующих такие функциональные состояния, как эпизоды эпилептической активности, сон, бодрствование. Известно, что появление ритмических компонентов на ЭЭД является отражением синхронной работы огромного числа нервных клеток, объединенных в ансамбли.

На рис. 2 приведены энергетические характеристики ЭЭД здорового и пациента с эпилептическими расстройствами, полученные с помощью вейвлет-преобразования.

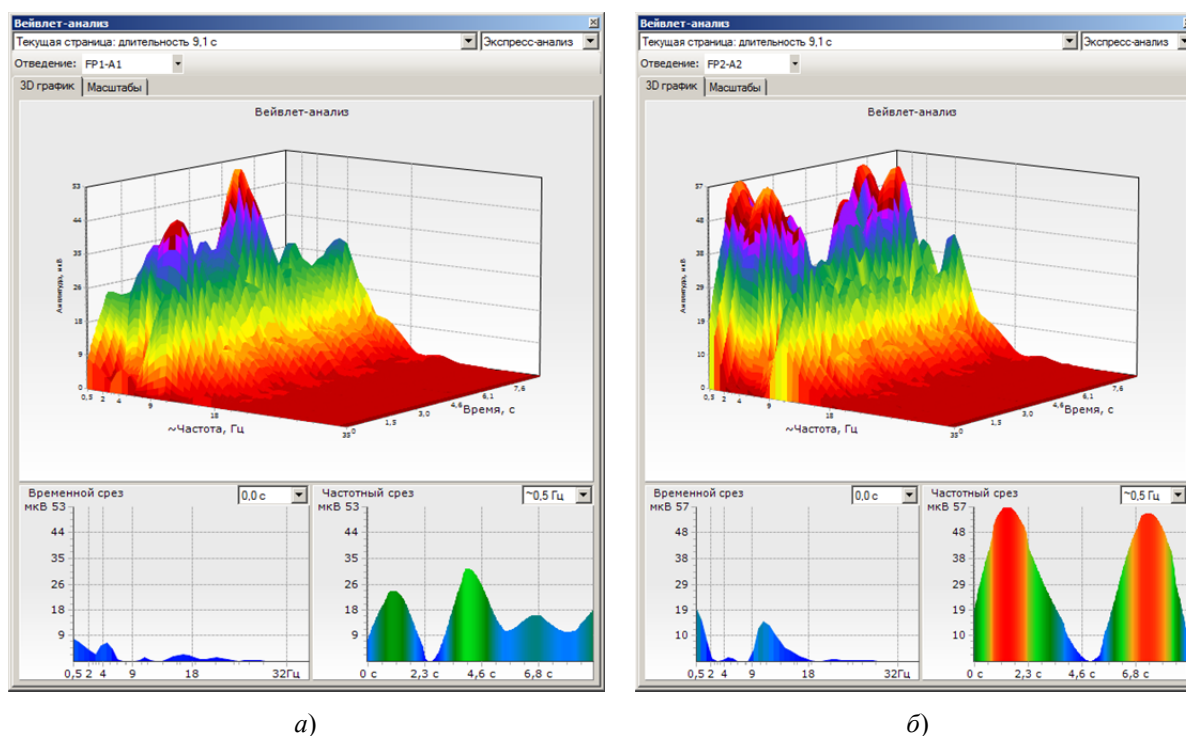


Рис. 2. Энергетические характеристики ЭЭД, полученные с помощью вейвлет-преобразования:
а – ЭЭД здорового пациента; б – ЭЭД пациента с эпилептическими расстройствами

Анализ рис. 2 показал, что с помощью вейвлет-преобразования можно определить ЭЭД здорового пациента, которые не проявляются резкими энергетическими всплесками на всем протяжении записи сигнала, и это отличает результаты ЭЭД пациентов с патологическими отклонениями: на частоте 5 Гц (тета-ритм проявляется во время неглубокого сна), на частоте 1 Гц (дельта-ритм проявляется во время бодрствования).

Применение другого метода анализа картирования для обработки ЭЭД является перспективным для проведения комплексного анализа ЭЭД [4, 5].

Амплитудное картирование ЭЭД представляет карту мгновенного распределения разностей потенциалов по поверхности головы (рис. 3). Амплитудное картирование является уникальным методом определения усредненных параметров, вызванных событиями потенциалов, который позволяет исследовать различные участки коры головного мозга. Учитывая в боль-

шинстве случаев стохастический характер ЭЭД, требующих соответственно целостного и статистического подходов к их анализу, топическое представление мгновенного распределения потенциала в общем случае представляется неэффективным. Единственным правильным его применением представляется использование для оценки динамики возникновения и распространения некоторых стереотипных переходных феноменов ЭЭД, прежде всего эпилептиформных паттернов «спайк», «спайк-волна», «острые волны». Анализ последовательных карт потенциала, отражающих его распределение через заданные короткие (обычно единицы миллисекунд) интервалы времени, позволяет получить наглядное представление о месте возникновения интересующей патологии, ее распространении по мозгу и изменениях его полярности. Следует отметить, что метод не дает новой информации, которую нельзя было бы извлечь из самой записи ЭЭД, а только представляет эту информацию в иной, более удобной и наглядной форме. Метод позволяет выявить фокальность начала некоторых эпилептических разрядов, которые на ЭЭД выглядят как билатерально-синхронные, поскольку глаз без прицельного вымеривания не улавливает небольшой разницы развития событий на разных каналах в случаях их сдвига на небольшое количество миллисекунд.

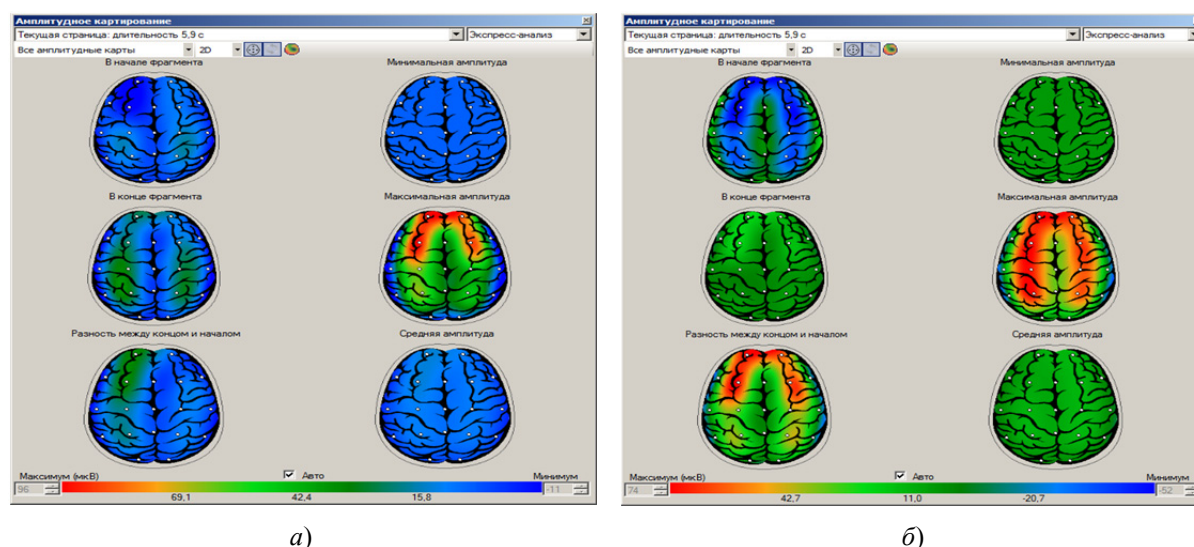


Рис. 3. Карта мгновенного распределения разностей потенциалов по поверхности головы, построенная по ЭЭД:

а – ЭЭД здорового пациента; *б* – ЭЭД пациента с эпилептическими расстройствами

Анализ рис. 3 показал, что амплитудное картирование ЭЭД представляет карту мгновенного распределения разностей потенциалов по поверхности головного мозга. У всех здоровых пациентов карта распределения приблизительно одинаковая, за исключением пациентов с патологиями. У второй группы наблюдается наибольшее распределение разностей потенциала по всей поверхности головы, что свидетельствует о серьезных патологических отклонениях в состоянии здоровья пациента.

Анализ рис. 1–3 показал, что с помощью предложенных методов анализа ЭЭД можно вычислить абсолютную мощность каждой частоты ЭЭД (табл. 1) и выявить на их основе уровень патологических отклонений в работе головного мозга. Выявлено, что у здоровых пациентов частотные колебания ЭЭД гораздо выше на дельта- и альфа-ритмах в отличие от ЭЭД с патологиями.

Таблица 1

Спектральные характеристики сигнала

Ритм (частота, Гц / амплитуда, мкВ)	Дельта	Тета	Альфа	Бета
Значение энергии мощности ЭЭД здорового пациента	0,5...3,3 / 18...35	5...7 / 18...35	8...11 / 32...89	14...27 / 2...16
Значение энергии мощности ЭЭД пациента с психическими расстройствами	0,5...1 / 20...30	0	0	0

Таким образом, в работе показано практическое применение методов цифровой обработки сигналов в задачах диагностики состояния здоровья человека, что позволяет с высокой долей вероятности утверждать о перспективности их внедрения в современные системы контроля и коррекции психоэмоциональных состояний человека.

Список литературы

1. Мельникова, Т. С. ЭЭГ в психиатрии / Т. С. Мельникова, И. А. Лапин, В. В. Саркисян // Социальная и клиническая психиатрия. – 2009. – № 1. – С. 90–94.
2. Сайт фирмы производителя. – URL: <http://www.neurosoft.ru/rus/product/>
3. Гриндель, О. М. Методы математического анализа ЭЭГ / О. М. Гриндель, Е. Л. Машеров, В. Г. Воронов // Нейрофизиологические исследования в клинике. – М. : Антидор, 2001. – С. 24–38.
4. Tychkov, A. Yu. The Development of the Arterial Pressure Registration Device with the Increased Efficiency of Work / A. Yu. Tychkov, A. N. Tychkova // International Journal of Applied Engineering Research. – 2014. – Vol. 9, № 23. – P. 19729–19740.
5. Application of methods of digital spectral estimation in the measurement of the parameters of a signal / B. V. Tsylin, M. G. Myasnikova, V. V. Kozlov, S. V. Ionov // Measurement Technique. – 2010. – Vol. 53, № 10. – P. 1118–1124.

Тычков Александр Юрьевич

кандидат технических наук,
директор студенческого научно-производственного
бизнес-инкубатора,
Пензенский государственный университет
E-mail: tychkov_a@pnzgu.ru

Tychkov Aleksander Yur'evich

candidate of technical sciences,
director of student research
and production business incubator,
Penza State University

Чураков Петр Павлович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: iit@pnzgu.ru

Churakov Petr Pavlovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

УДК 681.5

Тычков, А. Ю.

Применение частотно-временных методов анализа в задачах обработки ЭЭД / А. Ю. Тычков, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 68–72.

ОПТИКО-ФИЗИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 687.586.5

*В. И. Смыслов, А. Т. Клементьев, А. Н. Демин***МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ
ОДНОПРОХОДНОГО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО
ДАТЧИКА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА НА ОСНОВЕ
ОПТИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛОВ С КУБИЧЕСКОЙ
СИММЕТРИЕЙ $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ И $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$** *V. I. Smyslov, A. T. Klement'ev, A. N. Demin***METHODS OF REDUCING TEMPERATURE ERROR
SINGLE-PASS OPTICAL FIBER ELECTRIC CURRENT SENSOR
BASED ON OPTICAL CRYSTALS WITH CUBIC SYMMETRY
 $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ AND $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$**

А н н о т а ц и я. В настоящее время все более широкое применение находят волоконно-оптические датчики электрического тока на основе кристаллов типа $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ с чувствительным элементом однопроходного типа. Основным источником дополнительной погрешности для них является температурная погрешность. Проведены расчеты и конструктивная проработка, которые показали, что возможно уменьшение погрешности практически до нуля за счет подбора сочетания длины кристалла $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и угла между разрешенными направлениями поляризатора и анализатора чувствительного элемента датчика. Такое решение позволяет в максимальной степени удовлетворить требования по чувствительности и минимальной дополнительной температурной погрешности датчиков.

A b s t r a c t. Currently, more and more applications are fiber optic sensors of the electric current on the basis of the type crystals $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ and $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ with the sensing element is a single pass type. The main source of error is the temperature error. The calculations and structural study has shown that they may reduce this error to zero due to selection of the combination of the crystal length $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ and $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ and the angle between the allowed directions of the polarizer and analyzer detector element. This solution allows the maximum extent possible to meet the requirements for sensitivity and minimum additional temperature error of the sensors.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электрический ток, волоконно-оптический датчик тока, чувствительный элемент, дополнительная температурная погрешность.

K e y w o r d s: electric current, fiber optic current sensor, the sensor element temperature error.

Из существующих оптических схем волоконно-оптических датчиков электрического тока (ВОДТ) на активных кристаллах с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ с точки зрения минимизации габаритно-весовых характеристик предпочтительной является схема однопроводного типа, которая при относительной простоте реализации позволяет наиболее просто оптимизировать требования по минимально-весовым характеристикам в сочетании с достаточно высокими метрологическими характеристиками [1, 2].

В такой схеме поступающее по волокну на вход ЧЭ излучение коллимируется градиентной линзой (коллиматором), преобразуется в линейно поляризованное, с помощью входного поляризатора проходит через кристалл $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ и далее, проходя через выходной поляризатор, с помощью градиентной линзы (второго коллиматора) вводится в выходное оптическое волокно, подключенное к входу фотоприемного устройства (ФПУ). Вторым поляризатор, устанавливаемый после кристалла $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ на его выходе, выполняет роль анализатора, позволяющего преобразовать поворот плоскости поляризации света в изменение амплитуды (или интенсивности) света на выходе ЧЭ. Угол между осями входного и выходного поляризаторов выбирается таким образом, чтобы получить максимальный коэффициент преобразования поляризационной модуляции на входе ФПУ. В отсутствие магнитного поля свет проходит через ЧЭ, не изменяя направления вектора поляризации, интенсивность света на входе ФПУ является постоянной и определяется углом между осями поляризаторов (при определенных углах (скрещенные поляризаторы), она может быть равна 0. При наложении на кристалл магнитного поля $\vec{H}$ направление поляризации света изменяется, что приводит к изменению интенсивности света на выходе ЧЭ. Таким образом, с помощью магнитного поля осуществляется модуляция света, проходящего через ЧЭ [2].

Однако, как показала практика, однопроводные датчики без дополнительных усовершенствований обладают достаточно высокой дополнительной температурной погрешностью измерения, достигающей до 10–15 % в диапазоне температур 0–100 °C [3–5].

Эффективным путем уменьшения такой погрешности является усовершенствование его оптической схемы. Действительно, уменьшение погрешности возможно за счет использования зависимости температурных дрейфов коэффициентов преобразования чувствительного элемента с кристаллом $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ заданной длины от углов между разрешенными состояниями поляризатора и анализатора. При этом возможен подбор такого сочетания длины кристалла $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ и взаимной ориентации оптических осей поляризатора и анализатора чувствительного элемента, при котором происходит практически полная компенсация дополнительной температурной погрешности датчика ВОДТ [5–7].

Матрица однопроводного ВОДТ описывается следующим выражением [5, 8]:

$$\hat{M} = \hat{R}(\alpha)\hat{P}\hat{R}(-\alpha)\hat{M}_{BSO}\hat{P}, \quad (1)$$

где $\hat{P} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$ – матрица идеального линейного поляризатора; $\hat{M}_{BSO}$ – матрица кристалла;

$R(\alpha)$ – матрица поворота на угол α ; α – угол между разрешенными направлениями входного и выходного поляризаторов. Состояние поляризации света на выходе такой системы описывается вектором Максвелла $\vec{A}$, который имеет следующий вид:

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{Ex}{Ey} \end{bmatrix} = \hat{R}(\alpha)\hat{P}\hat{R}(-\alpha)\hat{M}_{BSO} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix};$$

$$\vec{A} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) \frac{m \cos(\alpha) \cos(mL_0 - C \sin(\alpha) \sin(mL) + i\beta \cos(\alpha) \sin(mL))}{m} \\ \sin(\alpha) \frac{m \cos(\alpha) \cos(mL_0 - C \sin(\alpha) \sin(mL) + i\beta \cos(\alpha) \sin(mL))}{m} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Интенсивность излучения на выходе датчика записывается следующим образом:

$$I = \vec{A}^* \vec{A} = I_0 \frac{1}{\sqrt{C^2 + \beta^2}} \left[\left(\sqrt{C^2 + \beta^2} \right) \cos(\alpha) \cos \left(\sqrt{C^2 + \beta^2} L \right) - \right.$$

$$-C \sin(\alpha) \sin \left(\sqrt{C^2 + \beta^2} L \right) + \beta^2 \cos^2(\alpha) \sin^2 \left(\sqrt{C^2 + \beta^2} L \right), \quad (3)$$

где $\vec{A}^*$ – эрмитово сопряжение; I_0 – интенсивность излучения на входе чувствительного элемента. Используя, что $\beta \ll C$, и при условии, что $\beta L \ll \pi/2$, получим

$$I = I_0 \left[\frac{1}{2} (1 + \cos(2\alpha + 2CL)) - \beta L \frac{\beta}{2C} \sin(2\alpha + 2CL) + \frac{\beta^2}{4C^2} [2\cos(2\alpha) - \cos(2\alpha + 2CL) + \sin(2\alpha)\sin(2CL)] \right]. \quad (4)$$

Для того чтобы глубина модуляции магнитным полем была максимальной, необходимо выбрать значения L и α так, чтобы величина $\Theta L + \alpha$ была близка к $\pi/4$. Откуда следует, что выражение (4) можно записать в виде

$$I \cong \frac{1}{2} I_0 \left[1 - 2FL \sin(2\alpha + 2\Theta L) + \cos(2\alpha + \Theta L) - \beta L \frac{\beta}{\Theta + F} \sin(2\alpha + 2CL) \right]. \quad (5)$$

При получении выражения (4) мы пренебрегли членом порядка $\frac{\beta^2}{C^2}$.

Проведем оценку влияния температурного дрейфа линейного двулучепреломления β на величину интенсивности излучения. Из выражения (4) можно записать

$$\Delta I_p = \left((\beta + \Delta\beta) L \frac{\beta + \Delta\beta}{\Theta + F} - \beta L \frac{\beta}{\Theta + F} \right) \sin(2\alpha + 2CL) \cong 2 \frac{\Delta\beta}{\beta} \beta L \frac{\beta}{\Theta} \sin(2\alpha + 2CL), \quad (6)$$

где $\Delta\beta = 10^{-3}$ рад/мм – величина дрейфа линейного двулучепреломления на 100°C , $\beta = 10^{-2}$ рад/мм. Здесь мы пренебрегли членами порядка $\Delta\beta^2$ и использовали то, что $F \ll \Theta$.

Из (6) следует, что $\Delta I_p \leq 2 \frac{\Delta\beta}{\beta} \beta L \frac{\beta}{\Theta}$, для длины кристалла $L \sim 10$ мм эта величина не превышает 0,01 % в интервале температур от 0 до 100°C , что мало по сравнению с отклонениями, вызванными температурной зависимостью константы Верде и величины собственной оптической активности.

Таким образом, наличие в кристалле $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ большой по сравнению с собственным линейным двулучепреломлением собственной оптической активности ослабляет влияние собственного линейного двулучепреломления пропорционально коэффициенту $\frac{\beta}{\Theta}$, что позволяет не учитывать линейное двулучепреломление в дальнейшем рассмотрении.

В случае переменного магнитного поля $H = H_0 \cos(\omega t)$ сигнал представляет собой сумму переменной составляющей с амплитудой, пропорциональной H_0 , и постоянной составляющей, медленно меняющейся от температуры. Используя полосовой фильтр, можно выделить переменную составляющую сигнала на частоте ω и не учитывать в дальнейшем рассмотрении постоянную составляющую сигнала $\cos(2\Theta L + 2\alpha)$. Таким образом, для переменного магнитного поля H интенсивность I будет иметь вид

$$I = \frac{1}{2} I_0 [1 - 2VHL \cdot \sin(2\Theta L + 2\alpha)]. \quad (7)$$

Изменение коэффициента преобразования датчика при изменении температуры окружающей среды определяется в основном двумя факторами: температурным дрейфом константы Верде V материала и изменением от температуры величины коэффициента собственной оптической активности Θ . В первом приближении зависимость коэффициента преобразования

от температуры можно записать в виде $S = \frac{1}{I_0} \left| \frac{dI}{dH} \right|_{H=0}$:

$$S(t) = \left(V_0 + \frac{\Delta V}{\Delta t} t \right) L \sin \left(2 \left(\Theta_0 + \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} t \right) L + 2\alpha \right), \quad (8)$$

где V_0 и Θ_0 – значения, взятые при $t_0 = 20^\circ \text{C}$.

Запишем величину относительного отклонения коэффициента преобразования S от температуры в виде

$$\Delta S(t) = \left| \frac{S(t) - S(t_0)}{S(t_0)} \right| = \left| \frac{\left(1 + \frac{1}{V_0} + \frac{\Delta V}{\Delta t} t \right) \sin \left(2 \left(\Theta L + \alpha + \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} L t \right) \right) - \sin(2(\Theta L + \alpha))}{\sin(2(\Theta L + \alpha))} \right|. \quad (9)$$

Рассмотрим температурные характеристики датчика, выходной поляризатор которого сориентирован относительно входного так, что глубина модуляции максимальна. Это означает, что $2(\Theta L + \alpha) = 90^\circ$ (α – угол между разрешенными направлениями входного и выходного поляризаторов, который мы можем выбирать по собственному усмотрению). Для такого датчика относительное отклонение коэффициента преобразования от температуры будет иметь вид

$$\Delta S(t) = \left| \left(1 + \frac{1}{V_0} + \frac{\Delta V}{\Delta t} t \right) \cos \left(2 \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} L t \right) - 1 \right|. \quad (10)$$

Разложим (10) в ряд по t : $\Delta S(t) \cong \frac{1}{V_0} \frac{\Delta V}{\Delta t} t + \Theta(t^2)$.

Откуда следует, что величина относительного отклонения коэффициента преобразования от температуры для датчика, настроенного на максимальную глубину модуляции, определяется только отклонением от температуры величины константы Верде материала. Для датчика на основе $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ эта величина составляет $\sim 15\%$ на 100°C . Такая величина температурного отклонения для некоторых применений является недостаточной.

Рассмотрим возможность улучшения температурных характеристик данного датчика. Для этого найдем такое соотношение между длиной кристалла чувствительного элемента L и углом между разрешенными направлениями поляризаторов α , при котором отклонение от температуры величины константы Верде V будет компенсироваться отклонением от температуры величины оптической активности кристалла Θ . Для этого разложим выражение (9) в ряд по t :

$$\begin{aligned} \Delta S(t) \cong & \left(\frac{1}{V_0} \frac{\Delta V}{\Delta t} + 2 \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} L \operatorname{ctg}(2(\Theta L + \alpha)) \right) t + \\ & + \left(2 \frac{1}{V_0} \frac{\Delta \Theta \Delta V}{\Delta t^2} L \operatorname{ctg}(2(\Theta L + \alpha)) - 2 \frac{\Delta \Theta^2}{\Delta t^2} L^2 \right) t^2 + \Theta(t^3). \end{aligned} \quad (11)$$

Найдем такие L и α , при которых выполняется условие

$$\frac{1}{V_0} \frac{\Delta V}{\Delta t} + 2 \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} L \operatorname{ctg}(2(\Theta L + 2\alpha)) = 0. \quad (12)$$

Решив (12) относительно α , получим

$$\alpha(L) = -\Theta L - \frac{1}{2} \alpha \tan \left(2V_0 L \frac{\Delta \Theta}{\Delta t} \left(\frac{\Delta V}{\Delta t} \right)^{-1} \right). \quad (13)$$

При выполнении условия (12) температурные характеристики датчика определяются вторым членом в выражении (11), при длине кристалла 5 мм величина температурного отклонения составляет $\sim 0,2\%$ на 100°C .

Таким образом, подобрав угол между разрешенными направлениями поляризаторов α для конкретной длины кристалла L , в соответствии с (13) можно существенно улучшить температурные характеристики датчика.

Очевидно, что при увеличении длины кристалла чувствительного элемента до некоторого значения, величина второго порядка в разложении (11) станет сравнимой с величиной первого порядка. Для определения этого значения проведем следующую оценку: возьмем случай, когда поляризаторы ориентированы так, что $2(\Theta L + \alpha) = \pi/2$ (максимальный коэффициент преобразования), тогда из (11) можно записать

$$\Delta S(t) \cong \frac{1}{V_0} \frac{\Delta V}{\Delta t} t - 2 \frac{\Delta \Theta^2}{\Delta t^2} L^2 t^2 + \Theta(t^3). \quad (14)$$

Зависимости первого и второго членов разложения (14) от L при изменении температуры t в диапазоне 0–100 °С представлены на рис. 1, величина первого порядка не зависит от длины кристалла и составляет 0,015, величина второго порядка достигает значения 0,015 при $L = 17$ мм. Из рис. 1 можно заключить, что проделанные выше расчеты имеют смысл только для длин кристаллов, не превышающих 10 мм. Расчеты по оптимизации датчика ВОДТ с чувствительными элементами большей длины приведены ниже.

Полученное в выражении (13) позволяет скомпенсировать влияние температурных дрейфов константы Верде и коэффициента оптической активности на коэффициент преобразования чувствительного элемента в первом порядке. Этого, однако, недостаточно когда длина кристалла превышает 5 мм.

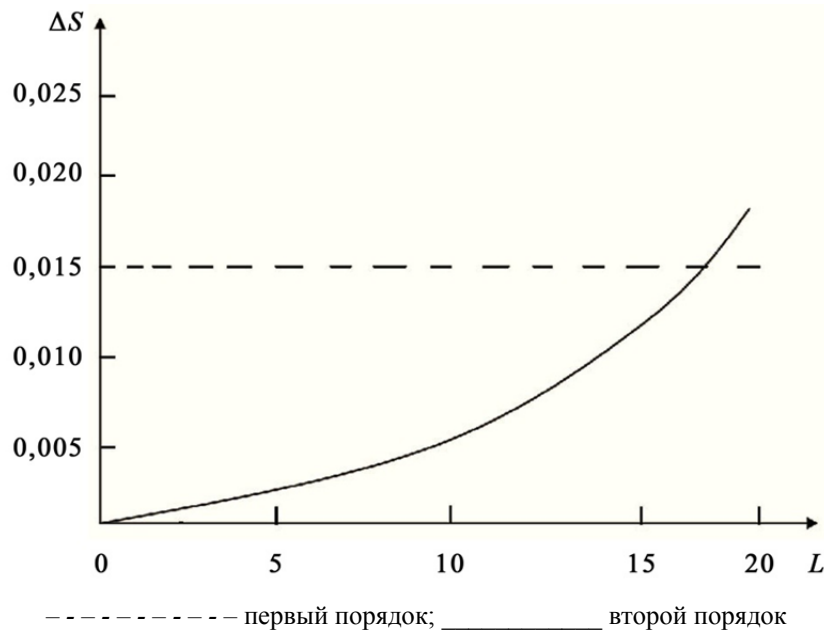


Рис. 1. Зависимость величины температурного дрейфа от длины кристалла

Для проверки и уточнения приближенных аналитических расчетов, приведенных выше, а также для исследования возможности термостабилизации чувствительных элементов с более длинными кристаллами было проведено численное моделирование температурных дрейфов коэффициента преобразования чувствительного элемента ВОДТ для различных длин кристалла. Для этого интенсивность излучения на выходе чувствительного элемента была записана следующим образом:

$$I(H, L, \alpha, \Delta t) = [\bar{A}(H, L, \alpha, \Delta t)]^+ \cdot \bar{A}(H, L, \alpha, \Delta t), \quad (15)$$

где H – проекция магнитного поля на направление распространения света; L – длина кристалла; α – угол между разрешенными направлениями поляризаторов; Δt – отклонение температуры от «комнатной»; $\bar{A}$ – вектор Максвелла:

$$\bar{A}(H, L, \alpha, \Delta t) = \hat{P}(\alpha) \hat{M}_{BSO}(H, L, \Delta t) \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

$\hat{P}(\alpha) = \hat{R}(-\alpha) \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \hat{R}(\alpha)$ – матрица Джонса идеального линейного поляризатора, разрешенное направление которого развернуто на угол α ; $\hat{R}(\alpha)$ – матрица поворота;

$$\hat{M}_{BSO}(H, L, \Delta t) = \begin{pmatrix} \cos(mL) + i \frac{\beta}{m} \sin(mL) & \frac{C}{m} \sin(mL) \\ -\frac{C}{m} \sin(mL) & \cos(mL) - i \frac{\beta}{m} \sin(mL) \end{pmatrix} - \quad (17)$$

матрица Джонса кристалла $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$, где $m(H, \Delta t) = \sqrt{(C(H, \Delta t))^2 + (\beta(\Delta t))^2}$, $C(H, \Delta t) = \Theta(\Delta t) + V(\Delta t)H$ – коэффициент суммарного кругового двулучепреломления; $\Theta(\Delta t) = \Theta_0 + \frac{\Delta\Theta}{\Delta t} \Delta t$ – коэффициент оптической активности кристалла; $V(\Delta t) = V_0 + \frac{\Delta V}{\Delta t} \Delta t$ – константа Верде; $\beta(\Delta t) = \beta_0 + \frac{\Delta\beta}{\Delta t} \Delta t$ – коэффициент собственного линейного двулучепреломления;

Θ_0 , V_0 , β_0 – значения, взятые при комнатной температуре; $\frac{\Delta\Theta}{\Delta t}$, $\frac{\Delta V}{\Delta t}$, $\frac{\Delta\beta}{\Delta t}$ – коэффициенты температурной зависимости констант Θ_0 , V_0 , β_0 (соответственно значения этих констант и их температурных коэффициентов были приведены ранее); H – проекция вектора магнитного поля на направление распространения света в кристалле; L – длина кристалла.

В соответствии с записанными выражениями была сформирована подпрограмма-функция I с аргументами H , L , α , Δt , затем в соответствии с выражением $S = \frac{1}{I_0} \left| \frac{dI}{dH} \right|_{H=0}$ вычислялось значение коэффициента преобразования S для конкретных значений L , α , Δ .

Численное дифференцирование функции I при $H = 0$ производилось с помощью подпрограммы из состава математической библиотеки MS Fortran PowerStation 4.0, заложенная в программу точность вычислений составляла 0,01 %. Для проверки правильности работы программы была построена зависимость $S/V_0 L$ от $\Theta L + \alpha$ для $L = 3$ мм (рис. 2). Как видно из рисунка, полученные данные подтверждаются проведенными ранее расчетами (7).

На рис. 3 представлена зависимость относительного дрейфа коэффициента преобразования $\Delta S = \frac{S_{\max} - S_{\min}}{S_{\max}} \cdot 100\%$ в диапазоне Δt 0–100 °C от угла $\Theta L + \alpha$, для чувствительного элемента с длиной кристалла 3 мм.

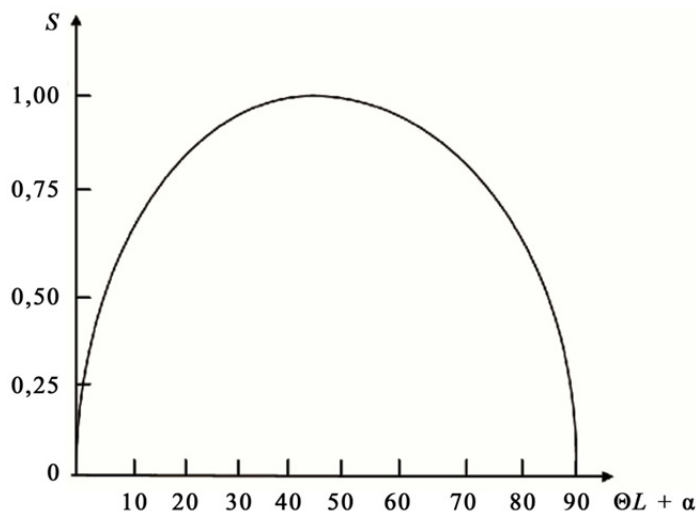


Рис. 2. Зависимость нормированного коэффициента преобразования от угла $\Theta L + \alpha$ для кристалла длиной 3 мм, построенная для проверки метода численного расчета

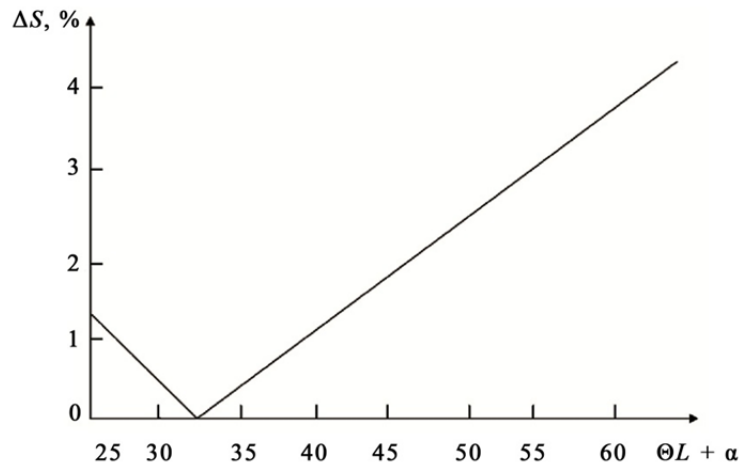


Рис. 3. Зависимость величины температурного дрейфа от угла $\Theta L + \alpha$ для кристалла длиной 3 мм

Из рисунков видно, что минимальные значения температурного дрейфа достигаются при отклонении угла от 45° до $12,5^\circ$ для 3 мм.

Таким образом, значения температурного дрейфа и угла между поляризаторами чувствительного элемента с кристаллом длиной 3 мм, полученные с помощью численной модели, практически совпадают с соответствующими значениями, полученными по формуле (13).

Дополнительными путями уменьшения температурной погрешности датчика ВОДТ также являются: уменьшение габаритов датчика [9], что приводит к уменьшению неравномерности распределения температуры по датчику ВОДТ, позволяет считать температуру датчика постоянной по всему объему его конструкции и ввести температурную поправку в результат измерения на основании контроля температуры чувствительного элемента; термостатирование чувствительного элемента датчика ВОДТ, что позволяет считать температуру датчика постоянной и полностью исключить температурную погрешность измерения.

Заключение

1. Из существующих оптических схем ВОДТ на активных кристаллах с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ (однопроходная схема, схема с отражением, многопроходная схема) с точки зрения минимизации габаритно-весовых характеристик предпочтительной является схема однопроходного типа, которая при относительной простоте реализации имеет высокие метрологические характеристики.

2. Применение обычной однопроходной оптической схемы для ряда применений с точки зрения метрологии ограничено повышенной дополнительной температурной погрешностью измерения, достигающей 10–15 % в диапазоне рабочих температур 0–100 °С.

3. Эффективным путем уменьшения дополнительной температурной погрешности является усовершенствование оптической схемы ВОДТ. Уменьшение погрешности возможно за счет использования зависимости температурных дрейфов коэффициентов преобразования чувствительного элемента с кристаллом $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ заданной длины от углов между разрешенными состояниями поляризатора и анализатора чувствительного элемента датчика. Теоретически возможно полное исключение дополнительной температурной погрешности. Практически достижимой без использования особо сложных технических решений является погрешность 0,3–0,8 % в диапазоне рабочих температур 0–100 °С.

4. Дополнительной мерой по снижению температурной погрешности является термостатирование чувствительного элемента ВОДТ в сочетании с уменьшением габаритно-весовых характеристик.

Список литературы

1. Бурков, В. Д. Научные основы создания устройств и систем волоконно-оптической техники : моногр. / В. Д. Бурков, Г. А. Иванов. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2008. – 232 с.

2. Бурков, В. Д. Экоинформатика: Алгоритмы, методы и технологии : моногр. / В. Д. Бурков, В. Ф. Крапивин. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2009. – 428 с.
3. Потапов, Т. В. Теоретический анализ термостабильности коэффициента преобразования чувствительных элементов ВОД магнитного поля и электрического тока на основе $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ / Т. В. Потапов // Радиотехника и электроника. – 1998. – Т. 43, № 7. – С. 992–996.
4. Потапов, Т. В. Термостабильные чувствительные элементы для ВОД магнитного поля на основе $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ / Т. В. Потапов // Письма ЖТФ. – 1998. – № 11. – С. 26–31.
5. Лабораторный комплекс «Моделирование технологического процесса измерения параметров волоконно-оптических световодов и волоконно-оптических кабелей» : свидетельство ОФАП об отраслевой регистрации разработки МГУЛ № 2562 от 17.06.2003 / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов, С. И. Чумаченко, М. Е. Удалов, Ю. А. Микитан, Ю. Н. Мельников.
6. Лабораторный комплекс «Математическое моделирование чувствительного элемента волоконно-оптического датчика магнитного поля и электрического тока» : свидетельство ОФАП об отраслевой регистрации разработки МГУЛ № 2561 от 17.06.2003 / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов, С. И. Чумаченко, М. Е. Удалов, Ю. А. Микитан, Ю. Н. Мельников.
7. Бурков, В. Д. Лабораторный практикум по волоконно-оптической технике / В. Д. Бурков, В. Т. Потапов, Ю. К. Чаморовский. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2013. – 30 с.
8. Отработка технологических параметров и режимов изготовления волоконно-оптических световодов методом регрессионного анализа : учеб.-метод. пособие / В. Д. Бурков, В. А. Беляков, Д. А. Голодушкин, А. И. Кофанов, Д. Г. Сырейщиков. – М. : Изд-во ГОУ ВПО МГУЛ, 2013. – 28 с.
9. Пат. 2213356. Российская Федерация. Волоконно-оптический датчик магнитного поля и электрического тока / В. Д. Бурков, А. Ю. Болдырева, В. Н. Исаков, В. И. Кузнецова, А. В. Кухта, Я. В. Малков, В. Т. Потапов, В. Т. Потапов, М. Е. Удалов. – Заявл. МГУЛ 28.06.2000, опубл. 27.09.2003.

Смыслов Владимир Иванович

кандидат технических наук,
начальник отделения,
Научно-производственное объединение
измерительной техники
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Smyslov Vladimir Ivanovich

candidate of technical sciences,
head of department,
Scientific-production
Association measurement technique

Клементьев Алексей Терентьевич

кандидат технических наук,
начальник сектора,
Научно-производственное объединение
измерительной техники
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Klement'ev Aleksey Terent'evich

candidate of technical sciences,
the head of the sector,
Scientific-production
Association measurement technique

Демин Андрей Николаевич

аспирант,
Московский государственный университет леса
E-mail: vladismyslov@yandex.ru

Demin Andrey Nikolaevich

postgraduate student,
Moscow State Forest University

УДК 687.586.5

Смыслов, В. И.

Методы снижения температурной погрешности однопроходного волоконно-оптического датчика электрического тока на основе оптических кристаллов с кубической симметрией $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ / В. И. Смыслов, А. Т. Клементьев, А. Н. Демин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 73–80.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 621.317.733

В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Бельнцева, И. Ю. Ананьина

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

V. P. Arbuzov, M. A. Mishin, P. N. Belyntseva, I. Yu. Anan'ina

MEASURING CIRCUIT OF THE HIGH-TEMPERATURE CAPACITOR PRESSURE SENSORS

А н н о т а ц и я. Разработана измерительная цепь высокотемпературного емкостного датчика давления, позволяющая исключить температурную погрешность и обеспечить инвариантность выходного сигнала к параметрам кабеля. Приведена классификация источников корректирующего воздействия. Рассмотрено несколько вариантов реализации коррекции температурной погрешности. Показаны расчетные значения выходных напряжений измерительной цепи при различных вариантах коррекции и схемы соединения элементов параметрического преобразователя датчика.

A b s t r a c t. Measuring circuit for the high-temperature capacitor pressure sensor allowing to exclude a temperature error and to provide invariancy of an output signal to cable parameters is developed. A classification of sources of corrective action, considered several options for correcting the temperature error. Shows the calculated values of the output voltage measuring circuit in different variants and correction scheme combining the elements of parametric transducer sensor.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик, температурный диапазон, емкостный параметрический преобразователь, чувствительный элемент, погрешность.

К e y w o r d s: sensor, temperature range, capacitive parametric transducer, sensing element, error.

Емкостные датчики механических величин имеют самый широкий температурный диапазон работы и сохраняют высокие метрологические характеристики в диапазоне температур до 200 °С. Это обусловлено конструктивными особенностями емкостного параметрического преобразователя (ПП) и преобразованием измерительной цепью (ИЦ) относительного информативного параметра. Преобразование именно отношения или относительного приращения рабочей C_x и опорной C_0 емкостей датчика позволяет корректировать температурную погрешность, возникающую в ПП, до тех пор, пока температурные коэффициенты указанных емкостей одинаковы, следовательно, ИЦ существующих датчиков выполняют логометрическую коррекцию рассматриваемой погрешности. При более высоких температурах температурные коэффициенты C_x и C_0 начинают отличаться по причине непропорционального изменения упругих свойств чувствительного элемента и зазора между обкладками опорного конденсатора, и логометрическая коррекция уже не обеспечивает высокие метрологические характеристики, что приводит к ограничению температурного диапазона эксплуатации датчика [1]. При необходимости эксплуатации устройства в более широком температурном диапа-

зоне необходимо осуществлять, помимо логометрической, еще и дополнительную коррекцию температурной погрешности.

Для формирования корректирующего воздействия с целью устранения указанной погрешности может быть использована как температура ПП датчика, так и неинформативная составляющая входного сигнала измерительной цепи датчика (рис. 1), причем для создания корректирующего воздействия их необходимо преобразовать в сигнал, удобный для осуществления коррекции погрешности.

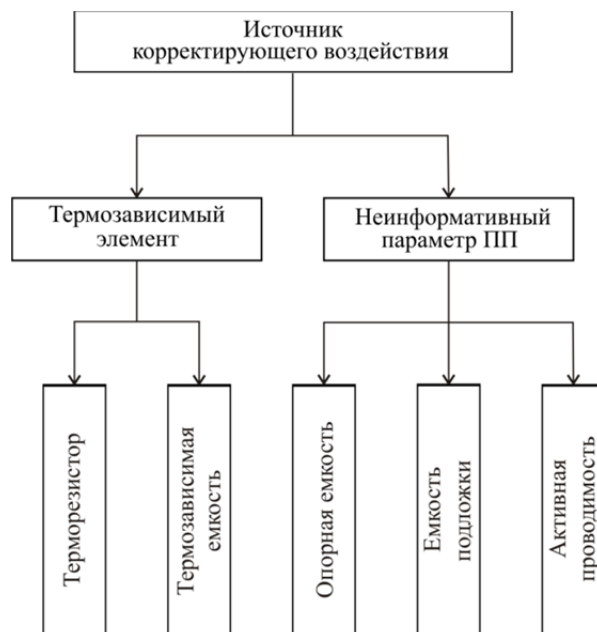


Рис. 1. Классификация источников корректирующего воздействия

Первый вариант требует размещения термозависимого элемента (терморезистора или термозависимой емкости) непосредственно на упругом элементе ПП, что приведет как к усложнению ПП датчика, так и к увеличению токоведущих жил кабельной перемычки.

Второй вариант формирования корректирующего воздействия базируется на выделении из входного сигнала измерительной цепи неинформативной (по отношению к измеряемой датчиком величине) составляющей емкостей рабочего C_x и опорного C_0 конденсаторов, зависящей от температуры ПП датчика. Особое место среди неинформативных параметров входного сигнала емкостного ПП занимает изменение емкости подложки рабочего или опорного конденсаторов датчика от температуры, поскольку параллельно ей подключена емкость кабельной перемычки, которая, во-первых, значительно больше емкости подложки, и, во-вторых, ее значение также зависит от температуры. Поэтому использование изменения емкости подложки для рассматриваемой цели может быть применено лишь при отсутствии кабельной перемычки, т.е. в том случае, когда ПП и ИЦ находятся в одном корпусе, и, следовательно, этот вариант может быть использован для коррекции температурной погрешности в диапазоне работоспособности полупроводниковых устройств ИЦ.

Рассмотрим возможность коррекции температурной погрешности датчика за счет использования термозависимого элемента, причем для емкостного ПП это может быть либо терморезистор, либо термозависимая емкость. Наличие терморезистора упрощает процедуру формирования поправки, но усложняет параметрический преобразователь и кабельную перемычку. Появившиеся в последнее время технологии изготовления многослойных упругих элементов позволяют создать непосредственно в самом ПП датчика термозависимую емкость C_t , которая может быть размещена как в разных плоскостях с измерительной емкостью, так и в одной плоскости. Такой ПП содержит несколько пар электродов, причем первая пара электродов (рабочий конденсатор) расположена по центру мембраны, а вторая пара электродов (опорный конденсатор) – на опорном основании. Один из электродов, создающих термозависимую емкость, размещен по периферии опорного основания, другой – на дополнительном кольце. Такое расположение электродов позволяет создать конденсатор, емкость которого зависит от температуры датчика, причем это изменение существенно, начиная с 200 °С и более [2]. В таком

случае при более низких температурах датчика корректирующее воздействие, создаваемое термозависимой емкостью, будет меньше порога чувствительности ИЦ.

На рис. 2 представлены схемы соединения конденсаторов ПП емкостного датчика с термозависимой емкостью, отражающие различные электрические связи между электродами конденсаторов. Первый вариант схемы соединения (рис. 2,а) предполагает использование наибольшего количества выводов ПП. Второй вариант схемы соединения конденсаторов ПП (рис. 2,б) используется в ИЦ, обеспечивающей преобразование отношения опорной и рабочей емкостей с последующей коррекцией температурной погрешности за счет использования зависимости C_t от температуры датчика. Третий вариант (рис. 2,в), предполагающий наличие общего зажима у конденсаторов C_x , C_0 и C_t , безусловно, упрощает датчик за счет уменьшения количества выводов ПП, но существенно изменяет структуру ИЦ.

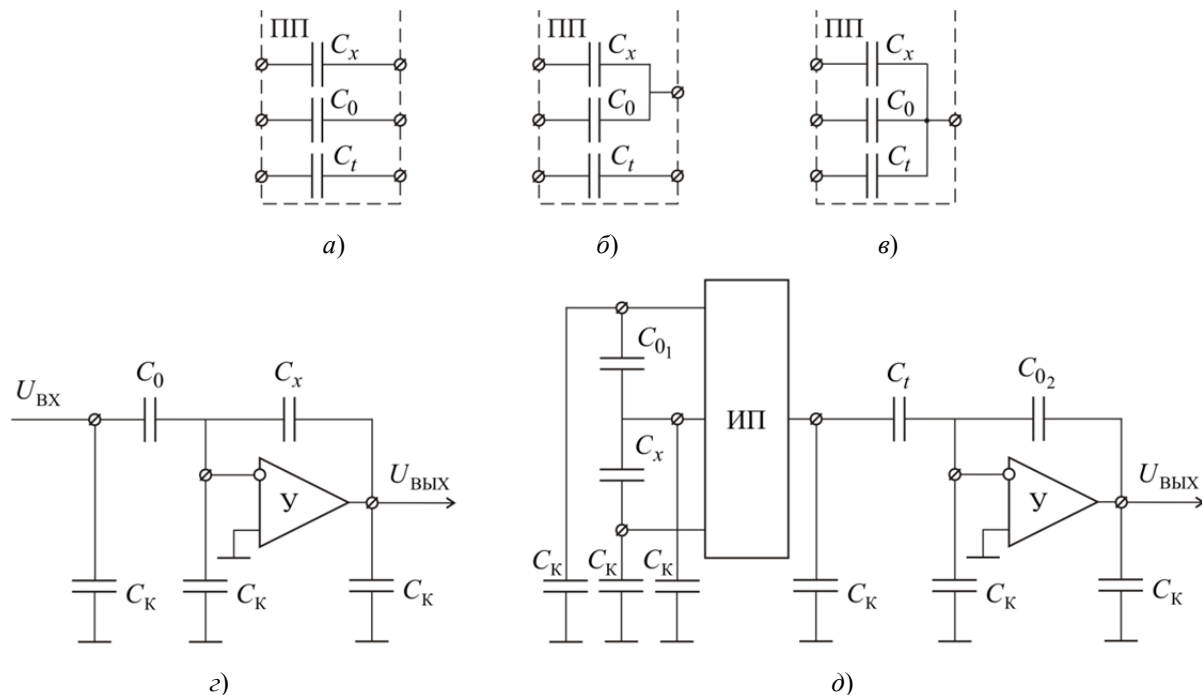


Рис. 2. Схемы соединения элементов ПП датчика (а–в) и измерительные цепи (г, д)

Измерительная цепь, осуществляющая преобразование информативного параметра датчика, например C_0 / C_x , первоначально должна обеспечить логометрическую коррекцию погрешности емкостного ПП (в том числе и температурной составляющей погрешности до 200 °С), а затем выполнить коррекцию температурной погрешности, возникающей при температуре датчика более 200 °С.

На рис. 2,г приведена часть ИЦ – активный преобразователь (АП), выполненный на операционном усилителе (ОУ) У, к входу которого подключены рабочий и опорный конденсаторы ПП с помощью кабеля, имеющего емкость C_K . Осуществляя преобразование отношения емкостей в выходное напряжение АП,

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \frac{C_0(1 + \alpha_0 t^0)}{C_x(1 + \alpha_x t^0)} (1 + \gamma_M) \approx -U_{\text{ВХ}} \frac{C_0}{C_x} (1 + \gamma_M)$$

обеспечивает логометрическую коррекцию температурной погрешности в рабочем диапазоне температуры датчика ± 200 °С, так как в этом диапазоне температурные коэффициенты рабочей и опорной емкостей одинаковы ($\alpha_0 \approx \alpha_x$). При более высоких температурах, как было отмечено ранее, одной логометрической коррекции уже будет недостаточно. Существенным недостатком такой ИЦ является погрешность γ_M , вызванная неидеальностью элементной базы, а именно ОУ. Конечное значение коэффициента усиления ОУ приводит к зависимости результата преобразования ($U_{\text{ВЫХ}}$) от значения емкости кабеля C_K . Поскольку кабель выполняет не только функцию соединения ПП с ИЦ, но и их температурную «развязку», его емкость

также зависит от температуры, и, следовательно, вносимая ее изменением погрешность также изменяется, а для коррекции рассматриваемой составляющей погрешности следует использовать структурные методы повышения точности.

Первым шагом на пути коррекции температурной погрешности емкостного датчика давления при температуре более 200 °С стало использование приращения значения термозависимой емкости для изменения значения коэффициента передачи датчика, т.е. мультипликативная коррекция рассматриваемой погрешности. На рис. 2, д изображена ИЦ, обеспечивающая мультипликативную коррекцию температурной погрешности параметрического преобразователя за счет изменения коэффициента передачи дополнительно введенного операционного усилителя У. Такое построение ИЦ потребовало создания в ПП датчика дополнительного опорного конденсатора C_{0_2} [2], имеющего с термозависимой емкостью одно и то же межэлектродное пространство. Выходное напряжение рассматриваемой ИЦ равно

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx -U_{\text{ВХ}} \frac{C_{0_1}}{C_x} \frac{C_t}{C_{0_2}} (1 + \gamma_{M_1})(1 + \gamma_{M_2}),$$

где $\gamma_{M_1}, \gamma_{M_2}$ – погрешности, вызванные неидеальностью элементной базы ИП и усилителя У соответственно.

Следует отметить, что наличие погрешностей γ_{M_1} и γ_{M_2} в функции преобразования рассмотренной ИЦ указывает на зависимость результата преобразования отношения опорной и рабочей емкостей ПП датчика, например, от значения емкости соединительного кабеля, а мультипликативная коррекция температурной погрешности (как правило, нелинейной) позволяет лишь несколько уменьшить ее значение, но не исключить.

Еще один вариант применения термозависимой емкости для коррекции температурной погрешности емкостного датчика давления приведен на рис. 3 [1]. Функциональная схема ИЦ также включает в себя рассмотренный ранее АП (см. рис. 2, а) и характеризуется высоким быстродействием, которое достигается за счет того, что коррекция погрешности осуществляется по мгновенным значениям в цепи переменного тока. В рассматриваемой ИЦ общая точка конденсаторов C_x , C_0 и C_t соединена со входом усилителя У2, причем на термозависимую емкость напряжение подается с выхода сумматора, выполненного на усилителе У1. Это позволяет осуществить более сложную – аддитивно-логометрическую – коррекцию температурной погрешности, причем аддитивная коррекция реализуется путем подключения термозависимой емкости C_t параллельно как рабочей C_x , так и опорной емкости C_0 , а мультипликативная коррекция – посредством преобразования отношения C_0 / C_x . Выходное напряжение ИЦ описывается выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\Gamma} \frac{C_0 - C_t R_3 / R_1}{C_x - C_t R_3 / R_2} (1 + \gamma_M).$$

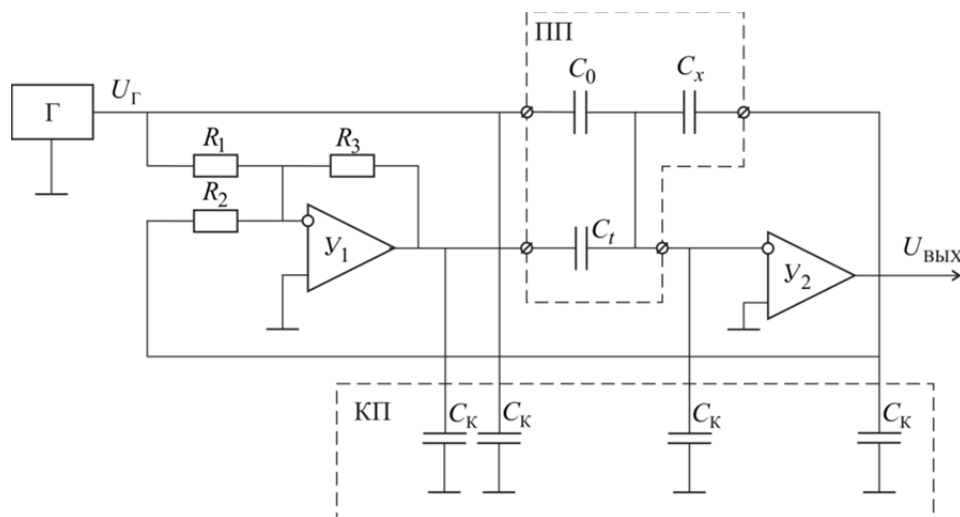


Рис. 3. Функциональная схема измерительной цепи высокотемпературного емкостного датчика давления

Реализация приведенной измерительной цепи позволила существенно расширить температурный диапазон эксплуатации неохлаждаемого высокотемпературного емкостного датчика давления, осуществляя ее настройку изменением сопротивления резисторов $R_1 - R_3$.

Однако рассмотренные выше ИЦ не обеспечивают коррекцию погрешности, обусловленной наличием емкости кабельной перемычки и неидеальностью элементной базы. При дистанционных измерениях емкость кабеля C_k существенно превышает преобразуемые емкости, значения которых могут составлять единицы и даже доли пикофарад. Помимо этого, коэффициент усиления K_y операционного усилителя, на котором осуществляется преобразование емкостей конденсаторов датчика в активную электрическую величину (напряжение), имеет конечное значение на рабочей частоте датчика, причем с ростом значения рабочей частоты K_y уменьшается. Все это приводит к существенному значению методической погрешности.

Для создания на основе отечественной элементной базы высокоточных ИЦ, инвариантных к параметрам кабельной перемычки, а также для коррекции погрешности необходимо применение структурных методов повышения точности, а именно временного разделения каналов.

Принцип временного разделения каналов процесса преобразования отношения пассивных величин в активную величину состоит в обеспечении в обоих тактах равенства коэффициентов обратной связи ($\beta_1 = \beta_2$) при сохранении необходимых для работы измерительной цепи значений коэффициентов передачи усилителя (K_1 и K_2) и ортогональности системы функций, описывающих токи, текущие через преобразуемые элементы ПП датчика [3]. На основе этого принципа разработаны методы временного разделения каналов ИЦ датчиков: метод коммутаций, метод фазового разделения каналов и метод полигармонического разделения каналов, каждый из которых обеспечивает инвариантность результата преобразования и к емкости кабеля, и к неидеальности операционного усилителя. Из указанных выше методов наиболее широкими возможностями как с точки зрения быстродействия, так и с точки зрения функциональных возможностей обладает метод фазового разделения каналов.

Фазовое разделение каналов как разновидность метода временного разделения каналов в ИЦ датчиков позволяет повысить точность преобразования пассивных параметров элементов ПП датчика (емкостей) в активную электрическую величину за счет сочетания преимуществ, достигнутых разделением во времени каналов преобразования выходных параметров датчика, с одновременным преобразованием этих параметров. Сущность метода фазового разделения каналов состоит в том, что временное разделение каналов организуется посредством сдвига фазы между токами или напряжениями, подаваемыми на элементы датчика, которые одновременно подключены к преобразователю пассивной величины в активную величину.

На рис. 4 представлена функциональная схема микропроцессорной ИЦ емкостного датчика с фазовым разделением каналов. Необходимые для организации фазового разделения каналов тест-сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$ создаются генераторами синусоидального напряжения Г1 и Г2 в соответствии с сигналами управления $N_{упр}$, формируемыми микроконтроллером МК. В состав сигналов управления входят коды $N_{Г1}$ и $N_{Г2}$, задающие частоту, амплитуду и фазу тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ синусоидальной формы, причем в качестве генераторов Г1 и Г2 можно использовать синтезаторы прямого синтеза типа *DDS*. Параметрический преобразователь подключен к ИЦ по четырехпроводной схеме с помощью кабельной перемычки КП, между каждым из проводов которой и общей шиной существует емкостная связь, обозначенная на схеме в виде емкости кабеля C_k . Наличие емкости, подключенной параллельно входу операционного усилителя, приводит к появлению погрешности, вызванной неидеальностью элементной базы (малым значением коэффициента усиления операционного усилителя на рабочей частоте), причем значение этой погрешности зависит, в том числе, и от значения емкости C_k . Остальные емкости C_k шунтируются малыми выходными сопротивлениями генераторов Г1 и Г2 и операционного усилителя У1, а следовательно, не оказывают влияния на результат преобразования.

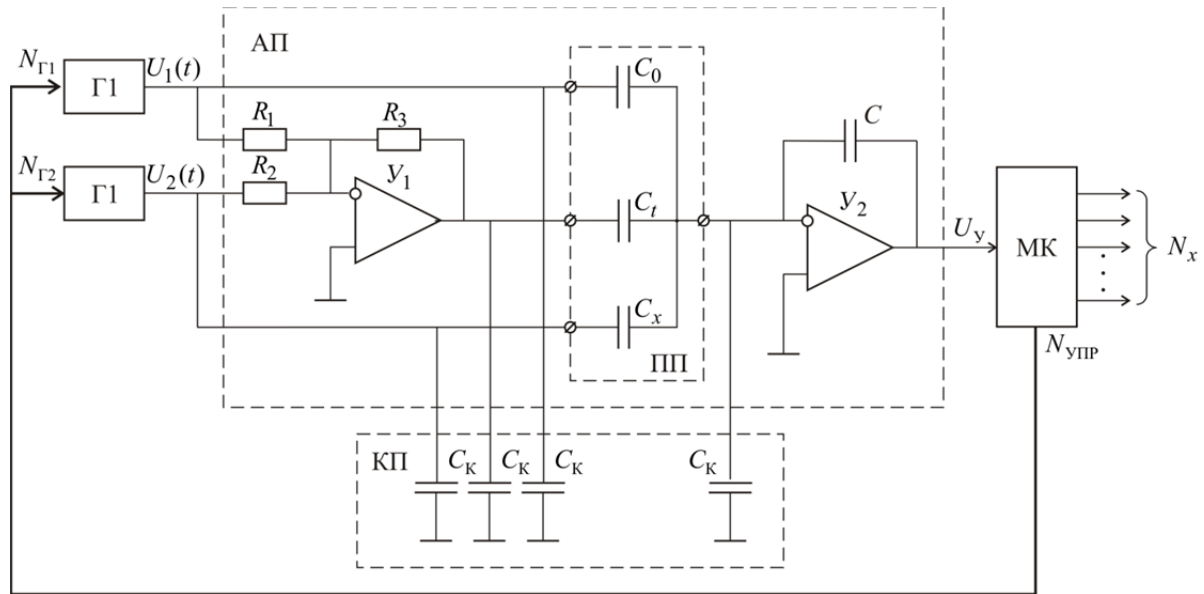


Рис. 4. Функциональная схема микропроцессорной измерительной цепи емкостного датчика

Для осуществления аддитивной коррекции температурного изменения рабочей и опорной емкостей напряжения каждого из тест-сигналов инвертируются, суммируются со своим коэффициентом передачи (R_3/R_1 или R_3/R_2) и подаются на конденсатор C_t , емкость которого зависит от температуры, начиная с 200 °С. Применение операционного усилителя в цепи аддитивной коррекции погрешности позволяет обеспечить независимую коррекцию температурного изменения рабочей и опорной емкостей датчика. Погрешность, вызванная неидеальностью операционного усилителя $У1$, является мультипликативной, и ее коррекция достигается, например, изменением сопротивления резистора R_3 .

Выходное напряжение активного преобразователя АП рассматриваемой ИЦ описывается выражением

$$U_y(t) = - \left[U_1(t) \frac{C_0 - C_t \cdot R_3/R_1}{C} + U_2(t) \frac{C_x - C_t \cdot R_3/R_2}{C} \right] \cdot (1 + \gamma_m), \quad (1)$$

где γ_m – методическая погрешность АП, обусловленная конечным значением коэффициента усиления K_y ($K_y \neq \infty$) операционного усилителя $У2$ на рабочей частоте, причем

$$\gamma_m \approx - \frac{C}{K_y (C_x + C_0 + C_t + C_k + C)}.$$

Из приведенного выражения для методической погрешности АП видно, что она зависит от значений емкостей рабочего и опорного конденсаторов датчика (следовательно, и от изменения значения измеряемой датчиком величины), от емкости кабельной перемычки и от значения K_y на рабочей частоте.

Для обеспечения фазового разделения каналов ИЦ генераторы $Г1$ и $Г2$ по сигналу управления $N_{упр}$ формируют тест-сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$, функциональные зависимости которых образуют систему базисных функций фазового разделения каналов [3, 4]:

$$\begin{cases} U_1(t) = U_0 \sin \omega t, \\ U_2(t) = U_0 \sin(\omega t + \phi), \end{cases} \quad (2)$$

где U_0 , ω – амплитуда и частота тест-сигналов; ϕ – фазовый сдвиг между тест-сигналами. Значения амплитуды, частоты, фазового сдвига и форма тест-сигнала задаются кодами $N_{Г1}$ и $N_{Г2}$, формируемыми микроконтроллером МК.

Подставив в выражение (1) вместо $U_1(t)$ и $U_2(t)$ их зависимости из системы (2), получим

$$U_y(t) = -U_0 \left[\frac{C_0 - C_t \cdot R_3/R_1}{C} \sin \omega t + \frac{C_x - C_t \cdot R_3/R_2}{C} \sin(\omega t + \phi) \right] \cdot (1 + \gamma_m). \quad (3)$$

Правая часть полученного выражения содержит две составляющие, каждая из которых пропорциональна результату аддитивной коррекции, температурной коррекции опорной или рабочей емкостей ПП датчика, причем одна из них пропорциональна $(C_0 - C_t \cdot R_3/R_1)$, а вторая – $(C_x - C_t \cdot R_3/R_2)$. Поскольку амплитуда U_0 , частота ω и фазовый сдвиг между тест-сигналами ϕ известны, для определения указанных составляющих необходимо знать только два значения выходного напряжения АП $U_y(t): U_{y1}$ и U_{y2} , но в разные моменты времени, например t_1 и t_2 , решить систему уравнений с двумя неизвестными: $(C_0 - C_t \cdot R_3/R_1)$ и $(C_x - C_t \cdot R_3/R_2)$:

$$\begin{cases} U_{y1} = -U_0 \left[\frac{C_0 - C_t \cdot R_3/R_1}{C} \sin \omega t_1 + \frac{C_x - C_t \cdot R_3/R_2}{C} \sin(\omega t_1 + \phi) \right] \cdot (1 + \gamma_m), \\ U_{y2} = -U_0 \left[\frac{C_0 - C_t \cdot R_3/R_1}{C} \sin \omega t_2 + \frac{C_x - C_t \cdot R_3/R_2}{C} \sin(\omega t_2 + \phi) \right] \cdot (1 + \gamma_m). \end{cases} \quad (4)$$

Решая систему уравнений (4) относительно $(C_0 - C_t \cdot R_3/R_1)$ и $(C_x - C_t \cdot R_3/R_2)$ и определяя выходной сигнал ИЦ как их отношение, получим

$$N_x = \frac{C_0 - C_t \cdot R_3/R_1}{C_x - C_t \cdot R_3/R_2} = - \frac{U_{y2} \sin(\omega t_1 + \phi) + U_{y1} \sin(\omega t_2 + \phi)}{U_{y2} \sin \omega t_1 + U_{y1} \sin \omega t_2}. \quad (5)$$

Аналого-цифровой преобразователь в моменты времени t_1 и t_2 , задаваемые микропроцессором, входящим в состав МК, преобразует выходное напряжение $U_y(t)$ в U_{y1} и U_{y2} соответственно и передает полученные значения в микропроцессор, который (в соответствии с выражением (5)) формирует выходной сигнал ИЦ.

Как видно из выражения (5), выходной сигнал ИЦ не зависит от методической погрешности АП γ_m , а следовательно, предложенная ИЦ, помимо коррекции температурной погрешности, осуществляет еще и коррекцию погрешности, обусловленной наличием емкости кабельной перемычки и конечным значением коэффициента усиления ОУ, входящего в состав АП.

Таким образом, предложенная ИЦ высокотемпературных емкостных датчиков давления, имеющих в составе термозависимую емкость, позволяет осуществить одновременно и аддитивную, и логометрическую коррекцию температурной погрешности емкостного параметрического преобразователя, а применение временного разделения каналов обеспечивает исключение методической погрешности, обусловленной емкостью соединительного кабеля и неидеальностью элементной базы измерительной цепи.

Список литературы

1. Арбузов, В. П. Структурные методы повышения точности измерительных цепей емкостных и индуктивных датчиков : моногр. / В. П. Арбузов. – Пенза : Информационно-издательский центр ПГУ, 2008. – 230 с.
2. Чернецов, М. А. Чувствительные элементы и измерительные модули датчиков давления. Вопросы стандартизации и унификации / М. А. Чернецов, А. В. Соколов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 3 (27). – С. 148–155.
3. Арбузов, В. П. Фазовое разделение каналов измерительных цепей датчиков / В. П. Арбузов, С. Е. Ларкин, М. А. Мишина // Измерительная техника. – № 11. – 2012. – С. 15–18.
4. Arbuzov, V. P. Phase Separation of Sensor Measurement Circuit Channels / V. P. Arbuzov, S. E. Larkin, M. A. Mishina // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55, № 11. – P. 1247–1251.

Арбузов Виктор Петрович

доктор технических наук, профессор,
кафедра автоматизации и телемеханики,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Arbuzov Viktor Petrovich

doctor of technical science , professor,
sub-department of automation and remote control,
Penza State University

Мишина Марина Александровна

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Mishina Marina Aleksandrovna

postgraduate student,
Penza State University

Бельнцева Полина Николаевна

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Belyntseva Polina Nikolaevna

postgraduate student,
Penza State University

Ананьина Ирина Юрьевна

магистрант,
Пензенский государственный университет
E-mail: avitel@pnzgu.ru

Anan'ina Irina Yur'evna

master's degree student,
Penza State University

УДК 621.317.733

Арбузов, В. П.

Измерительные цепи высокотемпературных емкостных датчиков давления / В. П. Арбузов, М. А. Мишина, П. Н. Бельнцева, И. Ю. Ананьина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 1 (11). – С. 81–88.